

分类号\_\_\_\_\_

密级\_\_\_\_\_

UDC \_\_\_\_\_

编号\_\_\_\_\_

# 中国科学院研究生院

## 硕士学位论文

一种高增益低噪声低功耗跨阻放大器的设计与实现

唐立田

指导教师\_\_\_\_\_张海英 研究员

\_\_\_\_\_中国科学院微电子研究所

申请学位级别工学硕士 学科专业名称微电子学与固体电子学

论文提交日期2009 年 5 月 论文答辩日期2009 年 5 月

培养单位\_\_\_\_\_中国科学院微电子研究所

学位授予单位\_\_\_\_\_中国科学院研究生院

答辩委员会主席\_\_\_\_\_

## 摘 要

光纤通信网络在20世纪70年代就已经进入实用阶段,如今已成为现代通信的主要支柱之一。未来,光纤到户 (FTTH) 是多种宽带接入方式中最好的一种,能够满足各类用户的多种需求。

光纤通信系统通常由光发射机、光纤和光接收机组成。跨阻放大器位于光接收机前端,将光电二极管产生的电流信号转化为电压信号。作为光接收机的关键部分,跨阻放大电路的性能在很大程度上决定了整个接收机的性能。为降低成本而采用深亚微米 CMOS 技术后,低电源电压使得跨阻放大器在增益、带宽、噪声、动态范围等指标的折中问题上面临着诸多挑战。

本论文采用 TSMC 0.18 $\mu\text{m}$  CMOS 工艺设计并实现了一种高增益低噪声低功耗跨阻放大器。针对客户提供的一种光电二极管,在寄生电容高达 3 pF 的情况下,开发成功一款跨阻放大器,其单端跨阻增益高达 78 dB $\Omega$ , -3dB 带宽超过 300 MHz, 100 MHz 处的等效输入噪声电流谱密度低至 6.3 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , 功耗为 14.4 mW。芯片面积(包括所有 PAD)仅为 500 $\mu\text{m}$  \* 460 $\mu\text{m}$ 。因此,与国内的同类产品相比该款跨阻放大器在增益、噪声、功耗以及芯片面积等方面具有明显的优势,这也为下一步多路跨阻放大器的集成奠定了基础。

**关键词:** 跨阻放大器, RGC 结构, 等效输入噪声电流谱密度, 0.18 $\mu\text{m}$  CMOS



## **Design and Implementation of a High Gain Low Noise and Low**

### **Power Trans-impedance Amplifier**

Written by Tang Litian (Microelectronics and Solid-State Electronics)

Directed by Professor Zhang Haiying

#### **Abstract**

Optical-fiber communication system has realized practical utilization in the 1970s. Today it has become one of the main pillars of modern communications. Fiber to the home (FTTH) will be one of the best ways of broadband access in the future for the ability to meet the diverse needs of all types of users.

The optical communication system is usually made up of three components: transmitter, fiber and receiver. The trans-impedance amplifier is located in the front-end of optical receiver, and it is used to transfer the current signal produced by the photodiode to voltage signal. Therefore, as a key part of the optical receiver, the performance of trans-impedance amplifier determines to a large extent the performance of the entire receiver. In particular, owing to the use of deep sub-micro CMOS technology in order to lower costs, low supply voltage makes it more difficult to tradeoff among gain, bandwidth, noise and dynamic range.

A high gain low noise and low power trans-impedance amplifier was designed and realized using TSMC 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS technology. Aiming at one practice photodiode offered by custom which has a high parasitic capacitance of 3  $\text{pF}$ , testing results indicate: the single-end trans-impedance gain is  $78 \text{ dB}\Omega$ , the -3dB bandwidth is beyond 300  $\text{MHz}$ , the equivalent input current noise spectral density at 100  $\text{MHz}$  is  $6.3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ , and the power dissipation is only 14.4  $\text{mW}$ . The die size (including all the PADS) is as small as  $500 \mu\text{m} \times 460 \mu\text{m}$ . So compared to the similar domestic products, this trans-impedance amplifier has obvious advantages on gain, noise, power and chip size. Besides, these also have laid a foundation for multi-channel integration.

**Key Words:** Trans-impedance Amplifier, Regulated Cascode (RGC), Equivalent Input Current Noise Spectral Density, 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS



## 目 录

|                            |    |
|----------------------------|----|
| 第一章 绪论.....                | 1  |
| 1.1 光纤通信综述.....            | 1  |
| 1.1.1 光纤通信发展历程.....        | 1  |
| 1.1.2 光纤通信系统介绍.....        | 2  |
| 1.2 本论文研究内容与研究意义.....      | 5  |
| 1.3 本论文内容安排.....           | 6  |
| 第二章 光电二极管与跨阻放大器一般指标分析..... | 7  |
| 2.1 光电二极管.....             | 7  |
| 2.1.1 光电二极管原理.....         | 7  |
| 2.1.2 光电二极管参数.....         | 8  |
| 2.1.3 光电二极管分类.....         | 8  |
| 2.1.4 本项目用光电二极管.....       | 9  |
| 2.2 噪声.....                | 11 |
| 2.2.1 噪声的基本概念.....         | 11 |
| 2.2.2 噪声的类型.....           | 12 |
| 2.2.3 噪声带宽.....            | 15 |
| 2.2.4 噪声级联.....            | 15 |
| 2.2.5 跨阻放大器噪声指标.....       | 16 |
| 2.3 带宽.....                | 16 |
| 2.4 增益.....                | 18 |
| 2.5 动态范围.....              | 19 |
| 2.6 输出阻抗.....              | 19 |
| 2.7 本章小结.....              | 19 |
| 第三章 跨阻放大器电路结构分析.....       | 21 |
| 3.1 开环共栅结构.....            | 21 |
| 3.1.1 基本共栅结构.....          | 21 |
| 3.1.2 RGC 结构.....          | 24 |
| 3.2 电压—电流反馈.....           | 28 |
| 3.3 闭环共源结构.....            | 30 |

|                      |    |
|----------------------|----|
| 3.4 差分跨阻放大器.....     | 33 |
| 3.5 高性能技术.....       | 34 |
| 3.5.1 增益提高技术.....    | 34 |
| 3.5.2 宽带技术.....      | 35 |
| 3.5.3 电容耦合.....      | 39 |
| 3.6 自动增益控制.....      | 40 |
| 3.7 输出级匹配.....       | 41 |
| 3.8 稳定性分析.....       | 45 |
| 3.9 本章小结.....        | 46 |
| 第四章 跨阻放大器的设计与仿真..... | 47 |
| 4.1 电路原理图.....       | 47 |
| 4.2 仿真结果.....        | 49 |
| 4.3 版图设计.....        | 55 |
| 4.4 本章小结.....        | 57 |
| 第五章 跨阻放大器的测试.....    | 59 |
| 5.1 跨阻放大器的测试理论.....  | 59 |
| 5.1.1 增益和带宽测试.....   | 59 |
| 5.1.2 噪声测试.....      | 60 |
| 5.2 测试板的设计.....      | 60 |
| 5.3 跨阻放大器的测试结果.....  | 60 |
| 5.3.1 直流.....        | 60 |
| 5.3.2 增益和带宽.....     | 61 |
| 5.3.3 噪声.....        | 62 |
| 5.3.3 时域测试.....      | 64 |
| 5.4 本章小结.....        | 67 |
| 第六章 结 论.....         | 69 |
| 参考文献.....            | 71 |
| 攻读硕士期间发表的论文.....     | 75 |
| 致 谢.....             | 77 |

## 第一章 绪论

### 1.1 光纤通信综述

光纤通信是以光波作为载波，以光纤作为传输介质的一种先进通信手段。光波实质上是频率极高的电磁波（ $3 \times 10^{14} \text{ Hz}$  以上），因此用光波作为载波进行通信，容量极大。同时，光纤传输还具有以下优点<sup>[1] [2]</sup>：损耗低，适于长途传输；体积小，重量轻，可绕性强；几乎无漏信号和串音，安全可靠，保密性强。光纤通信的上述优点促成了它的迅速发展，不仅成为了二十一世纪的最新技术，而且必将成为宽带综合业务数字网的骨干。从这一意义上说，现代光通信已经成为人类进入信息社会的基石。

#### 1.1.1 光纤通信发展历程

光纤通信技术主要经历了以下几个重要发展阶段<sup>[2] [3] [4]</sup>。

1966 年，英籍华人高锟（C.K.Kao）预见利用玻璃可以制成衰减为  $20 \text{ dB/km}$  的光纤。当时，世界上最优秀的光学玻璃衰减达  $1000 \text{ dB/km}$  左右。1970 年，美国康宁公司首先研制成衰减为  $20 \text{ dB/km}$  的光纤。从此，光纤进入了实用化的发展阶段，世界各国纷纷开展光纤通信的研究。

光纤的主要作用是引导光在光纤内沿着直线或弯曲的途径传播。为了实现长距离的光纤通信，必须减小光纤的衰减。1974 年光纤衰减降到  $2 \text{ dB/km}$ 。到了 1976 年，人们发现低衰减的长波有： $1.31 \mu\text{m}$  和  $1.55 \mu\text{m}$ 。1980 年，光纤衰减在  $1.55 \mu\text{m}$  窗口已降低到  $0.2 \text{ dB/km}$ 。这样使得进行长距离的光纤通信成为可能。

与此同时，为了促进光纤通信系统的实用化，人们又及时地开发出适用于长波长的光源、激光器、发光管、光检测器等。应运而生的光纤成缆、光无源器件和性能测试及工程应用仪表等技术日益成熟。这都为光纤光缆作为新的通信传输媒介奠定了良好的基础。

1976 年，美国西屋电气公司在亚特兰大成功地进行了世界上第一个

44.736 Mb/s，传输 110 km 的光纤通信系统的现场实验，使光纤通信向实用化迈出了第一步。

1981 年以后，用光纤通信技术大规模地制成商品并推向市场。历经 20 多年突飞猛进的发展，光纤通信系统速率由 1978 年的 45 Mb/s 提高到目前的 40 Gb/s。

我国自 70 年代初就开始了光纤通信技术的研究。1977 年，武汉邮电研究院研制成功中国第一根阶跃折射率分布的、波长为 0.85  $\mu\text{m}$  多模光纤。后来又研制成单模光纤和特殊光纤以及光纤通信设备。

现在，我国光纤通信产业已初具规模，能够生产光纤光缆、光电器件、光端机以及其他工程应用方面的配套仪表器件等。由此可见，中国已具有大力发展光纤通信的综合实力。

### 1.1.2 光纤通信系统介绍

光纤通信系统的任务是要实现大量的数据传输到很远的距离。例如，欧洲电话业务与美国的电话业务是通过已安装的一个跨越大西洋的光纤通信系统连接起来。

图 1.1(a)所示<sup>[5]</sup>的是由 3 个组件组成的一个简单的光纤通信系统，3 个组件分别为：(1) 电光转换器，如激光器，可以将电信号转换为光信号；(2) 光纤，作用是传输激光器所产生的光；(3) 光检测器（光电二极管），其对光纤终端的光敏感且能够将光信号变为电信号。

在一个光纤通信系统中采用长的或者便宜的光纤，随着光从光纤的近端传输到远端，光会经历相当大的衰减。这样就要求：(1) 激光器必须产生几十毫瓦的光强；(2) 光电二极管必须具备较高的灵敏度；(3) 由光电二极管产生的电信号必须进行低噪声放大。这些要求引出图 1.1(b) 所示的更复杂的光纤通信系统。图 1.1(b)中的激光驱动器可以将大电流传送到激光器，跨阻放大器以低噪声和足够大的带宽放大光电二极管的输出，并将其转换为电压。

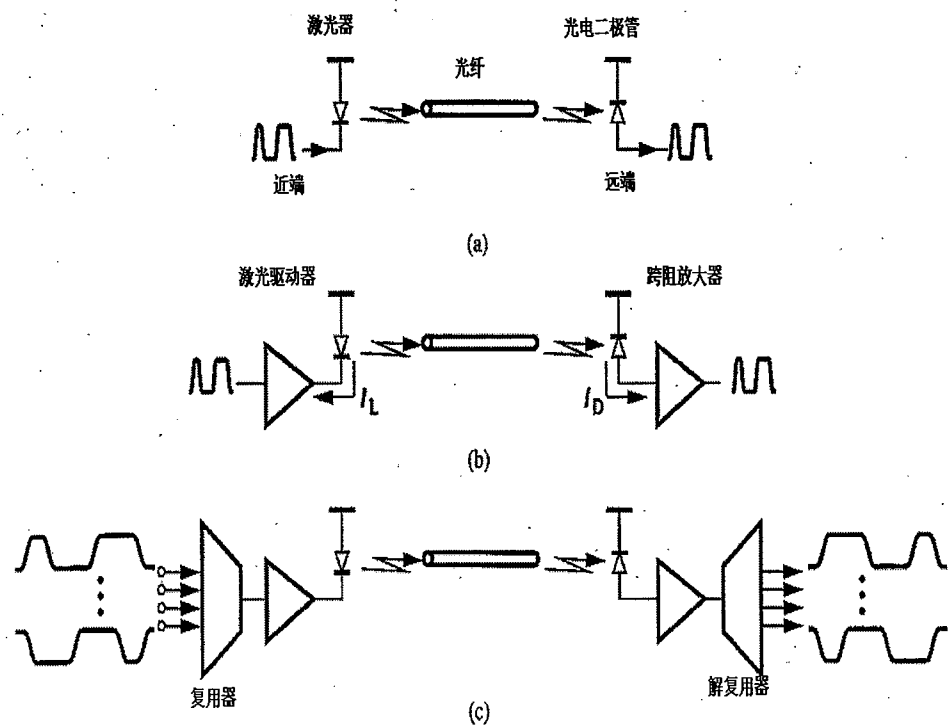


图 1.1 (a) 简单的光纤通信系统 (b) 带驱动器和放大器的光纤通信系统  
(c) 带复用器和解复用器的光纤通信系统

图 1.1(b)所示的发射和接收工作是处理高速的串行数据，然而，提供给发射机的实际数据是很多低速信道的并行数据，是由多个用户产生的。由并行到串行转换的任务是由一个复用器来完成的。类似的，接收机必须引入一个解复用器来再生原始的并行信道。这样，我们得到的光纤通信系统，如图 1.1(c)。

图 1.1(c)所示的系统结构配置仍然不够完整。对于发射端，复用器需要许多具有精确的边沿对准的时钟频率，这些时钟是由一个锁相环产生的。此外，实际上，复用器的输出会受到非理想的损伤，如受到“抖动”和“码间串扰”的干扰，这样就要求在激光驱动器之前使用一个“提纯”的触发器，这些改进措施体现在图 1.2 (a)所示的发射机中。

接收机也需要增加一些附加功能。因为对于提供逻辑电平而言，跨阻放大器输出的动态范围不够大，所以，必须在跨阻放大器之后安装一个高增益的放大器，通常称为限幅放大器。另外，由于已接收的数据可能出现明显的噪声，所以在限幅放大器和解复用器之间应插入一个“提纯”触发器，称为判决电路。这样接收端如图 1.2 (b)所示。

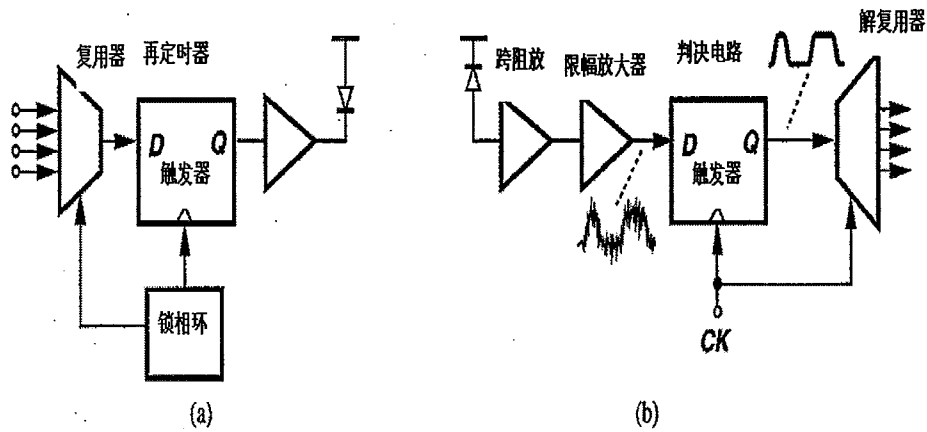


图 1.2 (a) 改进的发射端 (b) 改进的接收端

图 1.2 (b) 中的接收端缺少一个产生判决电路和解复用器需要的时钟。这个时钟必须提供一个与接收到的数据有着十分确定的相位关系，以便触发器在高和低电平的最佳点，即在每个比特的中间点进行抽样。从输入的数据提取这样一个时钟的任务被称为“时钟恢复”。时钟恢复和数据提纯的整个操作被称为时钟和数据恢复。图 1.3 所示为一个完整的光纤通信系统。其中，激光驱动器中含有功率控制，跨阻放大器采用了自动增益控制。

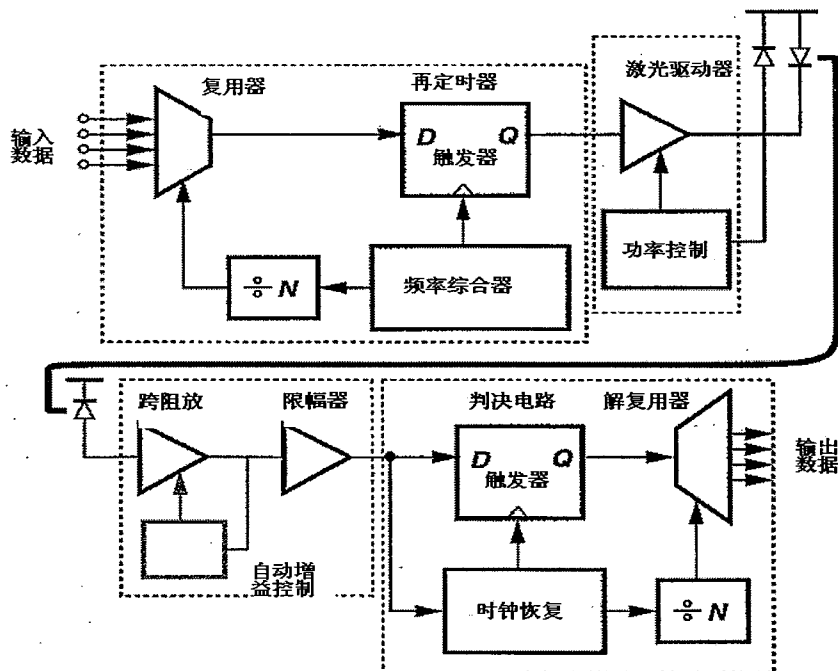


图 1.3 一个完整的光纤通信系统

## 1.2 本论文研究内容与研究意义

光接收机是光纤通信系统的重要组成部分。在光纤通信系统中，光接收机的任务是以最小的附加噪声和失真，将经过光纤传输后衰减和畸变的微弱光脉冲信号通过光电转换变为电脉冲信号，加以放大、均衡与定时再生后还原为与发送端相一致的数字脉冲信号。因此，一个高性能的数字光接收机应该具有尽可能高的灵敏度，以适应长距离中继传输的要求。

如果不考虑来自光检测器自身的量子噪声和其他因素的影响，光接收机的灵敏度主要由前端电路即跨阻放大器所决定。因此，研究光接收机跨阻放大器电路，设计出一个低噪声的跨阻放大器是设计光接收机的关键。作为光接收机的关键部分，跨阻放大电路的性能在很大程度上决定了整个接收机的性能。它要求与光检测器相匹配，从而获得大的输出信噪比。将来自 PIN 型或者雪崩二极管(APD)的电流脉冲信号放大输出并转换成一定的电压脉冲信号。因为，信号到达接收端时通常很微弱，如果采用一般的放大器进行放大，放大器本身会引入较高的噪声，后一级放大器将对前一级放大器输出的信号和噪声一并进行放大，因此，信噪比不会得到改善。为了克服上述问题，系统需要一个低噪声、高增益的跨阻放大器，以获得较高的输出信噪比。因此，跨阻放大器的作用可以概括为：

- (1) 将电流信号转变为电压信号；
- (2) 提供一个较大的放大倍数；
- (3) 引入相对较小的噪声；
- (4) 提供合适的传输函数。

光接收机的跨阻放大器需要注意以下几点：(1) 尽量减小等效输入噪声电流，以提高灵敏度；(2) 带宽与信号速率相适应；(3) 产生足够大的增益，以克服后续电路的噪声影响。这三个要求是相互矛盾和相互影响的，带宽的增加将导致噪声增加和增益下降。此外，当温度变化时放大器应保持增益、带宽和灵敏度的稳定。输入阻抗要足够的小，以避免光检测器寄生电容对带宽的影响。

过去，对于高速的集成电路，多采用 GaAs 或者 BiCMOS 工艺来实现。但是随着深亚微米 CMOS 工艺的不断发展，栅长不断减小，现在  $0.18\mu\text{m}$  CMOS 管的截止频率已经达到  $30\text{GHz}$ ，可以实现高速的集成电路。本文正是采用 TSMC  $0.18\mu\text{m}$  CMOS 工艺来实现跨阻放大器的设计的。

经过合同双方详细讨论之后，跨阻放大器的设计指标如表1-1所示：

表 1-1 跨阻放大器电参数指标

|                                                      |
|------------------------------------------------------|
| 1: 输入输出形式: 单端电流输入, 差分电压输出                            |
| 2: 跨阻增益: $>10\text{K}\Omega$ (差分、负载电阻为 $50\Omega$ 时) |
| 3: 等效输入电流噪声: $6.5\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ @100MHz |
| 4: 线性电流输入范围: $0\text{-}10\mu\text{A}$                |
| 5: 输出电压响应时间: 小于 $1.5\text{ns}$ (不计信号源和示波器的响应时间)      |
| 6: 输出阻抗: $50\Omega$ (单端对地)                           |
| 7: 芯片静态功耗: 小于 $50\text{mW}$                          |
| 8: 供电方式: 单电源供电, 电压范围: $\leq 6\text{V}$               |
| 9: 以上参数均是在输入端并联电容为 $2\text{pF}$ 电容时测得                |

目前国内的跨阻放大器产品针对的主要是普通的光电二极管,其寄生电容一般较小,为  $1\text{pF}$  以下。我们的研究针对的是某种特殊的光电产品,虽然其寄生电容较大,接近  $3\text{pF}$ ,但是该光电二极管的其他性能十分优越。在大的寄生电容下同时实现高增益大带宽和低噪声具有一定的挑战性。因此,该研究不但具有一定的学术价值,而且具有十分重要的现实意义。

### 1.3 本论文内容安排

本论文内容安排如下:

第一章,绪论。简要介绍光纤通信的发展历史以及光纤通信系统中各个模块的功能;同时,介绍了本文研究内容与研究意义。

第二章,跨阻放大器指标分析。首先分析了光电二极管的原理及等效电路图。然后详细分析了噪声、带宽、增益、动态范围等指标及其折中关系。

第三章,跨阻放大器电路拓扑分析。本章首先详细分析了共源、共栅;无反馈、有反馈;单端、差分等形式的跨阻放大器的增益、带宽以及噪声等性能。然后介绍了跨阻放大器的增益提高和带宽提高技术以及稳定性等问题。

第四章,跨阻放大器设计与仿真。详细介绍了本文所设计的跨阻放大器的拓扑结构、设计原理、仿真结果以及版图,给出了详细的设计参数和设计结果。

第五章,跨阻放大器的测试。首先介绍了跨阻放大器测试理论,然后给出增益、带宽、噪声以及功耗等指标的测试结果,测试结果与仿真结果良好吻合。

第六章,本论文总结。

## 第二章 光电二极管与跨阻放大器一般指标分析

光信号能量经过光纤在到达接收端的光电二极管之前会发生一定的衰减。在接收端，光电二极管按照一定的比例将光强转换为电流，然后通过一个跨阻放大器将这个电流进行放大并转化为电压。跨阻放大器的设计需要在噪声、带宽、增益、电源电压和功率损耗之间进行权衡，尤其在深亚微米CMOS技术方面提出了严峻挑战。本章详细分析了跨阻放大器的各个指标及其折中关系。

### 2.1 光电二极管

#### 2.1.1 光电二极管原理

光纤中所传输的光信号，在接收端通过光电二极管转换成电信号。不同性能的光电二极管会影响接收机前端的灵敏度和接收速度。

光电二极管产生的电流随接收的光而变化，在某种意义上，光电二极管的作用与发光二级光相反。只要用光照射一个  $pn$  结，价带中的电子就会受到激发并跃迁到导带，结果是一个光子被吸收并产生了一个具有导电能力的电子空穴对。只要光子能量超过材料的带隙能量就会发生上述现象<sup>[5]</sup>。

在一个  $pn$  结中产生的电子空穴对，以其具有的反向“击穿”特性向着原点方向迁移，如图2.1(a)所示。确切地说，只要给光电二极管施加一个反向偏置电压，由光产生的电子和空穴被吸引到相反的极性，从而就会产生一个连续的电流，如图2.1(b)所示。光电二极管的作用绝大多数发生在耗尽区，在光电二极管的其他区域电场很小，以确保电子、空穴在耗尽之前可以进行复合。因此，光电二极管需要有一个反向偏置电压和一个大的耗尽区才能正常工作<sup>[6][7]</sup>。

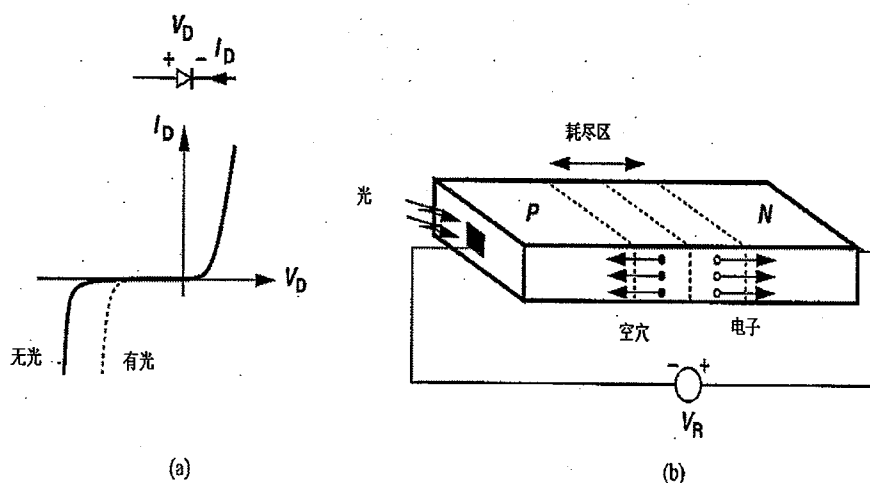


图2.1 (a) 光电二极管特性曲线 (b) 由电子和空穴引起的传导电流图

### 2.1.2 光电二极管参数

光电二极管产生的电流  $I_p$  与光功率  $P_{op}$  成线性正比关系，即：

$$I_p = R_{ph} P_{op} \quad (2-1)$$

式中， $R_{ph}$  被称为响应度。例如，一些光电二极管呈现的响应度为  $1A/W$ ，即当用具有合适波长的  $1mW$  的光照射时，光电二极管可以产生  $1mW$  的电流。通过扩大接收光电二极管表面积就可以提高响应度，但是这是以更大的结面积为代价。过大的结电容进一步给跨阻放大器的设计带来影响。

在一个理想的光电二极管中，每个光子进入光电二极管就会产生一个电子空穴对。但是实际上，一些光子被表面反射或材料吸收而产生热。这样，将光电二极管的量子效率定义为：在某一给定时间内，所产生的电子数除以所使用的光子数，即：

$$\eta = \frac{I_p / q}{P_{op} / (hc / \lambda)} \quad (2-2)$$

其中， $h$  为普朗克常数， $c$  为光速， $\lambda$  为光波长， $q$  为电子电荷。

其他参数不再一一详述，具体可参考文献<sup>[5][6][7]</sup>。

### 2.1.3 光电二极管分类

光接收机前端最常用的两类光电二极管为：PIN光电二极管（PD）和雪崩光

电二极管（APD）。

光电二极管的主要作用发生在耗尽区，为了产生一个宽的耗尽区，PIN二极管在 $p$ 结和 $n$ 结之间插入了一块本征未掺杂半导体材料，从而提供一个宽度约为 $20\mu\text{m}$ 的耗尽区。PIN光电二极管的量子效率大约为0.8。在长距离传输中，PIN光电二极管最为常用。它具有频带宽、噪声系数小、可靠性高、与低电压放大器电路相容、使用条件相对简单的特点。

雪崩光电二极管在P和N层掺杂很高，当接收光照后，转换的电子一空穴对以极高的速度与晶格碰撞，产生更多的电子一空穴对，相当于一个雪崩。正因为注入光电子有倍增作用，可用于高灵敏度光电接收。雪崩光电二极管的量子效率高而且增益系数大，此外，它可以获得大约为 $10\text{A/W}$ 的响应度。但是，雪崩过程会产生很大的噪声，从而构成雪崩光电二极管的主要噪声源。关于雪崩光电二极管的具体内容可参考文献<sup>[4][5]</sup>。

#### 2.1.4 本项目用光电二极管

本项目针对的是客户提供的一种光电二极管，如图2.1，其主要适用于光功率计、激光测距、测速、测角、光电探测、光电信息传输等系统。性能参数如下：

|                                    |                |
|------------------------------------|----------------|
| 光敏面直径( $\text{mm}$ )               | 0.8            |
| 响应度( $0.9\mu\text{m}$ )            | $60\text{A/W}$ |
| 响应度( $1.06\mu\text{m}$ )           | $15\text{A/W}$ |
| 响应上升时间( $\text{ns}$ )              | 3              |
| 暗电流( $\text{nA}$ )                 | 200            |
| 噪声( $\text{pW}/\sqrt{\text{Hz}}$ ) | 0.15           |
| 工作电压( $\text{V}$ )                 | 275~475        |
| 工作温度( $^{\circ}\text{C}$ )         | -40~+70        |
| 探测波长( $\mu\text{m}$ )              | 0.4~1.1        |
| 结电容( $\text{pF}$ )                 | 2~3            |



图2.2 客户提供的光电二极管图片

为了更好地将光检测器与前置放大器结合起来进行电路分析,常常采用其等效电路,如图2.3。其中  $I_{\text{Pulse}}$  是光检测器的输出电流脉冲,电流强度为  $\mu\text{A}$  数量级;  $C_s$  是光检测器的寄生电容,是影响前置放大器带宽的重要因素。前置放大器设计的重点之一就是要使前置放大器对光检测器的寄生电容不敏感,即在一定范围内,  $C_s$  的变化不影响前置放大器的性能。根据其封装和连形式不同而不同,光检测器的寄生电容从  $0.1\text{pF}$  至几个  $\text{pF}$  不等。光电流脉冲参数如下: 周期  $10\mu\text{s}$ 、脉宽  $10\text{ns}$  的周期性脉冲,其脉冲幅度范围为  $1\mu\text{A}$  至  $10\mu\text{A}$ 。上升下降时间可以忽略。如图2.4所示:

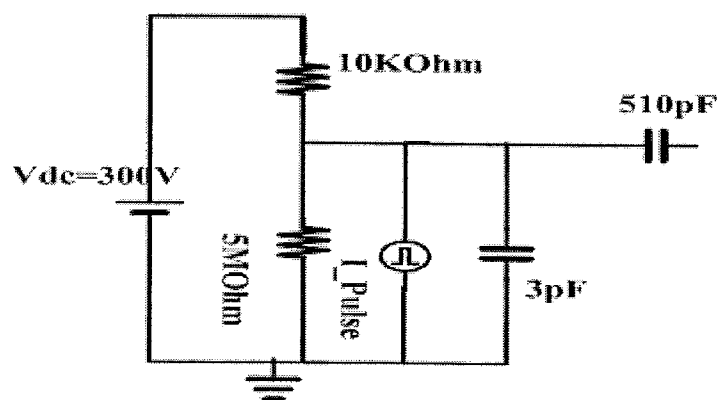


图2.3 项目用光电二极管等效电路图

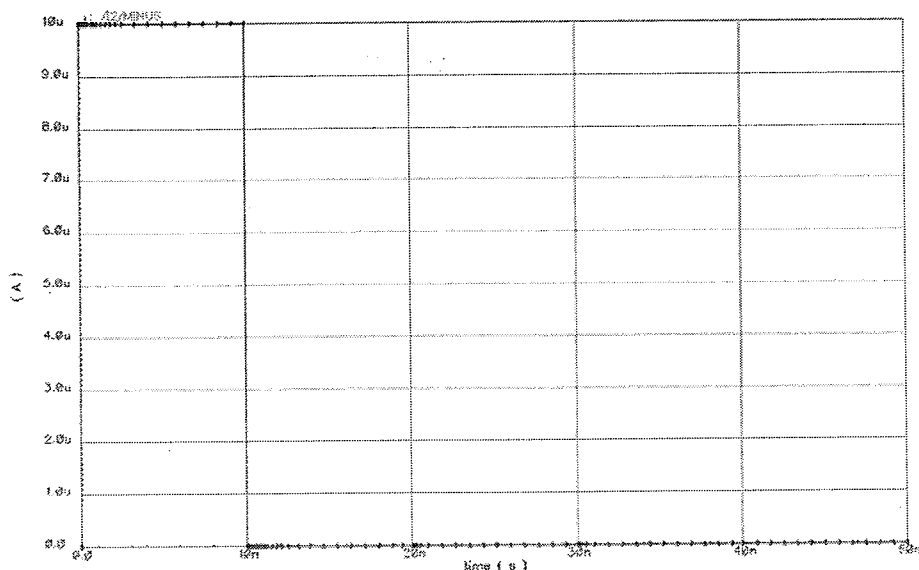


图2.4 光电二极管输出光电流脉冲图（跨阻放大器输入）

## 2.2 噪声

### 2.2.1 噪声的基本概念

噪声从本质上说，它是一个随机过程，即任何给定时刻，噪声值都是一个随时间而变化的随机量。虽然，噪声在任何时间都不可预测，但是噪声的平均功率往往是可以预测的。噪声的平均功率可以定义为<sup>[8][9]</sup>：

$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x^2(t) dt \quad (2-3)$$

其中， $x^2(t) = V^2(t)/R_L$ 。习惯上使用噪声功率谱密度的定义，设  $V^2 n_{in} = V^2 n_{out}/A^2$  为1，定义其为频率  $f$  附近1 Hz 带宽内  $x(t)$  具有的平均功率，用  $S(f)$  表示。这样，噪声功率谱密度单位可用  $V^2/\text{Hz}$  或者  $V/\sqrt{\text{Hz}}$  表示。 $x(t)$  在频率范围  $[f_1, f_2]$  内具有的总功率等于：

$$P_{f_1, f_2} = \int_{f_1}^{f_2} 2S(f) df \quad (2-4)$$

(2-4) 式的积分是用一个功率计测量带通滤波器在  $f_1, f_2$  之间的输出得到的量。

实验和仿真测量噪声时，通常将电路输入端置零，计算各种噪声源在输出产生的总噪声。输出参考噪声与电路的增益有关，无法对不同电路的噪声性能提供

合理比较。为此，一般规定电路的“输入参考噪声”，其等于输出噪声电压除以增益  $A^2v$ ，即：

$$V^2_{n,in} = V^2_{n,out} / A^2v \quad (2-5)$$

当输入参考噪声和输入信号被电路处理时，它们均乘以增益，因此，输入参考噪声显示输入信号被电路中的噪声损坏到什么程度，也就是说，具有一定信噪比的电路可以检测到的最小输入信号有多小。所以不同的电路可以用输入参考噪声做合理的比较。需要注意的是，输入参考噪声是一个虚构的量，无法在电路的输入端测量得到。

### 2.2.2 噪声的类型

在集成电路中，模拟信号经常受到两种不同类型噪声的影响：电路内部噪声与外部环境噪声，后者指的是信号受电源、地线以及芯片衬底耦合进来噪声的干扰。电路中的内部噪声主要有<sup>[8][9][10][11]</sup>：

#### (1) 电阻热噪声

电阻中电子的随机运动尽管平均电流为零，但是它会引起电阻两端电压的波动。电阻R上的热噪声可以用一个串联的电压源来模拟，如图2.5，其单边谱密度为：

$$S_v(f) = 4kTR \quad (2-6)$$

式中， $k=1.38 \times 10^{-23} J/K$  为玻尔兹曼常数。

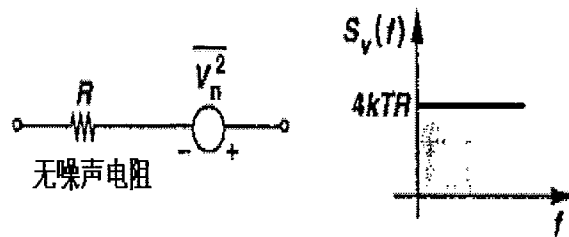


图2.5 用电压源等效电阻的热噪声

电阻的热噪声也可以用并联的电流源来表示，如图2.6，电流谱密度为：

$$I_n^2 = V_n^2 / R^2 = 4kT / R \quad (2-7)$$

$I_n^2$  的单位是  $A^2/Hz$ ，通常采用其开方形式，即  $A/\sqrt{Hz}$ 。

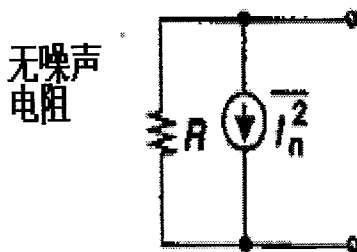


图2.6 用电流源等效电阻的热噪声

## (2) MOS晶体管热噪声<sup>[12][13][14]</sup>

MOS晶体管也有热噪声，最大的噪声源是在沟道中产生的。对于工作在饱和区的长沟道MOS器件的沟道噪声可以用一个跨接在源漏端的电流源来模拟，如图2.7，其谱密度为：

$$I_n^2 = 4kT\gamma g_m \quad (2-8)$$

系数  $\gamma$  对于长沟道晶体管为2/3，对于亚微米MOS需要一个更大的值来代替。

由上式可见，如果减小跨导，MOS晶体管的噪声电流也减小，因此，如果晶体管作为恒流源工作，就需要使其跨导最小。

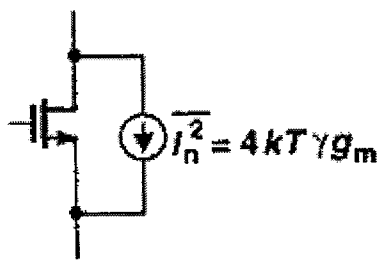


图2.7 MOSFET 的热噪声

## (3) 闪烁噪声(flicker noise)

闪烁噪声又称为  $1/f$  噪声，这种噪声的特点是频谱集中在低频段，且功率谱密度随频率的降低而增大，一般认为这种噪声是由于半导体晶格结构缺陷造成的

载流子在晶体表面的释放和俘获引起的。闪烁噪声也存在于电阻等耗能器件中。低频时，晶体管的噪声主要由它决定。MOS管的 $1/f$ 噪声比双极性器件更加显著。闪烁噪声可以等效为一个与栅极串联的电压源，近似由下式给出：

$$V_n^2 = \frac{K}{C_{ox}WLf} \quad (2-9)$$

式中 $K$ 是一个与工艺有关的量，数量级为 $10^{-25} V^2 F$ 。上式中与 $WL$ 的反比关系表示：要减小闪烁噪声，必须增加器件面积。通常PMOS器件的闪烁噪声比NMOS的要低。

对于一个给定的器件，为了以热噪声作为参考来衡量闪烁噪声，通常在同一坐标系中画出两个谱密度，如图2.8，把图中的交叉点称为闪烁噪声的转角频率。对于被闪烁噪声干扰最厉害的频带部分，这个交叉点可以作为一种度量。

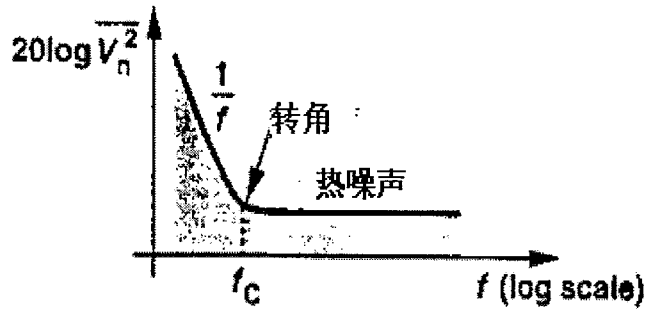


图2.8 闪烁噪声转角频率的概念

$f_c$  通常由下式决定：

$$4kT \frac{2}{3} g_m = \frac{K}{C_{ox}WLf} g_m^2 \quad (2-10)$$

则

$$f_c = \frac{K}{C_{ox}WL} g_m \frac{3}{8kT} \quad (2-11)$$

这个结果表明， $f_c$ 一般由器件面积和偏置电流决定。尽管如此，因为对于给定的栅长，这种关系较弱，所以闪烁噪声的转角频率相对稳定，对于亚微米晶体管其值落在 $500\text{ kHz}$ 到 $1\text{ MHz}$ 附近。

此外，因为大多数应用中遇到的信号不包括非常低的频率成分，使得我们在选择闪烁噪声的低端频率 $f_l$ 时容许一定的误差。例如声音信号低于 $20\text{ Hz}$ 频率的

能量可以忽略，因此它就不会显著破坏声音。如果我们关心的频率足够宽，使得总的噪声功率与闪烁噪声贡献的功率可以比拟时，则  $f_L$  的选择范围就很宽。

### 2.2.3 噪声带宽

电路中损坏信号的总噪声由电路的带宽内的所有频率成分产生。考虑一个多极点电路，其输出频谱如图2.9(a)所示<sup>[5][8]</sup>。因为高于  $\omega_{p1}$  的噪声成分不能够忽略，所以总的输出噪声必须通过计算谱密度下的总面积求出：

$$V_{n, out, tot}^2 = \int_0^{\infty} V_{n, out}^2 df \quad (2-12)$$

但是，如图2.9(b)，有时把总噪声简单的表示为  $V_n^2 * B_n$  也是有益的，带宽  $B_n$  有下式决定：

$$V_n^2 * B_n = \int_0^{\infty} V_{n, out}^2 df \quad (2-13)$$

$B_n$  被称为噪声带宽。它使得具有相同低频噪声  $V_n^2$ 、但是具有不同高频传输函数的各种电路可以进行合理的比较。可以证明一个单极点系统的噪声带宽等于该极点频率的  $\pi/2$  倍。

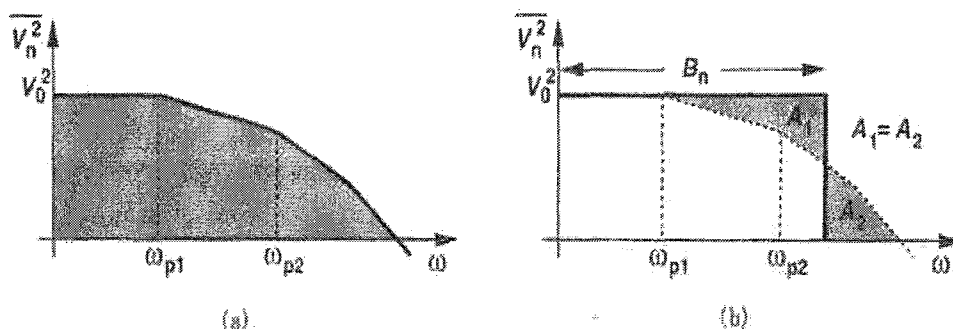


图2.9 (a) 电路的输出噪声谱 (b) 噪声带宽的概念

### 2.2.4 噪声级联

当多级电路级联时，电路的总噪声由Friis方程决定<sup>[10][16][17]</sup>：

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{PA1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{PA1}G_{PA2}} + \dots \quad (2-14)$$

其中， $F$ ,  $F_1$ ,  $F_2$  称为噪声系数，定义为系统的输入信噪比除以输出信噪

比；与输入参考噪声电流密度是噪声的不同描述方式。 $G_{PA1}$ ， $G_{PA2}$  等为每一级电路的额定功率增益。该公式表明，系统的第一级的噪声对整体噪声的影响最大，因此，跨阻放大器的噪声性能对整个光接收机的作用至关重要。同时，第一级的增益越高，则后续电路的噪声影响越小。

### 2.2.5 跨阻放大器噪声指标

对于跨阻放大器而言一般采用输入参考噪声电流谱密度来表征不同产品的噪声性能。跨阻放大器的输入参考噪声电流  $I_{n,in}$  决定着在一个确定的误码率下所产生的最小输入电流。误码率直接影响链路的功率预算，由参考文献<sup>[5]</sup>知，误码率为  $10^{-12}$  要求  $I_{in,pp}/I_{n,in,rms} \approx 14$ ，这样，如果光纤的衰减系数为  $0.2 \text{ dB/km}$ ， $I_{n,in}$  减小  $1 \text{ dB}$ ，那么光纤长度容许延迟  $5 \text{ km}$ 。一般高性能的跨阻放大器的总噪声电流变化范围在  $0.5 \sim 2 \mu A_{rms}$ 。

精确的跨阻放大器噪声要求限制了电路结构，特别是限制了信道中所用器件的个数。尤其是随着电源电压的减小，噪声问题会变得越来越严重。

### 2.3 带宽

在高速电路的设计中，需要对带宽与增益和功耗进行折中；在低噪声应用中，必须仔细选择带宽，以便在减少总的集成噪声的同时，使信号能高保真的进行处理。因此，放大器的带宽必须合理的选择。

放大器的上限截止频率  $f_H$  指的是放大器增益下降为中频增益的  $0.707$  倍，即下降  $3 \text{ dB}$  时的频率，同理也存在下限截止频率  $f_L$ 。这种改变输入信号频率来考察输出信号幅值和相位的方法称为频域法。实际上，还可以用阶跃函数作为放大器的输入，考察输出信号前沿与顶部的变化，来研究放大器的性能，这种方法称为时域法。频率响应与阶跃响应有着内在的联系，因为它们只是从不同的角度描述同一个电路的放大能力。

阶跃函数是在  $t=0$  时刻产生单位突变的信号，由于电路中的电容（如耦合电容、级间电容等）上的电压不会跃变，造成输出信号跟不上输入信号的变化，因此产生失真，如图2.10所示。为了描述输出电压的失真情况，通常引入以下三个

指标<sup>[18][19]</sup>。

(1) 上升时间：指输出电压从稳态的10%上升到稳态的90%所需要的时间，如图2.10 (b)中所示的 $t_r$ 。

(2) 倾斜率：指在指定的时间 $t_p$ 内，输出电压顶部的变化量与上升时间的终值的百分比，即倾斜率

$$\delta = \frac{U_{om} - U'_{om}}{U_{om}} \times 100\% \quad (2-15)$$

如图2.10 (c)所示。

(3) 超调值：指在输出电压上升的瞬态过程中，上升值超过了终值的部分，一般用超过终值的百分比来表示。

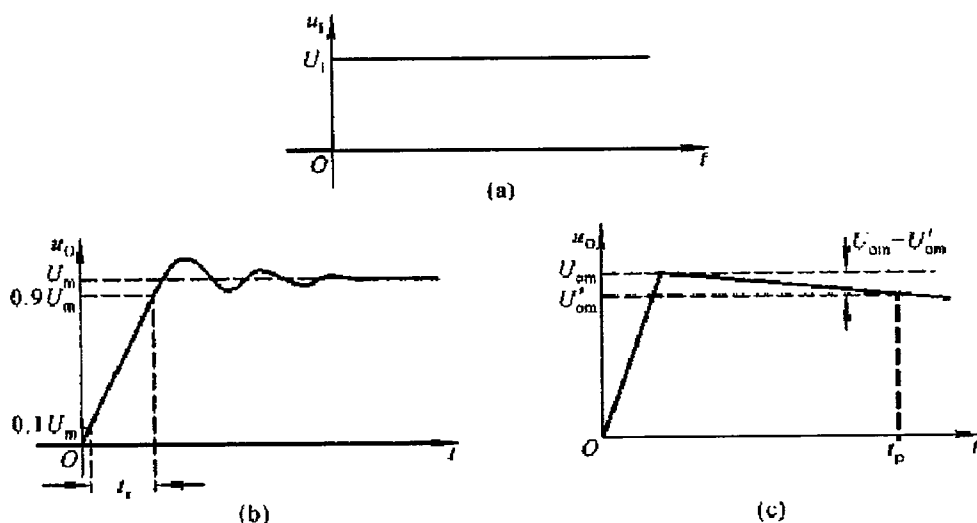


图2.10 (a) 阶跃输入信号 (b) 输出电压波形 (c) 输出电压波形的近似分析

对于一个周期方波，一个低通滤波器滤除高频成分后，将会使波形产生有限的上升时间和下降时间，如图2.11所示。根据参考文献<sup>[10][19]</sup>，上升时间 $t_r$ 由下式决定：

$$t_r \approx \frac{0.35}{f_H} \quad (2-16)$$

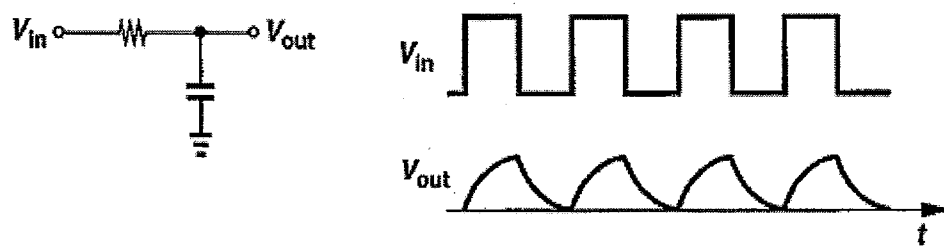


图2.11 低通滤波器对周期信号的作用

而上文提到的倾斜率问题则是由电路中的高通滤波器作用产生的如图2.12所示。高通滤波器来自电路中的耦合电容，例如，为消除放大器中的直流失调而采用的级间的电容耦合。影响倾斜率的主要是电路中的低频参数。根据参考文献，倾斜率由下式决定：

$$\delta = 2\pi f l t_p \times 100\% \quad (2-17)$$

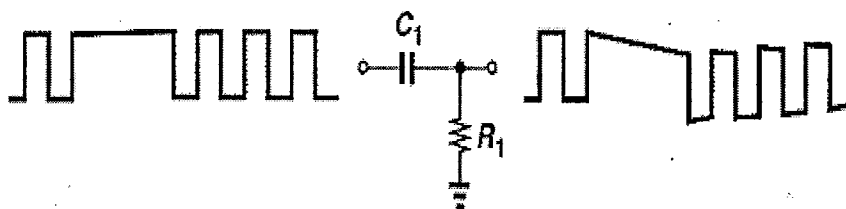


图 2.12 高通滤波器对脉冲信号的作用

## 2.4 增益

跨阻放大器将输入电流  $I_{in}$  转化为输出电压  $V_{out}$ 。通常用一个跨阻增益，即来  $R_T = \delta V_{out} / \delta I_{in}$  表示电路的特性。例如， $1\text{ K}\Omega$  的增益意味着输入电流变化了  $1\text{ }\mu\text{A}$  而使跨阻放大器产生了  $1\text{ mV}$  的输出电压变化。

为了克服后级（一般为一个  $50\text{ }\Omega$  的驱动器或者一个限幅放大器）的噪声，跨阻放大器必须要有足够大的增益。因为增益要与带宽和电压余度进行均衡，将所设计的两级组成一体以达到优化整个系统的目的。在高速率（如  $10\text{ Gb/s}$ ）和低电源电压（如  $1.8\text{ V}$ ）时，跨阻放大器的增益会被限制到几百欧姆，这个使后级的设计变得困难。

## 2.5 动态范围

如前所述,跨阻放大器的最小输入电流由输入端的等效噪声电流决定。而最大输入电流根据跨阻放大器的过载响应能力决定。

跨阻放大器可能会接收大的输入电流,例如跨阻放大器安装在一段短光纤的接收端。与其他模拟电路一样,随着输入电流的增大,跨阻放在信号中引入了非线性。尽管数据的二进制特性意味着可以容许大的非线性,但是必须考虑一些其他问题。如果输入电流过大,一些跨阻放大器结构或者某些类型的晶体管会明显的发生波形畸变。同时,如果信号驱动各级进入饱和状态,反馈电路工作状态会变迟钝。

过载问题通常要求按照输入电平来调整跨阻放大器的增益,这称为自动增益控制(AGC)。其想法是监控信号幅度,将信号幅度与一个参考信号进行比较,连续的调整跨阻增益,使输出电平保持相对不变。

## 2.6 输出阻抗

孤立的跨阻放大器必须驱动印制电路板上的一根 $50\Omega$ 的传输线,以便能够与下一级通信。 $50\Omega$ 的输出阻抗匹配将严重地影响着增益、功率损耗和带宽之间的均衡。这也促使将跨阻放大器和限幅放大器集成在一块芯片上,而避免使用级间驱动器。

## 2.7 本章小结

本章首先介绍了光电二极管,给出了跨阻放大器的输入信号。然后详细分析了跨阻放大器的噪声、增益、带宽、动态范围等参数。跨阻放大器的设计需要在噪声、带宽、增益、电源电压和功率损耗之间进行权衡。下图2.13形象的表示出了各个参数之间的折中关系,在这个图中,八个参数中几乎任两个都可以在某种程度上进行折衷调节。

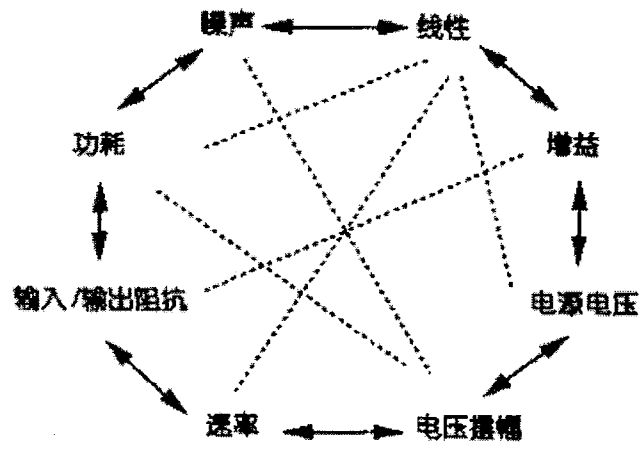


图 2.13 跨阻放大器各个指标折中关系

### 第三章 跨阻放大器电路结构分析

跨阻放大器的噪声问题限制了在信号通路中使用过多的器件,以避免出现复杂的体系结构。因此限制了跨阻放大器电路通常选择两大基本结构:开环共栅放大器和闭环电压—电流反馈放大器,又分别称为电流(输入)放大器和电压(输入)跨阻放大器。本章将详细讨论这两类跨阻放大器的增益、带宽、噪声等性能。

#### 3.1 开环共栅结构

##### 3.1.1 基本共栅结构

共栅电路是除电阻外实现电流—电压转换的最基本电路。忽略晶体管二阶效应时,共栅极的输入阻抗为 $1/g_m$ ,合理选择偏置电路 $I_B$ 就会得到比较小的输入阻抗,使输入带宽最大化。如图3.1是基本共栅极结构及小信号模型<sup>[5] [8] [9] [15]</sup>,同时考虑了体效应和沟道长度调制效应。

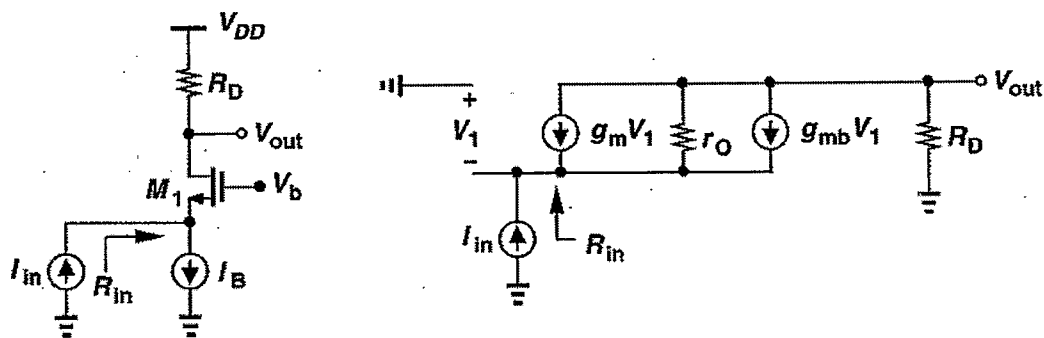


图3.1 基本共栅极结构及小信号模型

由于所有的电流 $I_m$ 都流过负载电阻 $R_D$ ,跨阻增益为:

$$R_T = R_D \quad (3-1)$$

根据基尔霍夫电压电流定律,可以求出输入阻抗为:

$$R_{in} = \frac{1}{g_m + g_{mb}} + \frac{R_D}{(g_m + g_{mb})r_o} \quad (3-2)$$

下面将分析共栅极电路的噪声特性。如图3.2 (a)描述了一种更实际的实现方

式，即以 $M_2$ 作为偏置电流源。为简单起见，忽略沟长调制效应和体效应。可以看出：(1) 所有的 $\overline{I_{n,M2}^2}$ 流过 $R_D$ ，产生一个 $\overline{I_{n,M2}^2} \times R_D$ 的输出噪声，如图3.2 (c)所示。(2) 忽略 $M_1$ 的闪烁噪声时， $\overline{I_{n,M1}^2}$ 没有流过 $R_D$ ，因为在图3.2 (d)中， $I_a$ 必须等于 $I_b$ 。从而 $\overline{I_{n,M1}^2}$ 在 $M_1$ 中产生一个大小相等、方向相反的电流，在输出端不产生噪声电流。(3)所有的 $\overline{I_{n,RD}^2}$ 都流过 $R_D$ ，因为 $M_2$ 的漏极阻抗被看为无穷大。如图3.2 (e)所示。

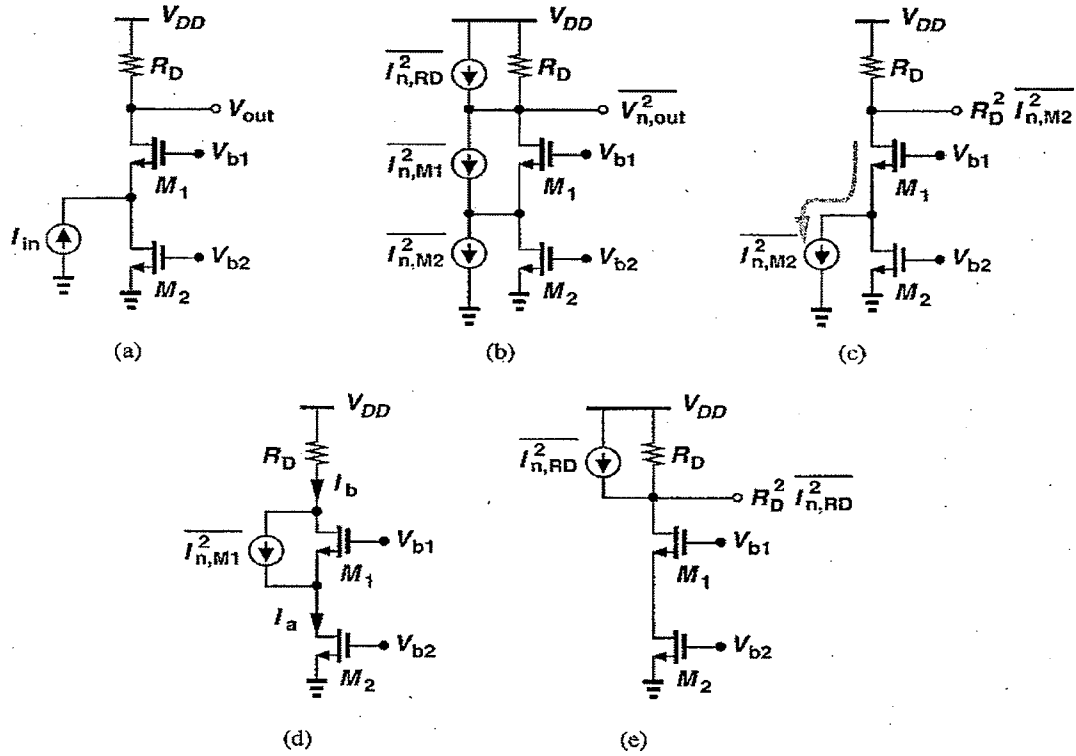


图3.2 (a) 具有偏置电流的共栅极 (b) 噪声模型 (c)  $M_2$ 的噪声电流影响  
(d)  $M_1$ 的噪声电流影响 (e)  $R_D$ 的噪声电流影响

因此，单位带宽的输出噪声为：

$$\begin{aligned} \overline{V_{n,out}^2} &= (\overline{I_{n,M2}^2} + \overline{I_{n,RD}^2}) R_D^2 \\ &= 4kT \left( \gamma g_{m2} + \frac{1}{R_D} \right) R_D^2 \end{aligned} \quad (3-3)$$

用跨阻增益除这个量就得到等效输入噪声电流密度：

$$\overline{I_{n,in}^2} = 4kT \left( \gamma g_{m2} + \frac{1}{R_D} \right) = \overline{I_{n,M2}^2} + \overline{I_{n,RD}^2} \quad (3-4)$$

上式表明 $R_D$ 和 $M_2$ 的噪声电流直接加到等效输入噪声电流密度之中。这是共栅极跨阻放大器的主要缺陷。需要注意的是， $M_2$ 对等效输入噪声电压密度没有贡献；而 $M_1$ 对等效输入噪声电压密度是有影响的。

要使等效输入噪声电流密度最低，就要使 $R_D$ 最大化和 $g_{m2}$ 最小化。对于一个给定的偏置电流，因为 $g_{m2} = 2I_{D2}/(V_{GS2} - V_{TH2})$ ，因此 $M_2$ 的过驱动电压和容许的最小源漏电压必须最大化。这两者都需要更大的电压余度。这个设计使得低电压设计变得更加困难。

下面研究频率对共栅极跨阻放大器的影响。如下图3.3所示。 $C_{in} = C_D + C_{GS1} + C_{SB1} + C_{GD2} + C_{DB2}$ ，其中， $C_D$ 为光电二极管的寄生电容。 $C_{out}$ 包括 $C_{GD1}$ 、 $C_{DB1}$ 以及后续电路的输入电容。

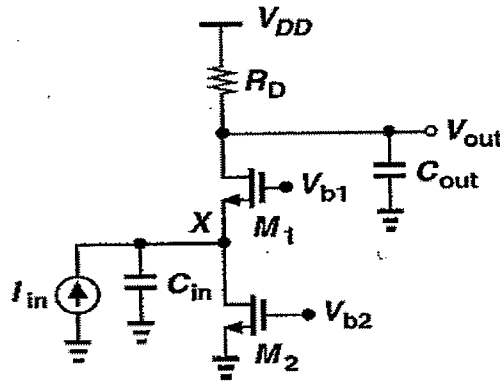


图3.3 高频共栅极电路

忽略沟道长度调制效应后可以得到：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(g_{m1} + g_{mb1})R_D}{(g_{m1} + g_{mb1} + C_{in}s)(R_D C_{out}s + 1)} \quad (3-5)$$

电路的输入极点为 $(g_{m1} + g_{mb1})/C_{in}$ ，输出极点为 $1/R_D C_{out}$ 。由于光电二极管的寄生电容很大，本论文中为2-3pF，输入极点比输出极点更靠近原点，因此一般为主极点。在无法改变光电二极管寄生电容的情况下，为提高带宽，通常希望输入电阻越小越好。因此需要最大化 $g_{m1} + g_{mb1}$ ，这可以通过增大 $M_1$ 的宽度或者偏置电流。然而，宽度增加时， $C_{GS1}$ 比 $g_{m1} + g_{mb1}$ 增加的快，从而限制了带宽。如果增加电流，则 $V_{GS1}$ 、 $R_D$ 上的压降、以及 $V_{DS2}$ 的最小值都要增加，从而需要更大的电源

电压。如果 $R_D$ 降低以适应电流的增大，噪声则会增加，同时增益降低。而让 $M_2$ 的宽度增大以降低 $V_{DS2}$ 的话，噪声电流和漏电容又会增加。

当频率增加时，共栅极的噪声模型如图3.4所示。暂且不考虑 $M_2$ 晶体管的噪声。忽略沟长调制效应后，可得：

$$I_{n,in} = -\frac{C_{in}s}{g_{m1} + g_{mb1}} I_{n,M1} + \left(\frac{C_{in}s}{g_{m1} + g_{mb1}} + 1\right) I_{n,RD} \quad (3-6)$$

可以看出， $M_1$ 产生的噪声直接与电容 $C_{in}$ 和频率成正比；当 $C_{in}s$ 增加时， $M_1$ 的噪声电流大部分从输出 $g_{m1} + g_{mb1}$ 节点流出（而不是在 $M_1$ 中循环流动）。当 $C_{in}s$ 增加到与 $g_{m1} + g_{mb1}$ 接近时，由 $R_D$ 产生的噪声也会增加。

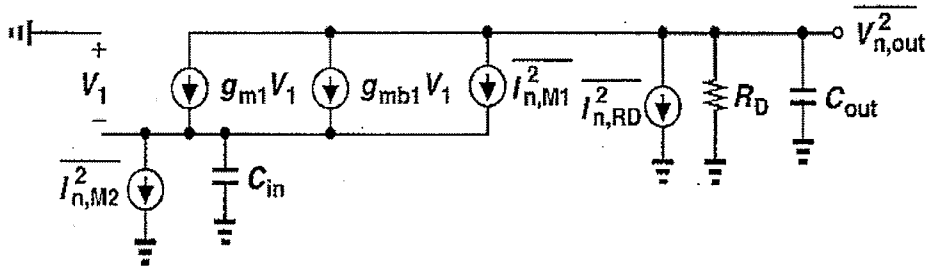


图3.4 共栅极的高频噪声模型

要计算积分噪声，需要将输出端的噪声从 $f=0$ 积分到 $f=\infty$ ，然后再除以中频增益。根据参考文献，积分后总的参考噪声电流为：

$$\overline{I_{n,in,tot}^2} = 4kT\gamma \left( \frac{1}{4} g_{m1} \omega_{p,out} + \frac{1}{2} g_{m2} \omega_{p,in} \right) \quad (3-7)$$

其中， $\omega_{p,out} = 1/R_D C_{out}$ ， $\omega_{p,in} = (g_{m1} + g_{mb1})/C_{in}$ 。要降低积分噪声，需要增大 $R_D$ ， $C_{in}$ 和 $C_{out}$ ，降低 $g_{m1} + g_{mb1}$ 。

### 3.1.2 RGC 结构

RGC (Regulated Cascode) 结构又称为调节式共源共栅，或增益提升技术。这种结构发明于1976年<sup>[20]</sup>，由于该结构具有很大的输出阻抗及很宽的动态范围，常被用于运算放大器中，以提高运放的增益。同时，RGC结构的另外一个特点是输入阻抗非常低，也正是该特点RGC结构常常用在跨阻放大器的设计中。下面就它的特性做一下分析。

图3.5是RGC结构的示意图。 $R_s$ 、 $M_1$ 和 $R_1$ 组成共栅结构。 $R_b$ 和 $M_b$ 构成的共源极电路为 $M_1$ 提供偏置，这样不需要外部偏置电路，减小了电路的复杂性。同时，该电路中 $R_b$ 和 $M_b$ 的反馈机制也使偏置更加稳定。若 $M_1$ 中电流增加，则节点2电压增加，故 $M_b$ 中电流也随之增加，造成节点1电压降低，从而有效地抑制了 $M_1$ 的电流增加，提高了电路的稳定度<sup>[22][23][24]</sup>。因为 $M_b$ 并没有直接检测输出端的电压或者电流信号，因此该反馈不同于我们通常见到的反馈类型。

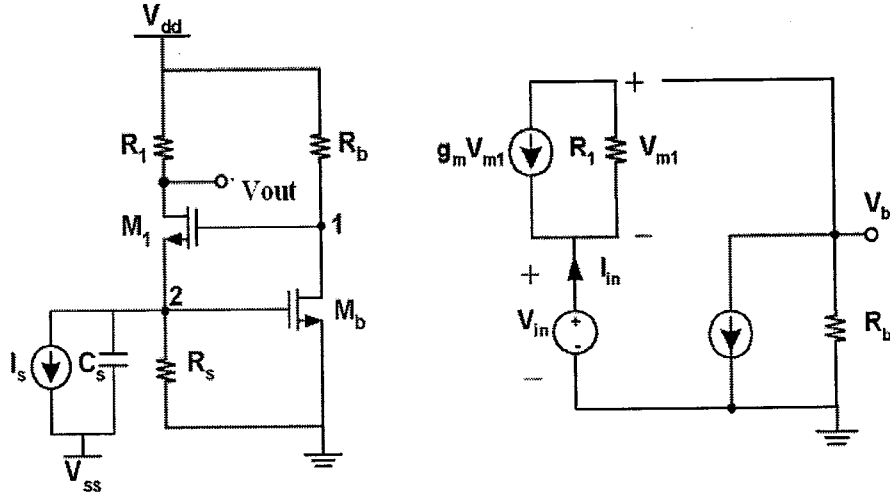


图3.5 RGC结构及小信号等效电路

根据小信号等效电路，可以求得RGC结构的输入阻抗为：

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{R_s} + g_{m1}(1 + g_{mb}R_b)} \approx \frac{1}{g_{m1}(1 + g_{mb}R_b)} \quad (3-8)$$

相对与上节讲到的共栅结构，输入阻抗降低为原来的 $1/(1 + g_{mb}R_b)$ 。因此输入节点的时间常数大大降低（有的文献<sup>[21]</sup>将此时的输入点称为虚地点），从而将电路的主极点由输入节点转移到 $M_1$ 的漏端，即将电路的带宽与光电二极管寄生电容进行良好的隔离，这在光电二极管寄生电容很大的时候尤其适用。因此，本论文跨阻放大器的输入级采用RGC形式。

跨阻增益依然为：

$$Z_T = \frac{V_{out}}{I_{in}} = R_1 \quad (3-9)$$

虽然跨阻增益与共栅极一样，但是因为反馈的作用输入阻抗降低为原来的

$1/(1+g_{mb}R_b)$ ，对共栅极 $M_1$ 而言，其等效跨导变<sup>[22]</sup>为：

$$G_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \bigg|_{V_{DS, cont}} = g_{m1}(1+g_{mb}R_b) \quad (3-10)$$

基本共栅极的输出阻抗计算如图3.6所示<sup>[8]</sup>：

$$R_{out} = [1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_o + R_s] + r_o \quad (3-11)$$

因为RGC结构的共栅晶体管 $M_1$ 的等效跨导增大 $(1+g_{mb}R_b)$ 倍，因此输出阻抗也近似增大相同的倍数。

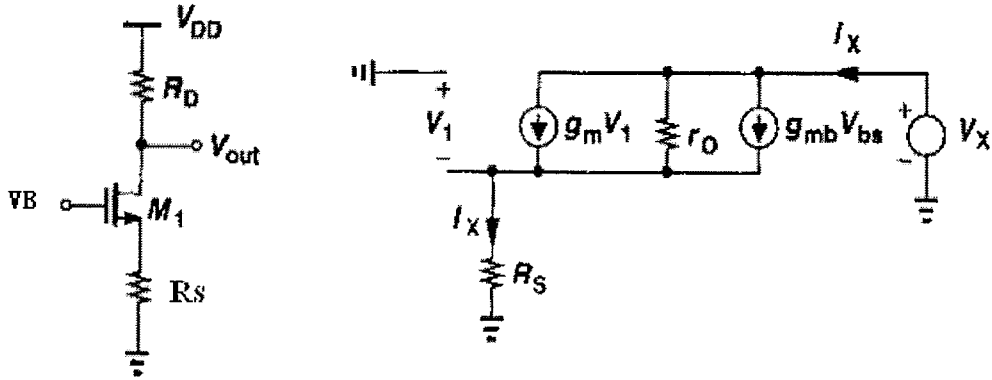


图3.6 输出阻抗的计算

通常，为得到较好的高频特性，晶体管 $M_1$ 以及 $V_{out}$ 的下级输入晶体管都尽可能下以减小结电容对时间常数的影响。忽略输入极点后，电路的主极点在 $M_1$ 的漏端，也即输出节点：

$$\omega_{out} = \frac{1}{R_1(C_{innext} + C_{GD1})} \quad (3-12)$$

其中， $C_{innext}$ 表示下一级的输入电容。

同时， $R_b$ 和 $M_b$ 的局部反馈作用还会产生一个零点<sup>[21]</sup>，因此在频率响应曲线上会存在一个峰值，零点产生于 $M_b$ 的漏端，为：

$$\omega_{zero} = \frac{1}{R_b(C_{GS1} + C_{GDb})} \quad (3-13)$$

为避免频率响应出现峰值，可以减小 $R_b$ 或者晶体管 $M_1$ 的栅宽 $W_1$ 。减小 $R_b$ 将几乎线性减小共栅极 $M_1$ 的等效跨导，而且还会增益 $M_b$ 管的漏偏置电流以保持同样的增益 $(1+g_{mb}R_b)$ 。因此，减小 $W_1$ 更可取，因为 $W_1$ 对等效跨导的影响比线性缓

慢的多。但是减小 $W_1$ 也将减小 $g_{m1}$ ,从而又会增加 $M_1$ 管的沟道热噪声。因此, $W_1$ 的选取必须谨慎。

RGC结构虽然提高了低频增益,但是相对于基本的单管共栅极结构而言,其增益带宽积并没有改变,因此,RGC结构适用于频率不是特别高的情况。

对于等效输入噪声电流密度,与基本共栅极类似的是 $R_s$ ,  $R_1$ 的噪声直接加到输入等效输入噪声电流密度之中<sup>[5]</sup>,即为:

$$\overline{I_{n,in}^2} R_1, R_s = 4kT \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_s} \right) \quad (3-14)$$

共栅晶体管 $M_1$ 同样对等效输入噪声电流密度影响很小。

下面分析 $R_b$ 和 $M_b$ 的噪声对等效输入噪声电流密度的影响。 $R_b$ 和 $M_b$ 组成最基本的共源极电路,其等效输入噪声电压密度如图3.7(a)所示<sup>[8]</sup>,为:

$$\overline{V_{n,in}^2} = 4kT \left( \frac{2}{3g_{mb}} + \frac{1}{g_{mb}^2 R_b} \right) + \frac{K}{C_{ox}WL} \frac{1}{f} \quad (3-15)$$

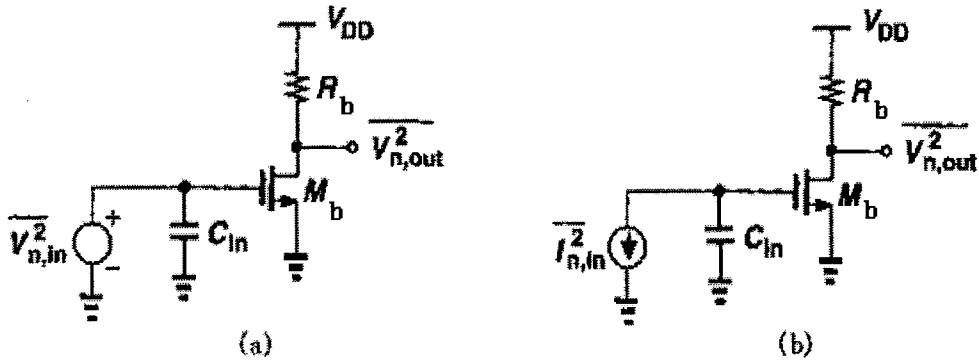


图3.7 共源极等效输入噪声电流密度的计算

为求得等效输入噪声电流密度,将输入开路并根据 $\overline{V_{n,in}^2}$ 得到输出噪声,如图3.7(b),这个噪声电流流过 $C_{in}$ ,在输出端产生的噪声为:

$$\overline{V_{n,out}^2} = \overline{I_{n,in}^2} \left( \frac{1}{C_{in}\omega} \right)^2 g_{mb}^2 R_D^2 \quad (3-16)$$

上式须等于输入开路时的噪声输出:  $\overline{V_{n,in}^2} g_{mb}^2 R_D^2$ , 其中,  $\overline{V_{n,in}^2}$  的表达式为(3-15)。因此,

$$\overline{I_{n,in}^2} = (C_{in}\omega)^2 \left[ 4kT \left( \frac{2}{3g_{mb}} + \frac{1}{g_{mb}^2 R_b} \right) + \frac{K}{C_{ox}WL} \frac{1}{f} \right] \quad (3-17)$$

低频时，晶体管 $M_b$ 的闪烁噪声占据主要成分，频率升高时，热噪声慢慢占据主要成分。对于RGC结构而言，低频时下一级电路的闪烁噪声也不容忽略。要想降低 $M_b$ 管的噪声，必须增大晶体管面积和降低跨导，而增大晶体管面积又会增大晶体管电容，降低跨导则会增大输入等效电阻和降低共栅晶体管的等效跨导。同时，输入电容 $C_{in}$ 的大小与噪声成正比关系，因此，光电二极管寄生电容越大，噪声越大。

### 3.2 电压—电流反馈

电压—电流反馈又叫并联—并联反馈<sup>[8] [18] [19]</sup>。在这种类型的反馈中，检测输出电压，并将一个与其成比例的电流返回到输入的求和节点。

图3.8是电压—电流反馈框图。前馈通路包含一个增益为 $R_o$ 的跨阻放大器。反馈网络检测电压并产生电流，它的特性可以用跨导 $g_{mF}$ 表示。

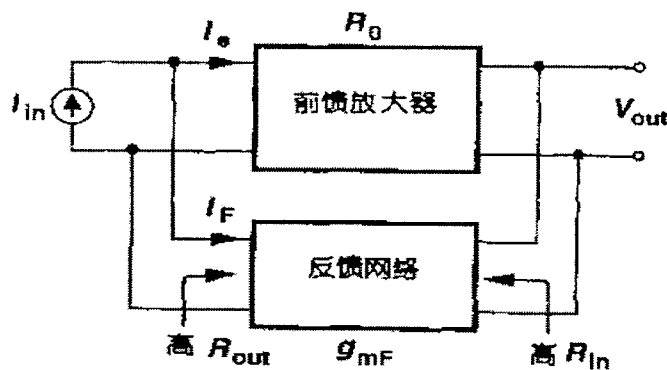


图3.8 电压-电流反馈框图

闭环增益为：

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_o}{1 + g_{mF}R_o} \approx \frac{1}{g_{mF}} \quad (3-18)$$

其中  $g_{mF}R_o$  为环路增益。可见，这种反馈使跨阻增益降低  $1/(1 + g_{mF}R_o)$ 。同样可以求出该类型反馈使输入输出阻抗降低  $1/(1 + g_{mF}R_o)$ 。

图3.9所示是反馈型跨阻放大器简图。图中  $R_I$  与电压放大器  $A$  并联构成跨阻放大器，输入阻抗是  $R_I/(1 + A)$ ，输出电压近似等于  $R_I I_{D1}$ 。因此输入节点的时间常数为  $R_I C_{D1}/A$ 。

图3.10为反馈型跨阻放大器的噪声模型<sup>[5]</sup>。用电压源  $V_{n,A}^2$  建立放大器的输入参考噪声模型，忽略放大器的噪声电流。可以求得：

$$V_{n,out} = \frac{V_{n,RF} + (R_F C_{DS} + 1)V_{n,A}}{1 + R_F C_{DS}/A} \quad (3-19)$$

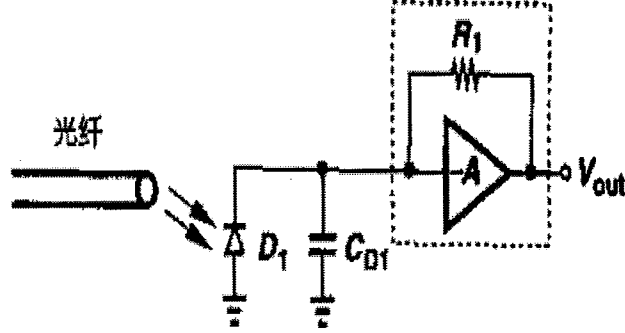


图3.9 反馈型跨阻放大器简图

考虑当  $C_D=0$  时，则  $V_{n,out} = V_{n,RF} + V_{n,A}$ 。因此，单位带宽的等效输入噪声电流密度为：

$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{\overline{V_{n,RF}^2} + \overline{V_{n,A}^2}}{R_F^2} = \frac{4kT}{R_F} + \frac{\overline{V_{n,A}^2}}{R_F^2} \quad (3-20)$$

因此， $R_F$  的噪声被直接看成输入，而  $A$  的噪声电压需要除以跨阻  $R_F$ 。反馈型跨阻放大器的噪声优势主要表现为在该结构中， $R_F$  不需要传输一个偏置电流，因此， $R_F$  的数值不会限制电压余度。因此，如果  $R_F$  的数值比较大，上式中的第二项的作用会比共栅极结构小得多。

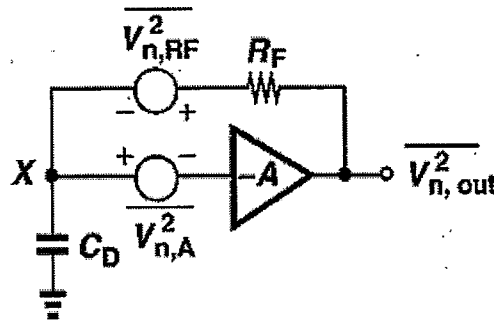


图3.10 反馈型跨阻放大器中的噪声源

### 3.3 闭环共源结构

下面以两个经典的例子说明反馈型跨阻放大器的特点。图3.11所示为一个简单的用共源极与源跟随器构成主放大器的例子<sup>[5]</sup>。源跟随器将 $R_D$ 与 $R_F$ 的负载效应与下一级的输入电容隔开。为简化分析，忽略沟长调制效应和体效应。如果源极跟随器的输出负载 $1/g_{m2}$ 远远小于 $R_F$ ，则主放大器的开环增益近似为 $g_{m1}R_D$ ，因此，闭环跨阻增益以及输入输出阻抗为：

$$R_T = \frac{g_{m1}R_D}{1 + g_{m1}R_D} R_F \quad (3-21)$$

$$R_{in} \approx \frac{R_F}{1 + g_{m1}R_D} \quad (3-22)$$

$$R_{out} \approx \frac{1}{1 + g_{m1}R_D} \frac{1}{g_{m2}} \quad (3-23)$$

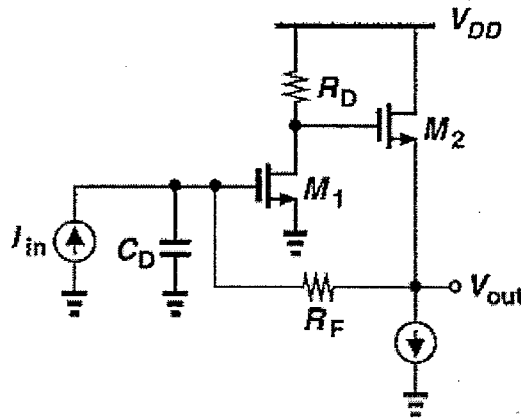


图3.11 反馈型跨阻放大器实现一

该电路的主要问题是电压余度有限。 $R_D$ 上的电压降等于 $V_{DD} - V_{GS2} - V_{GS1}$ ，因此，对于给定的电流，很难通过增大 $R_D$ 来提高开环增益。

图3.12为图3.11的开环等效电路<sup>[8]</sup>。电路存在三个极点：(1)由 $R_F$ ， $C_D$ ， $C_{GS1}$ 和Miller电容 $C_{GD1}$ 构成的输入极点；(2)由 $R_D$ ， $C_{DB1}$ 已经 $C_{GS1}$ 的一部分构成的X节点处的极点；(3)输出处， $C_{SB2}$ 和后续电路的输入电容以及负载电容 $C_L$ 与源跟随器的输出电阻 $g_{m2}^{-1} \parallel R_F \approx g_{m2}^{-1}$ 形成的极点。由于反馈环路周围的三个极点，跨阻放大器甚至可能发生振荡。而且极点幅度上比较接近，因此，要确保闭环阶跃响

应呈现较小的减幅振荡是一件困难的事情。

该电路的输出阻抗在频率较高时会呈现一个感性分量。具体分析见3.7节的输出匹配。

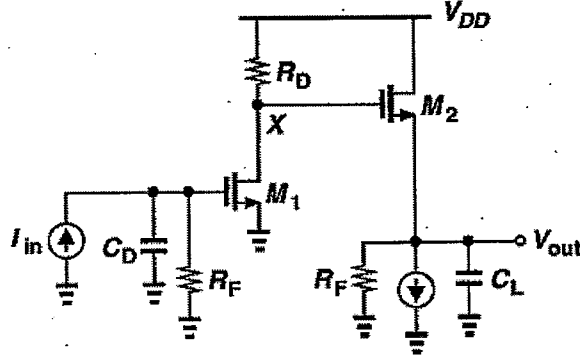


图3.12 与图3.11等效的开环电路

该电路的输入参考噪声电流密度为<sup>[5]</sup>:

$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{4kT}{R_F} + \frac{4kT}{R_F^2} \left( \frac{\gamma}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m1}^2 R_D} + \frac{\gamma}{g_{m2} g_{m1} R_D^2} \right) \quad (3-24)$$

若跨阻增益 $R_F$ 一定, 为减小噪声, 则需要增大 $R_D$  和晶体管的跨导。

图3.13所示为另外一种反馈型跨阻放大器的实现<sup>[11][27][28]</sup>。它包括三个CMOS放大器。每个放大器包括一个CMOS反向放大器, 而负载在二极管连接的NMOS。输入输出有相同的直流电压从而非常方便级联。而且, 所有的节点都处于低阻抗( $1/g_m$ 量级), 因此带宽可以相当宽。后面的分析可以看到, 带宽还与直流偏置电流有关。

等效输入参考噪声电流主要是反馈电阻 $R_F$ 的噪声电流, 因此该结构的噪声性能极佳。

对于单级的CMOS反向放大器, 其增益为:

$$A_v = \frac{g_{m1} + g_{m2}}{g_{m3}} \quad (3-25)$$

如果令  $I_{DS1} = \lambda I_{DS2}$ , 则可以得到:

$$A_v = \frac{\lambda}{1-\lambda} \left( 1 + \sqrt{\frac{w_2}{2\lambda w_1}} \right) \quad (3-26)$$

$$BW = \frac{g_{m3}}{2\pi C_n} \sim \frac{(1-\lambda)\sqrt{\lambda w_1}}{w_1(2-\lambda) + \lambda w_2} \quad (3-27)$$

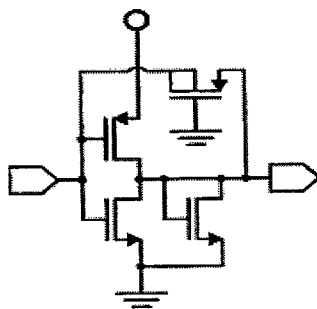


图3.15 单级反馈的CMOS反相器结构

### 3.4 差分跨阻放大器

跨阻放大器希望采用差分结构,因为差分结构可以抑制电源噪声和衬底噪声<sup>[8]</sup>。然而,光电二极管产生的是单端电流,而且其阴极被连到一个高电压以获得较高的量子效率。此外,跨阻放大器的后续电路限幅放大器通常为差分输入。因此,跨阻放大器通常需要单端输入,差分输出。

第一种将单端信号转化为差分信号的方法如图3.16和3.17,分别是无反馈的共栅极跨阻放大器和反馈共源跨阻放大器的转换示意图<sup>[5][8]</sup>。

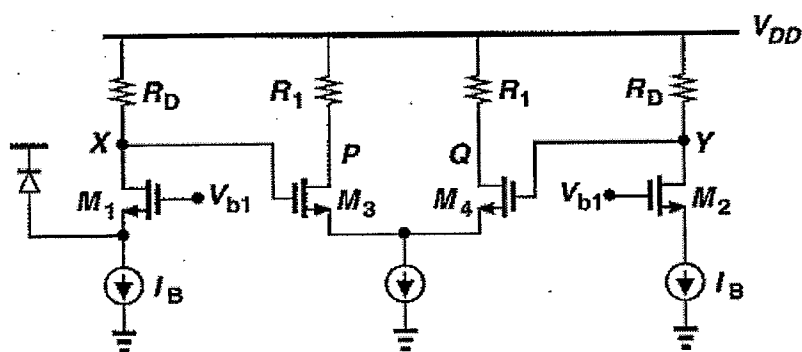


图3.16 共栅极跨阻放大器单端转为差分示意图

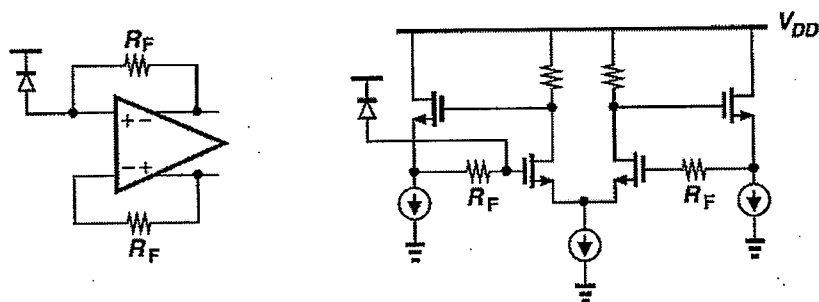


图3.17 反馈结构的跨阻放大器单端转差分示意图

此类转换形式主要存在三个问题。以图3.16为例, 首先在节点 $X$ 处产生的信号通过不同路径传送到输出端,  $X-P$ 通道以 $M_3$ 作为共源级, 而 $X-Q$ 通道以 $M_3-M_4$ 作为源跟随和共栅级, 因此, 信号的高频分量在两条通道上有不同的增益和相移, 从而产生一个不对称的输出波形。其次, 电路的输入参考噪声电路密度将是单端电路的 $\sqrt{2}$ 倍, 而灵敏度降低 $3\text{dB}$ 。再之, 如果电路是严格对称的, 当光电二极管工作时,  $V_{out1}$ 和 $V_{out2}$ 反方向变化, 而当光电二极管断开时,  $V_{out1}$ 和 $V_{out2}$ 相当, 这将影响阈值判定问题。

图3.18所示为将一个单端跨阻放大器的输出变换为一个真正的差分信号示意图。这里,  $R_I$ 和 $C_I$ 组成的低通滤波器提取跨阻放大器的输出直流电平, 并将该信号送至 $M_2$ 的栅极。因为 $V_X-V_Y$ 呈现出一个零平均值, 所以差分对的输出也是没有偏移的。从输入—输出信号的角度看, 该结构的作用类似高通滤波器: 在足够低的频率下,  $X$ 节点和 $Y$ 节点的信号是相等的, 从而产生了零输出。只有高通滤波器的低频转角频率低至几十 $\text{kHz}$ 以下, 时间常数才能达到几个微秒。由于这个原因, 通常需要一个很大的片外电容。

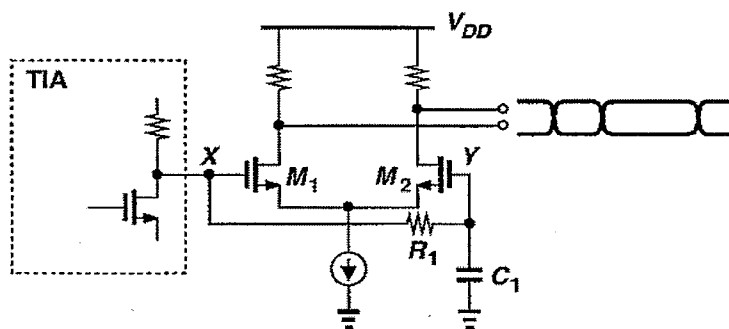


图3.18 单端转为差分的另一种方法

### 3.5 高性能技术

前面介绍了跨阻放大器设计的基本知识。下面简要介绍一些技术来改善各种性能指标: 增益、噪声、速率和电压余度。需要说明的是没有任何一种技术是完美的, 它们往往改善一方面性能的同时会牺牲其他性能。

#### 3.5.1 增益提高技术

如前所述, 低电源电压通过输入级的负载电阻时产生了一个小的直流压降,

因此限制了增益并产生了高输入参考噪声电流。在CMOS工艺中,可以增加一个与 $R_D$ 并联的PMOS电流源,以提供部分偏置电流。如图3.19所示,一个由 $M_3$ 和 $M_4$ 组成的电流镜传送由输入晶体管 $M_1$ 引出的大部分偏置电流<sup>[8] [29]</sup>。例如,如果 $M_4$ 承担 $0.8I_{D1}$ ,那么在保持相同的压降时, $R_D$ 的值可以增大5倍。因此,输入级的增益大大增加,而且噪声也减小。由于电流镜和其他误差造成的失配,电流镜分取的电流不能太大,上限一般为 $0.88I_{D1}$ 或 $0.98I_{D1}$ 。

$M_4$ 带来的主要问题是在节点X处,其漏极-衬底电容和漏极-栅极电容会显著的增加时间常数;这是因为承载一个合理的漏极-电源电压,PMOS晶体管往往比较宽。在图3.19 (b)有反馈的电路中,这个电容会影响相位裕度和阶跃响应。此外,理论推导表明, $M_4$ 的热噪声电流直接加到 $R_D$ 上,会稍稍增加输入参考噪声。

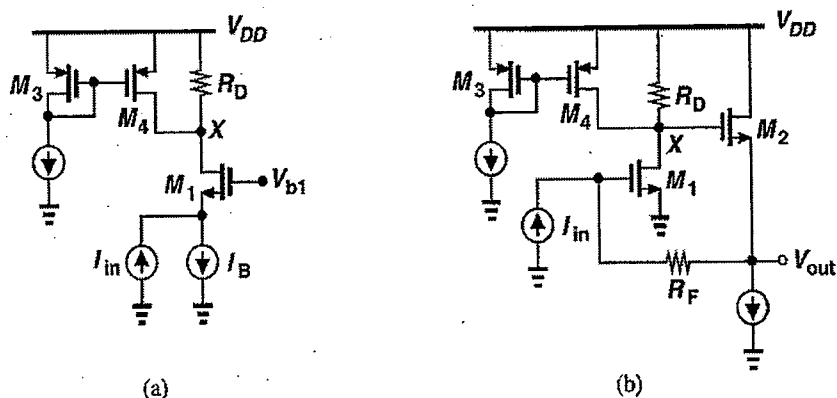


图3.19 (a) PMOS电流源加入共栅极 (b) PMOS电流源加入反馈跨阻放

### 3.5.2 宽带技术

光纤通信速度的提高要求跨阻放大器具有较高的 $-3\text{dB}$  带宽。目前常见的带宽展宽技术有<sup>[5] [8] [10]</sup>: 电感峰化 (Inductive Peaking)、电容负反馈 (Capacitive Degeneration)、Cherry-Hooper放大器、 $f_T$  倍频器等。这些技术也广泛应用于限幅放大器。

图3.20为电感峰化技术示意图。 $L_P$ 延迟了通过电阻分支的电流,使更多的电流对 $C$ 充电,减小了上升时间,从而增大带宽。实际设计中要合理选择 $L_P$ 的大小以避免 $V_{out}$  稳定之前的过冲 (shooting)。

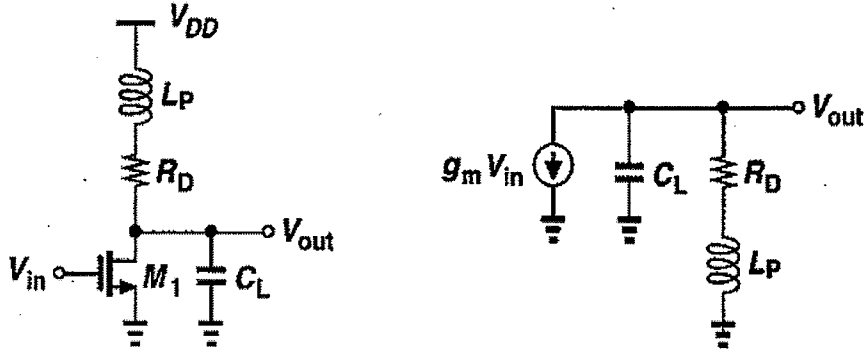


图3.20 (a) 增加了电感的共源电路 (b) 小信号等效电路

如果芯片面积有限,那么也可以通过有源器件<sup>[31][32]</sup>来实现电感峰化。如图3.21是用NMOS源极跟随器来实现的有源电感。忽略栅漏交叠电容、源极的衬底电容、沟长调制效应和体效应后,可以求得:

$$R_1 = R_s - 1/g_m \quad (3-28)$$

$$R_2 = 1/g_m \quad (3-29)$$

$$L = \frac{C_{GS}}{g_m} \left( R_s - \frac{1}{g_m} \right) \quad (3-30)$$

为了获得一个高质量的电感,必须使 $R_1$ 最大和 $R_2$ 最小。有源电感的主要缺点是要消耗大的电压余度。这在低电源电压设计时存在一定困难。

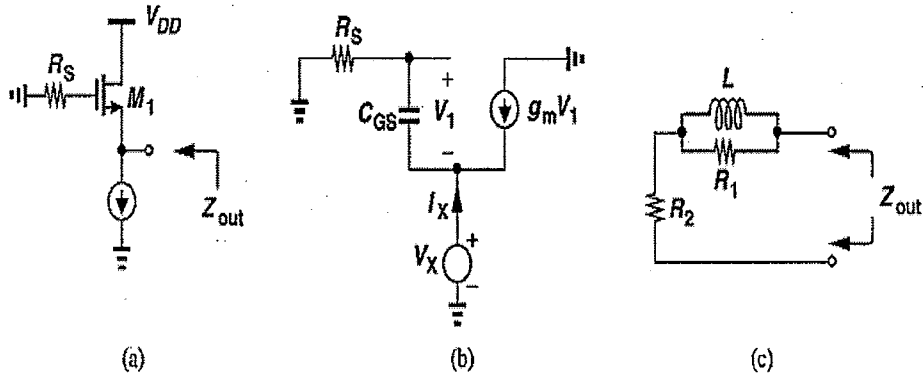


图3.21 (a) 提供电感输出的源跟随器 (b) 等效电路 (c) 简化的网络

电容简并技术主要利用源极负反馈来提高带宽。如图3.22所示。增加 $R_s$ 负反馈与 $C_s$ 负反馈来提高带宽。低频时, $C_s$ 开路;高频时, $C_s$ 增加了晶体管的有效跨导,以补偿输出端产生的增益滚降。此时的等效跨导为:

$$G_m = \frac{g_m(R_s C_s s + 1)}{R_s C_s s + 1 + g_m R_s / 2} \quad (3-31)$$

这样，跨阻在  $1/R_s C_s$  处存在零点。而在  $(1 + g_m R_s / 2) / R_s C_s$  处存在一个极点，如果在漏极零点与极点相消，即  $R_s C_s = R_D C_L$ ，则带宽能够得到扩展。

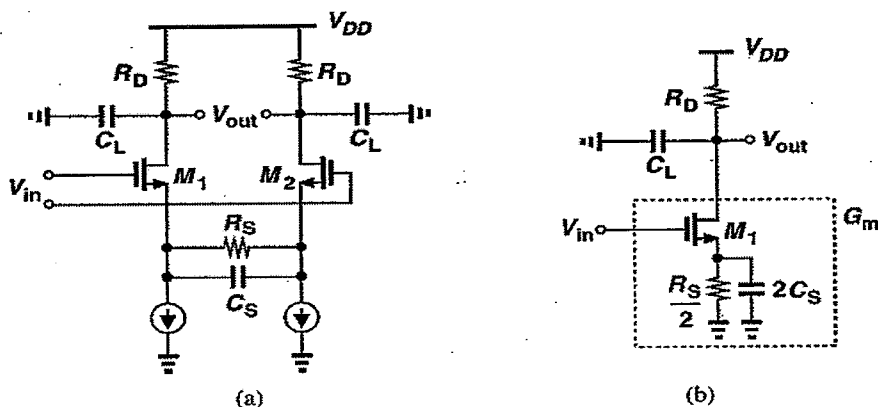


图3.22 (a) 带有电容负反馈的差分对 (b) 1/2电路等效

为了改善速度，Cherry-Hooper放大器<sup>[29]</sup>在漏极网络中引入局部的反馈。如图3.23所示为单级Cherry-Hooper放大器。 $R_F$ 通过检测输出电压和返回一定比例的电流给X的方法在 $M_2$ 周围建立反馈。这个电路包含两个到达输出的通道：一个通过 $M_2$ 而另一个通过 $R_F$ 。通常希望流过 $R_F$ 的信号忽略不计，因为它与 $M_2$ 产生的信号方向相反。假设 $I_B$ 是理想的，忽略沟道长度调制效应后，可以求得：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = g_{m1} R_F - \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \quad (3-32)$$

如果  $R_F \gg 1/g_{m2}$ ，那么这个增益等于一个具有负载电阻 $R_F$ 的简单的共源电路的增益。Cherry-Hooper放大器的优点在于节点X、Y处读出的小信号电阻均为  $1/g_{m2}$ ，远远小于 $R_F$ 。因此产生了更高频的极点。这种结构已被广泛应用于宽带电路中。

Cherry-Hooper放大器的差分形式通常如图3.24所示。其中，(a)是带有电流源负载的Cherry-Hooper差分放大器，这个电路通常需要共模反馈，而且PMOS电流源一般要对输出端产生大的电容。因此经常要用电阻来代替 $I_1$ 和 $I_2$ ，如图(b)所示。

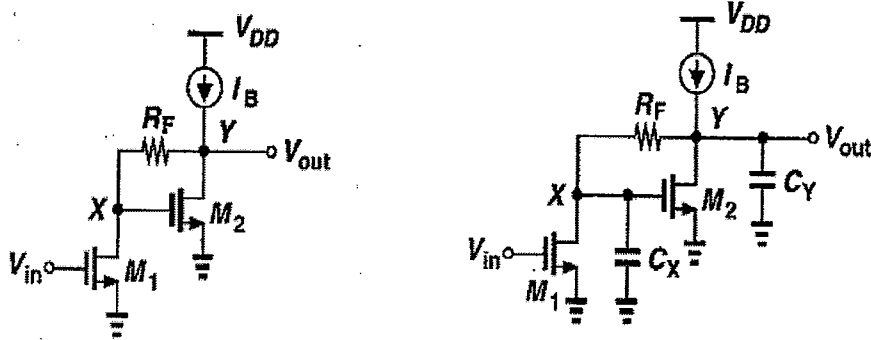


图 3.23 单级Cherry-Hooper 放大器

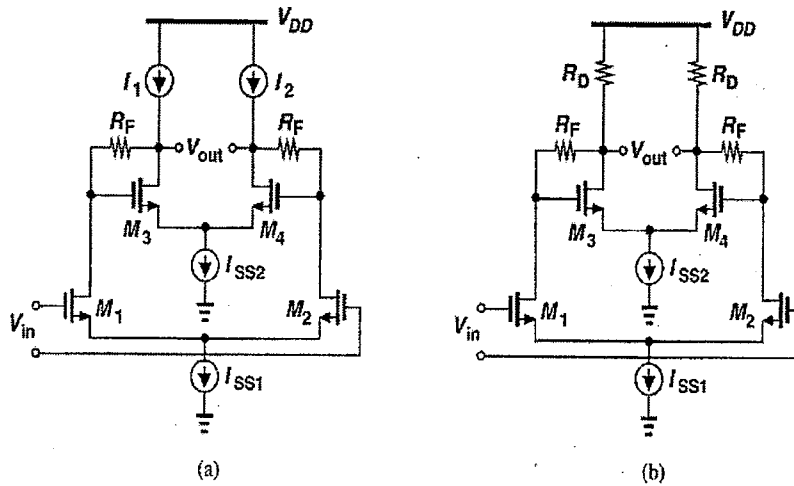
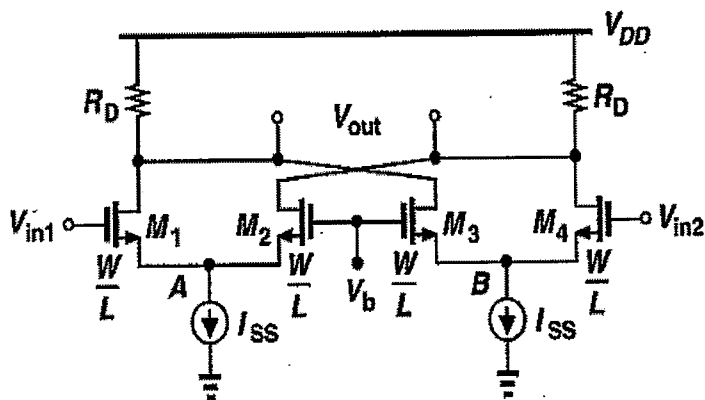


图 3.24 (a) 带有电流源负载的Cherry-Hooper差分放大器

(b) 带有电阻负载的Cherry-Hooper差分放大器

放大器的带宽受截止频率  $f_T$  影响很大，一般意义上， $f_T$  越高，放大器的带宽越大。而  $f_T$  是跨导和输入电容的比值。因此，差分对的输入电容可以被视为影响放大器带宽的关键因素。通过采用图3.25的结构，能够成功的把输入电容由  $C_{GS}$  减小到  $C_{GS}/2$ ，从而有效地增加放大器带宽。但是，在实际情况下，由于晶体管的结电容以及差分对的尾电流源引入的电容不可忽略，输入电容往往大于  $C_{GS}/2$ 。但是当  $f_T$  倍频器应用在拓宽缓冲器带宽时，仍然是非常有用的。

图3.25  $f_T$  倍频器

### 3.5.3 电容耦合

通常，反馈跨阻放大器中的源极跟随器会限制电压余度。一种可能的改进措施是采用电容耦合（Capacitive Coupling），这样就完全隔离了直流电平。图3.26是这个想法的两种实现方案<sup>[5]</sup>。

图3.26(a)中，输入级由 $C_C$ 与源极跟随器耦合， $M_2$ 的栅极偏压通过 $R_B$ 定在 $V_{DD}$ 。现在 $R_D$ 能够承受更大的电压降，这样就可以提供更大的增益并产生更小的输入参考噪声。但是电容 $C_C$ 的衬底—极板寄生电容往往会增大 $X$ 节点的时间常数。图3.26(b)中，反馈与电容耦合结合，由 $I_2$ 和 $M_3$ 确定 $M_1$ 的偏置电流， $R_B$ 足够大以使由 $M_3$ 引入的低阻抗与信号通路隔离。电容 $C_B$ 将 $I_2$ 和 $M_3$ 的噪声分流到地。现在，最小电源电压由 $I_{D1}R_D + V_{GS2} + V_{I1}$ 决定， $V_{I1}$ 是电流 $I_1$ 最小容许电压。

电容交流耦合电路的主要问题与通常的低频转角频率有关。图3.16(a)中，在 $f < f_1 = (1 + g_{m1}R_D)/(2\pi R_B C_C)$ 的情况下，闭环增益开始下降。图3.16(b)中，在 $f < f_2 = 1/(2\pi R_F C_C)$ 的情况下，闭环增益上升。因为一些标准要求这个频率低至几十KHz，所以时间常数必须达到几十微秒，这就需要非常大的电阻和电容。

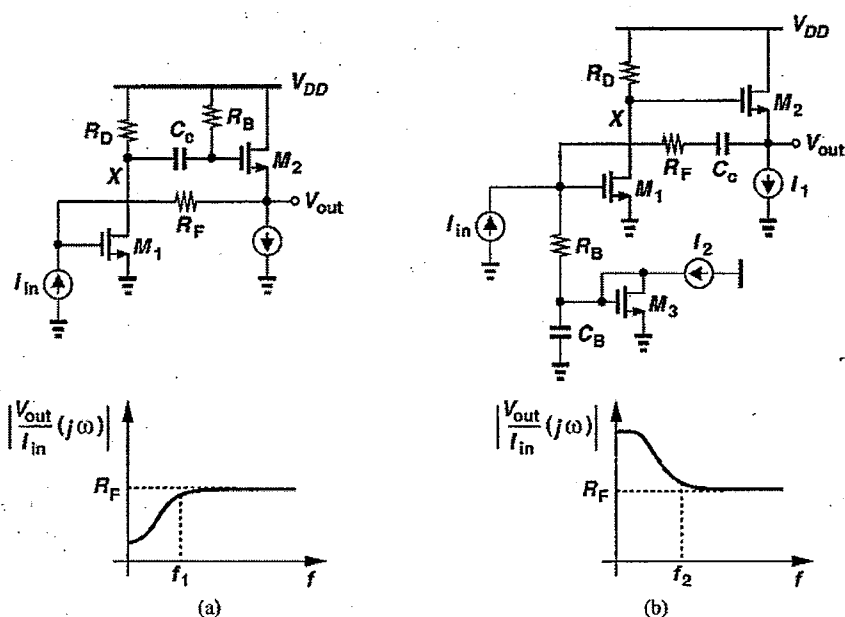


图 3.26 (a) 反馈跨阻放大器中电容耦合实现方法一  
(b) 反馈跨阻放大器中电容耦合实现方法二

### 3.6 自动增益控制

对于通常意义的光发送和光接收电路，不同的链路由于激光器功率、光纤长度、光纤损耗和光电二极管的效率都会有很大差异，因此光纤接收机的输入电流也会发生很大的变化，一般是从几个微安到几个毫安。因此跨阻放大器通常必须有一个很宽的动态范围。尽管本论文所设计的电路最大输入电流仅为 $10\mu A$ ，无需自动增益控制，但为了理论的完整性，这里作简要介绍。

大电流输入时跨阻放大器往往会发生过载现象<sup>[5]</sup>，此时要求跨阻放大器的增益能够减小以保证输出波形不会发生畸变。因此，跨阻放大器的增益必须能够自动控制。要完成这样的功能需要跨阻放大器既能够检测输出电压摆幅，同时又能够减小增益。

由于跨阻放大器的输出电压的平均值正比与输入电流的幅度，因此，自动增益控制可以简单的利用输出直流分量反映输入幅度的变化。一中检测电路如图 3.27 所示，接在主跨阻放大器后面的低通滤波器输出时间平均值电压  $V_{outavg}$ ，利用跨阻放大器的复制电路建立一个与零输入电流对应的参考电压。然后放大器  $A_{err}$  产生一个与差错和输入幅度成比例的输出电压  $V_{cont}$ 。

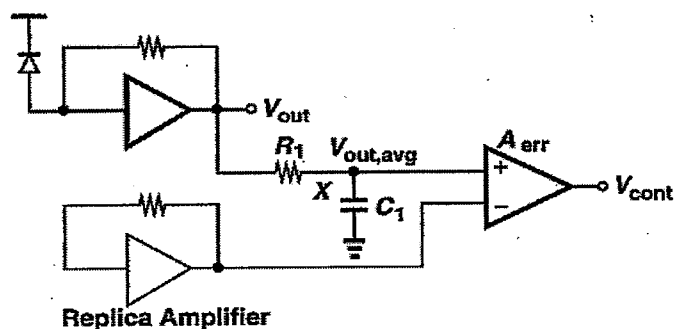


图3.27 自动增益控制的差错电压产生

一般跨阻放大器的跨阻增益等于反馈电阻。因此,控制反馈电阻的数值即可以控制增益。如图3.28给出的例子<sup>[33]</sup>,  $R_f$  与一个受控NMOS并联, 当  $V_{cont}^+$  变大时, 增益就会降低。同时, 如果仅仅变化反馈电阻往往会影响闭环极点和阶跃响应, 因此也会影响电路的稳定性。这里用一个PMOS器件作可变电阻来减小开环增益, 从而提高稳定性。

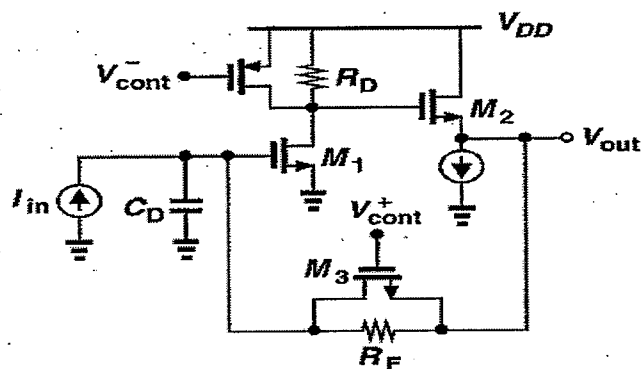


图3.28 反馈跨阻放大器中开环和闭环增益控制

### 3.7 输出级匹配

本论文中输出级匹配采用了较简单的源跟随器(又称为共漏极放大器)。它可以起到一个电压缓冲器的作用。图3.29所示为由NMOS构成的源跟随器示意图。当电流源  $I_f$  为理想时, 电路的输出阻抗和增益分别为:

$$R_{out} = \frac{1}{g_m + g_{mb}} \quad (3-33)$$

$$A_v = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} \quad (3-34)$$

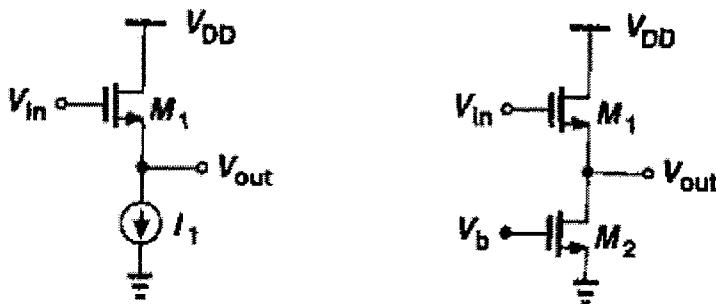


图3.29 由NOS构成的源跟随器

当需要驱动一个 $50\Omega$  的外部终端负载时，总的电压增益为：

$$A_v = \frac{50}{50 + 1/(g_m + g_{mb})} \quad (3-35)$$

因此，若输出匹配到 $50\Omega$ ，则源极跟随器的增益最多为0.5，即 $-6\text{dB}$ 。

源跟随器会使信号的直流电平产生 $V_{GS}$ 的移动，因此会消耗电压余度，进而限制电压摆幅。图3.30所示是一个简单的例子。如果没有源跟随器， $V_X$ 最小容许电压等于 $V_{GS1} - V_{TH1}$ 。而如果加上源跟随器后， $V_X$ 必须大于 $V_{GS2} + (V_{GS3} - V_{TH3})$ 。因此，X处的电压摆幅减小了 $V_{GS2}$ 。

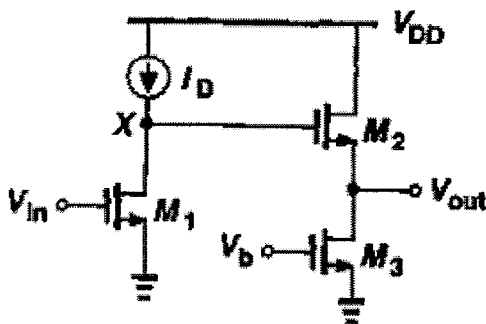


图3.30 源跟随器与共源级的级联

当频率升高时，需要考虑MOS管结电容对输入输出阻抗的影响。图3.31所示的是计算输入输出阻抗的电路图， $C_L$ 为负载电容以及电流源源漏电容的并联。可以求得输入阻抗为：

$$Z_{in} = \frac{1}{C_{GS}} + \left(1 + \frac{g_m}{C_{GS}}\right) \frac{1}{g_{mb} + C_{LS}} \quad (3-36)$$

高频条件下，当  $g_{mb} \ll |C_{LS}|$  时， $Z_{in}$  为：

$$Z_{in} \approx \frac{1}{C_{GS}} + \frac{1}{C_{LS}} + \frac{g_m}{C_{GS}C_{LS}^2} \quad (3-37)$$

因此，输入阻抗由电容  $C_{GS}$ ， $C_L$  和一个负阻串联组合。

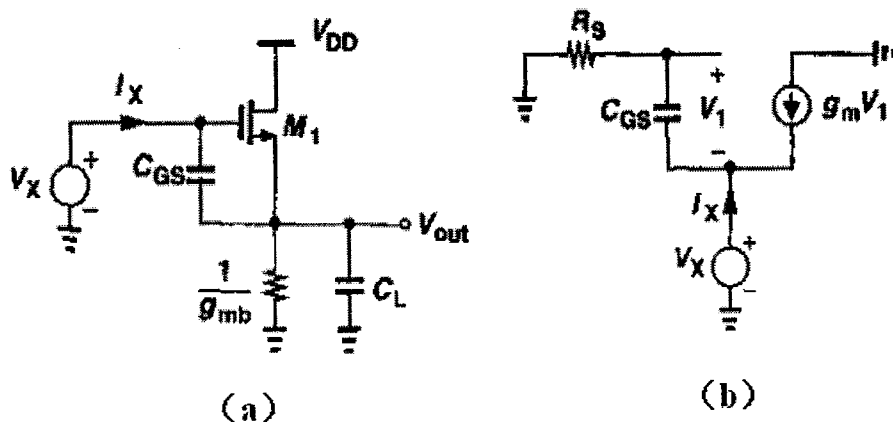


图3.31 (a)源跟随器输入阻抗的计算 (b)源跟随器输出阻抗的计算

同样可以求得输出阻抗为：

$$Z_{out} = \frac{R_S C_{GS} + 1}{g_m + C_{GS}} \quad (3-38)$$

与上节中提到的有源电感类似，该阻抗在高频时表现为电感的特性。其电感值为：

$$L = \frac{C_{GS}}{g_m} \left( R_S - \frac{1}{g_m} \right) \quad (3-39)$$

如果这样的电路驱动一个大的电容负载，这种作用在阶跃响应中表现为“减幅振荡”，如图3.32。

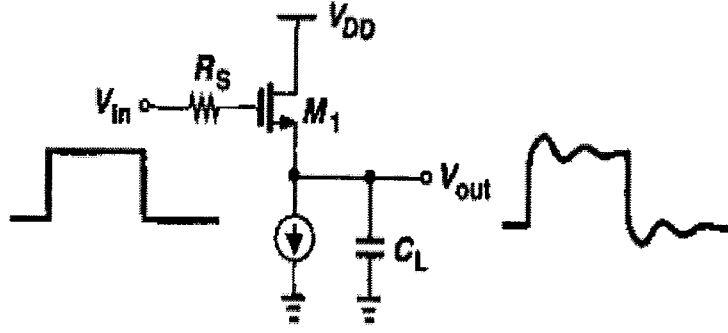


图3.32 源跟随器的感性输出阻抗引起的减幅振荡

超级源跟随器（Super Source Follower），又叫超级缓冲器，主要用于驱动一个低阻抗电阻负载。如图3.33为两种形式的超级缓冲器<sup>[9][34]</sup>。一种输入信号输入到NMOS管，一种输入到PMOS管。该技术利用了 $M_2$ 晶体管的负反馈来降低输出阻抗并提高线性度。超级缓冲器的增益和输入阻抗分别为：

$$G_1 = \frac{g_{m1}r_{o1}}{1 + g_{m1}r_{o1} + \frac{1}{g_{m2}R_L}} \quad (3-40)$$

$$Z_{o1} = \frac{1}{(1 + g_{m1}r_{o1})g_{m2}} \sim \frac{1}{g_{m1}g_{m2}r_{o1}} \quad (3-41)$$

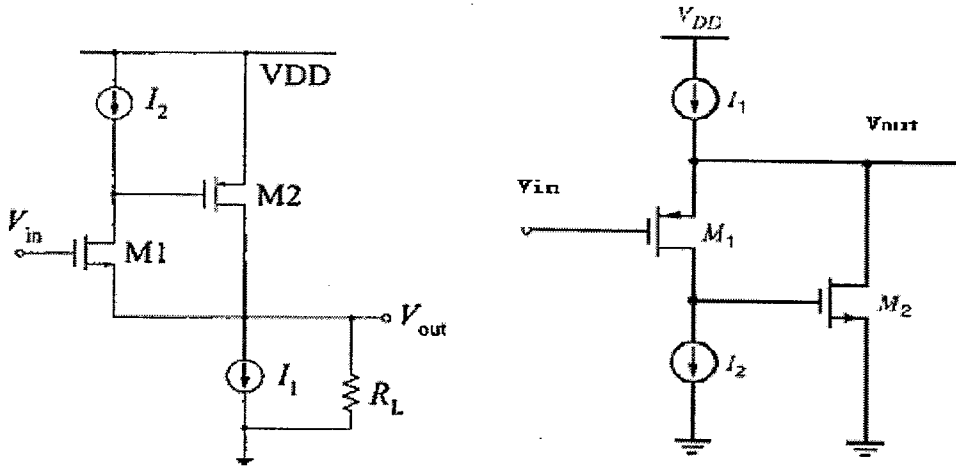


图3.33 超级缓冲器

### 3.8 稳定性分析

引起放大器不稳定的因素很多,这里分析的是跨阻放大器中常见的提高稳定性的措施。

当输入电容较大时,开环增益高的放大器往往容易不稳定,一般表现为频率响应中较高的峰值<sup>[35]</sup>。图3.34利用一个电容与反馈电阻并联来解决稳定性问题。这样在传递函数的分子上将会增加一个零点,即在右半平面上添加一个零点,这样增加了相位裕度,使电路稳定。新的传递函数为:

$$A(s) = \frac{1 + R_f C_f s}{1 + R_f (C_{in} + C_f) s} \quad (3-42)$$

要想获得45度的相位裕度,反馈电容的值由下式决定<sup>[36]</sup>:

$$C_f = \sqrt{\frac{C_{in}}{2\pi R_f f_u}} \quad (3-43)$$

其中,  $C_{in}$ 为输入电容,而  $f_u$  是主放大器的截止频率。

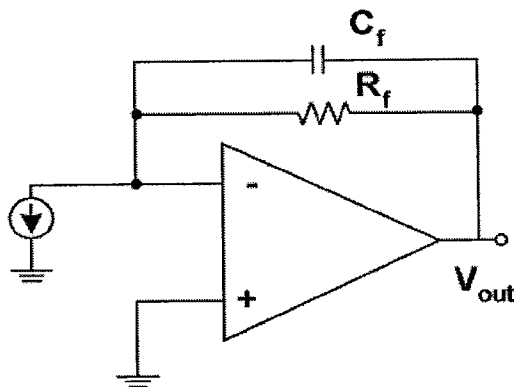


图3.34 带电容反馈的跨阻放大器

Wirebond (线绑定) 也会引起稳定性问题<sup>[5][8]</sup>。图3.35(a)中,与  $V_{DD}$  串联的线绑定电感在节点X处提供一个有限的阻抗,从而允许最后一级的瞬态电流在这个节点产生电压,这个电压又通过  $R_{DI}$  反馈给节点P,从而促使最后两级进入振荡状态。图3.35(b)中,接地电感产生一个从  $M_2$  到  $M_1$  的正反馈,有可能影响电路的稳定性。

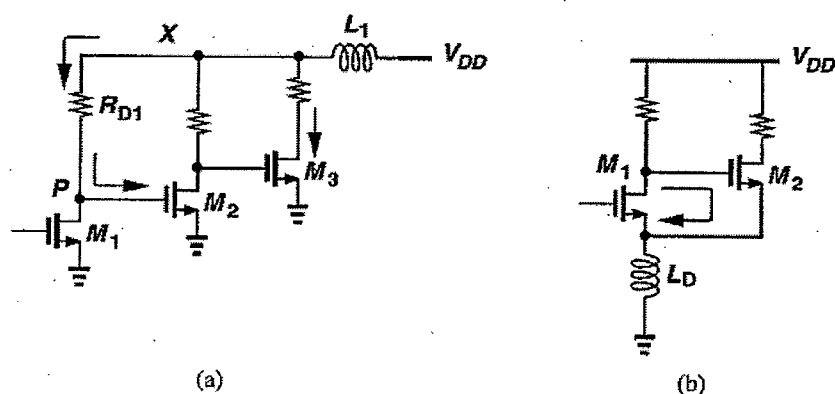


图3.35 线绑定导致不稳定的例子

差分对电路是非常稳定的。在图3.36(a)中, 尽管最后一级电路从电源提取一个小的瞬变电流, 但是反馈到第一级时是作为共模减幅振荡出现在 $P$ 点和 $Q$ 点。图3.36(b)中, 接地电感不影响主反馈通道, 因为此时主反馈通道由交叠电容 $C_1$ 和 $C_2$ 组成, 而且电容 $C_b$ 还会抑制这个反馈作用。

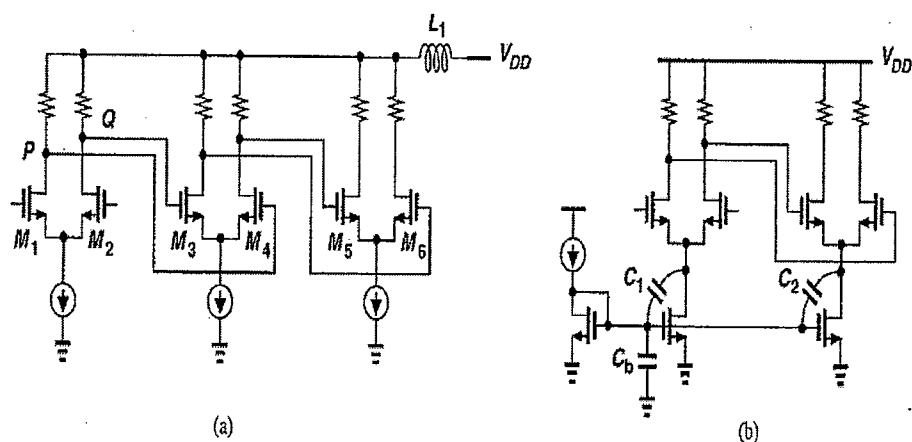


图3.36 差分电路中的反馈路径

### 3.9 本章小结

本章首先详细分析了开环共栅型和闭环电压—电流反馈型跨阻放大器的增益、带宽、噪声、动态范围以及低电压工作等性能。然后介绍了不同形式的差分跨阻放大器。接着介绍了跨阻放大器设计中可能用到的高性能技术, 诸如增益提高、带宽展宽等。最后讨论了跨阻放大器的输出匹配和稳定性问题。

## 第四章 跨阻放大器的设计与仿真

## 4.1 电路原理图

依据实际应用指标的限制和TSMC 0.18 $\mu\text{m}$  CMOS工艺参数，最终设计的电路核心部分如图4.1<sup>[37]</sup>，具体器件参数值如表4-1：

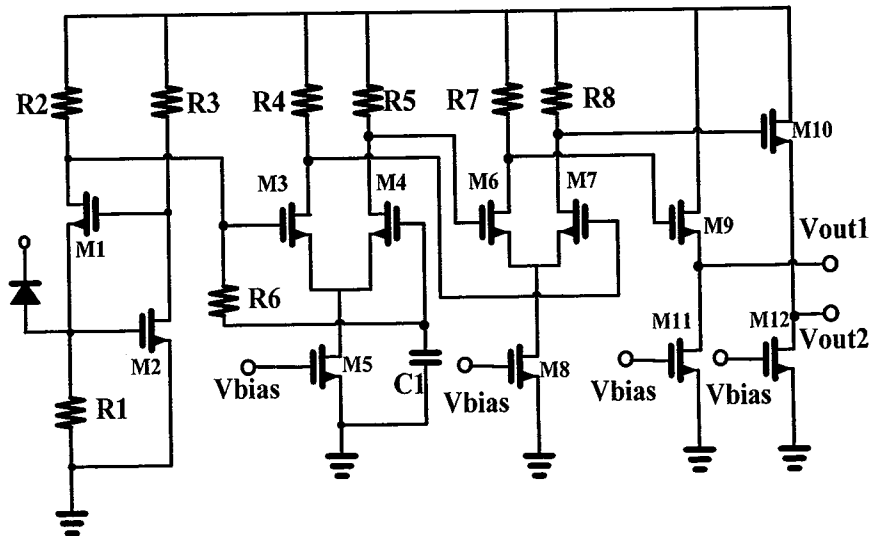


图4.1 跨阻放大器核心电路示意图

表4-1 器件的具体参数列表

| 器件    | 类型        | 参数                            | 说明                      |
|-------|-----------|-------------------------------|-------------------------|
| R1    | Rphripoly | w/l=6/20 $\mu\text{m}$        | res=3.75215 $K\Omega$   |
| R2    | Rphripoly | w/l=6/20.6 $\mu\text{m}$      | res=3.64327 $K\Omega$   |
| R3    | Rphripoly | w/l=8/19 $\mu\text{m}$        | res=711.313 $\Omega$    |
| R4/R5 | Rphripoly | w/l=7/43 $\mu\text{m}$        | res=1.82866 $K\Omega$   |
| R6    | Rphripoly | w/l=2/(14*19*6) $\mu\text{m}$ | res=149.327*6 $K\Omega$ |
| R7/R8 | Rphripoly | w/l=7/38.6 $\mu\text{m}$      | res=1.64269 $K\Omega$   |
| M1    | nmos2v    | w/l=16/0.32 $\mu\text{m}$     | fingers=4               |
| M2    | nmos2v    | w/l=48/0.20 $\mu\text{m}$     | fingers=8               |

|         |        |                      |              |
|---------|--------|----------------------|--------------|
| M3/M4   | nmos2v | w/l=12/0.18 $\mu m$  | fingers=4    |
| M5      | nmos2v | w/l=5.6/0.20 $\mu m$ | fingers=4    |
| M6/M7   | nmos2v | w/l=12/0.36 $\mu m$  | fingers=4    |
| M8      | nmos2v | w/l=5.6/0.20 $\mu m$ | fingers=4    |
| M9/M10  | nmos2v | w/l=30/0.18 $\mu m$  | fingers=15   |
| M11/M12 | nmos2v | w/l=24/0.18 $\mu m$  | fingers=15   |
| C1      | Mimcap | w/l=30*30 $\mu m$    | C=951.6*8 fF |

首先, 电阻 $R_1$ 、 $R_2$ 和NMOS晶体管 $M_1$ 组成共栅级, 实现电流输入电压输出的功能。其输入阻抗、输出阻抗和跨阻增益分别为:

$$R_m = \frac{1}{(g_{m1} + g_{mb1})} \parallel R_1 \quad (4-1)$$

$$R_{out} = \{[1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_o]\}R_1 + r_o \parallel R_2 \quad (4-2)$$

$$Z_T = \frac{(g_{m1} + g_{mb1})r_o + 1}{r_o + (g_{m1} + g_{mb1})r_o R_1 + R_1 + R_2} R_1 R_2 \quad (4-3)$$

其中,  $g_{m1}$ 为晶体管 $M_1$ 跨导,  $g_{mb1}$ 和 $r_o$ 分别为考虑晶体管体效应和沟长调制效应的参数。

共栅电路本身的特点就是输入阻抗较低, 但是由于光电二极管较大的寄生电容, 要想实现要求的带宽, 输入节点处的等效电阻必须进一步降低。为此, 我们采用晶体管 $M_2$ 和电阻 $R_3$ 构成局部并联-串联负反馈, 形成所谓的调节式共源共栅结构, 即Regulated Cascode (RGC) 结构。该反馈形式使输入阻抗降低为原来的 $1/(1 + g_{m2}R_3)$ , 而同时增益和输出阻抗增大相同的倍数。因此, RGC结构即提高了输入节点的-3dB带宽, 同时又提高了增益, 正符合本设计要求。此外, RGC结构形成的负反馈可以进一步稳定静态工作点, 对于不同工艺角的变化都能够实现较好性能。

由于跨阻放大器的后级电路限幅放大器一般为差分输入, 因此跨阻放大器需要差分输出。本文采用电阻 $R_6$ 和电容 $C_1$ 构成的低通滤波器提取RGC结构输出的直流电平, 并将该信号送至晶体管 $M_4$ 的栅极, 因此理想情况下 $M_3$ 和 $M_4$ 的栅极的

直流偏置点相同。这样就避免了简单复制另一半电路来组成差分的方法的不足，即功耗和噪声的严重增加。需要注意的是，对于经过 $M_3$ - $M_4$ 差分结构放大的交流信号而言，该 $R_6$ - $C_1$ 低通滤波器等效于一个高通滤波器。只有低频截止频率足够低时，才能够形成较好的差分信号，此时一般要求时间常数 $R_6C_1$ 很大，通常需要一个片外的大电容。同时，当输入脉冲持续时间较长时，输出波形存在“直流漂移”现象，为避免这种效应，也需要较大的时间常数。对于本设计，因为脉冲是周期 $10\mu s$ 脉宽 $10ns$ 的周期性脉冲，可以设计 $R$ - $C$ 低通滤波器的截止频率在 $30kHz$ 左右，因此使电容置于片内成为可能。本设计采用TSMC  $0.18\mu m$  CMOS工艺中的rphipoly高阻值电阻串联和MIM电容并联的方法，时间常数 $R_6C_1$ 约为 $6.8\mu s$ ，即低频截止频率约为 $25kHz$ 。从而在较小的芯片面积内很好的解决了实现单端转换为差分的问题。

为克服工艺角的影响以及更好的抑制电源噪声和衬底噪声，电路结构设计上在第二级便将单端信号转化为差分信号。

晶体管 $M_6$ 、 $M_7$ 、 $M_8$ 和电阻 $R_7$ 、 $R_8$ 构成差分电路进一步提高增益。

晶体管 $M_9$ 、 $M_{11}$ 和 $M_{10}$ 、 $M_{12}$ 分别为源级跟随器，实现跨阻放大器输出 $50\Omega$ 的匹配。为实现良好的匹配性能，晶体管尺寸较大，消耗的电流总共约为 $6mA$ 。同时，为提高电路的动态范围，晶体管 $M_9$ 和 $M_{10}$ 的过驱动电压应留有足够的余度。

一般跨阻放大器为能够在增益、带宽、噪声、动态范围以及电源电压之间实现很好的折中均采用电阻负反馈的形式，但是并联电阻负反馈会极大的降低增益。本设计避开了电阻负反馈以得到较高的增益，同时，通过增大电阻 $R_1$ 和 $R_2$ 两个主要的噪声源以及合理选择晶体管 $M_1$ 的宽长比来降低等效输入噪声电流谱密度。由于 $R_1$ 和 $R_2$ 阻值较高，输入电流的动态范围受到限制，而本设计针对的光电二极管最大输入电流约为 $10\mu A$ 。因此，本文是牺牲了部分动态范围的性能来获取高增益和低噪声的。

$V_{bias}$ 为偏置电路产生的偏置电压。为提高成功几率，本论文没有采用带隙基准电路，而是采用较简单的MOS管型分压电路。

## 4.2 仿真结果

基于Cadence Spectre 仿真软件，利用TSMC  $0.18\mu m$  CMOS工艺，对电路进

行了设计和仿真。最后，利用 Assura 和 Calibre 工具对版图进行提取参数后仿，以考虑寄生参数的影响。同时，考虑 FF，SS，SF，FS 等不同工艺角以及温度变化的影响，表4-2归纳了所有的仿真结果。最终 TT 工艺角下后仿的结果表明：静态电流为  $8mA$ ；单端跨阻增益为  $81 dB\Omega$ ； $-3dB$  带宽为  $340MHz$ ； $100MHz$  处的等效输入噪声电流谱密度为  $4.7 pA/\sqrt{Hz}$ 。

表4-2 前仿、Assura 后仿、Calibre 后仿结果

| $C_{PD}=3pF$ | 参数                     | 前 仿      | 后仿 Assura | 后仿 Calibre |
|--------------|------------------------|----------|-----------|------------|
|              |                        |          |           |            |
| TT           | Itot (mA)              | 8.19     | 8.17      | 8.00       |
|              | Gain (dBΩ)             | 81.4     | 81.2      | 81.0       |
|              | -3dB BW (MHz)          | 469      | 320       | 345        |
|              | Noise (pA/√Hz @100MHz) | 4.3      | 4.7       | 4.7        |
|              | S11&S22@300MHz         | -12      | -14       | -13        |
|              | Tran@10uA(mV)          | 111/-98  | 108/-96   | 108/-95    |
|              | Tran@-10uA(mV)         | -97/111  | -96/109   | -95.7/108  |
| FF           | Itot (mA)              | 11.0     | 11.0      | 10.7       |
|              | Gain (dBΩ)             | 80.1     | 79.9      | 79.8       |
|              | -3dB BW (MHz)          | 548      | 374       | 405        |
|              | Noise (pA/√Hz @100MHz) | 4.4      | 4.7       | 4.8        |
|              | S11&S22@300MHz         | -10/-15  | -12/-15   | -12/-15    |
|              | Tran@10uA(mV)          | 97/-92   | 95/-90    | 95/-90     |
|              | Tran@-10uA(mV)         | -91/96   | -88/94    | -88/94     |
| SS           | Itot (mA)              | 5.99     | 5.98      | 5.86       |
|              | Gain (dBΩ)             | 80.7     | 80.5      | 80.4       |
|              | -3dB BW (MHz)          | 387      | 273       | 290        |
|              | Noise (pA/√Hz @100MHz) | 4.3      | 4.7       | 4.7        |
|              | S11&S22@300MHz         | -12      | -14       | -14        |
|              | Tran@10uA(mV)          | 101/-83  | 99/-82    | 98/-80     |
|              | Tran@-10uA(mV)         | -83/102  | -82/99    | -80/98     |
| FS           | Itot (mA)              | 9.26     | 9.24      | 9.03       |
|              | Gain (dBΩ)             | 82.5     | 82.3      | 82.2       |
|              | -3dB BW (MHz)          | 493      | 335       | 360        |
|              | Noise (pA/√Hz @100MHz) | 4.2      | 4.6       | 4.6        |
|              | S11&S22@300MHz         | -12.4    | -12.0     | -12.0      |
|              | Tran@10uA(mV)          | 126/-113 | 125/-111  | 122/-108   |
|              | Tran@-10uA(mV)         | -112/125 | -110/124  | -110/123   |
| SF           | Itot (mA)              | 7.26     | 7.24      | 7.09       |
|              | Gain (dBΩ)             | 79.36    | 79.20     | 79.00      |
| 以上五种工艺       | -3dB BW (MHz)          | 430      | 298       | 322        |

|           |                                     |            |          |          |
|-----------|-------------------------------------|------------|----------|----------|
| 角为 27 摄氏度 | Noise ( $\mu A/\sqrt{Hz}$ @100MHz ) | 4.4        | 4.8      | 4.8      |
|           | S11&S22@300MHz                      | -14        | -16      | -15      |
|           | Tran@10uA(mV)                       | 89/-79     | 87/-78   | 86/-77   |
|           | Tran@-10uA(mV)                      | -79/89     | -77.8/87 | -77/86   |
| T=-10 摄氏度 | Itot (mA)                           | 8.01       | 8.06     | 7.88     |
|           | Gain (dBΩ)                          | 84.3       | 84.2     | 84.03    |
|           | -3dB BW (MHz)                       | 480        | 320      | 348      |
|           | Noise ( $\mu A/\sqrt{Hz}$ @100MHz ) | 3.99       | 4.30     | 4.30     |
|           | S11&S22@300MHz                      | -10/-9     | -10/-12  | -10      |
|           | Tran@10uA(mV)                       | 149/-120   | 147/-119 | 143/-117 |
|           | Tran@-10uA(mV)                      | -121/150   | -119/146 | -117/144 |
| T=50 摄氏度  | Itot (mA)                           | 8.20       | 8.22     | 8.05     |
|           | Gain (dBΩ)                          | 79.7       | 79.5     | 79.4     |
|           | -3dB BW (MHz)                       | 460        | 321      | 341      |
|           | Noise ( $\mu A/\sqrt{Hz}$ @100MHz ) | 4.5        | 4.9      | 4.9      |
|           | S11&S22@300MHz                      | -13        | -15      | -15      |
|           | Tran@10uA(mV)                       | 92/-84     | 90/-83   | 90/-81   |
|           | Tran@-10uA(mV)                      | -83.5/93.5 | -82/91   | -81/90   |

下面给出以图像形式给出 Calibre 后仿真的结果：

(1) 增益和带宽

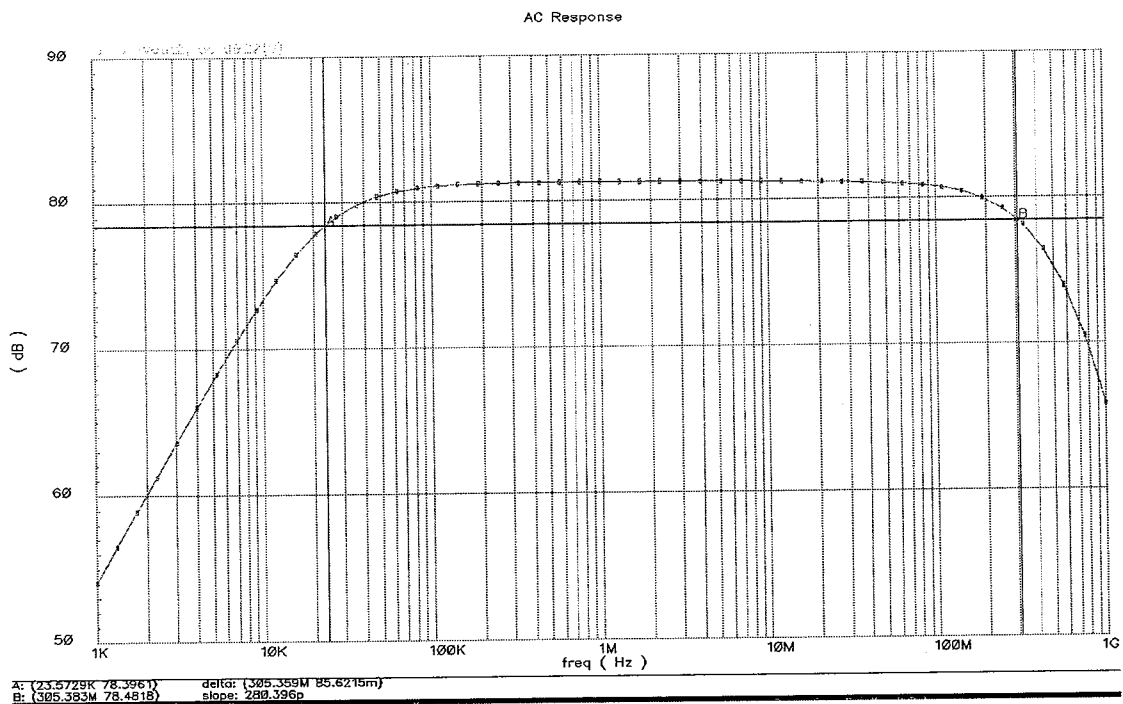


图4.2 交流增益曲线

## (2) 等效输入噪声电流谱密度

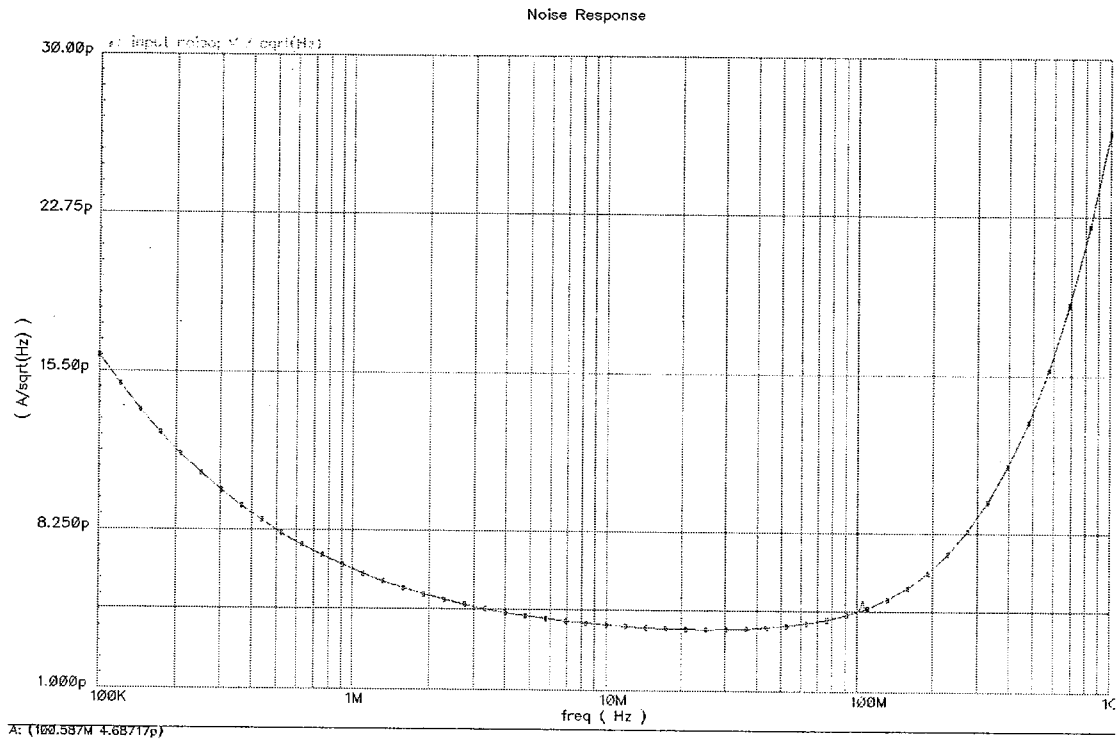


图4.3 等效输入噪声电流谱密度曲线

## (3) 瞬态输出曲线

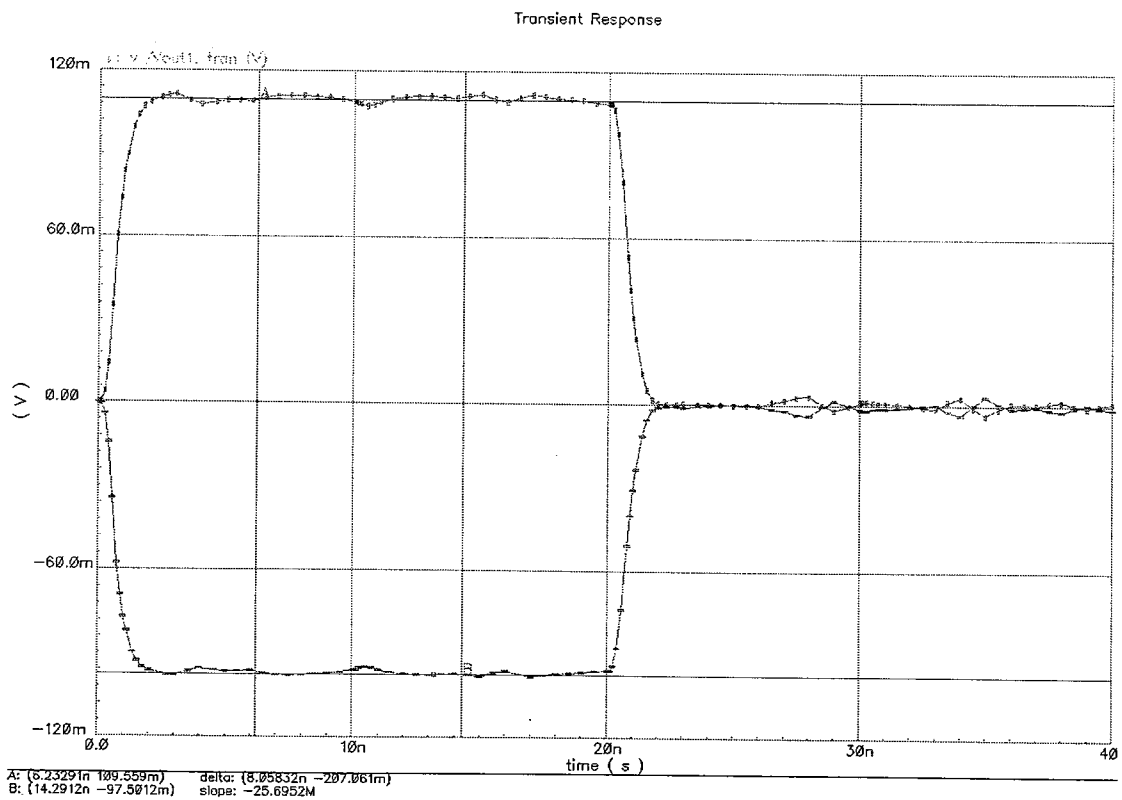
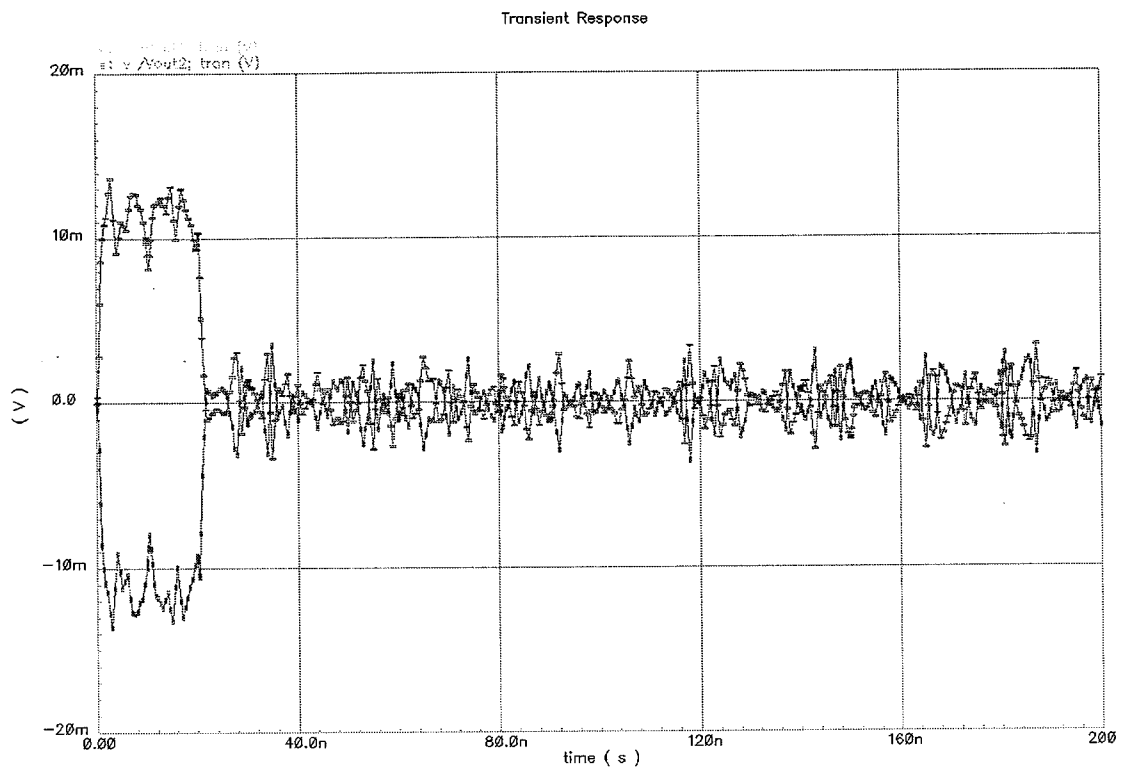
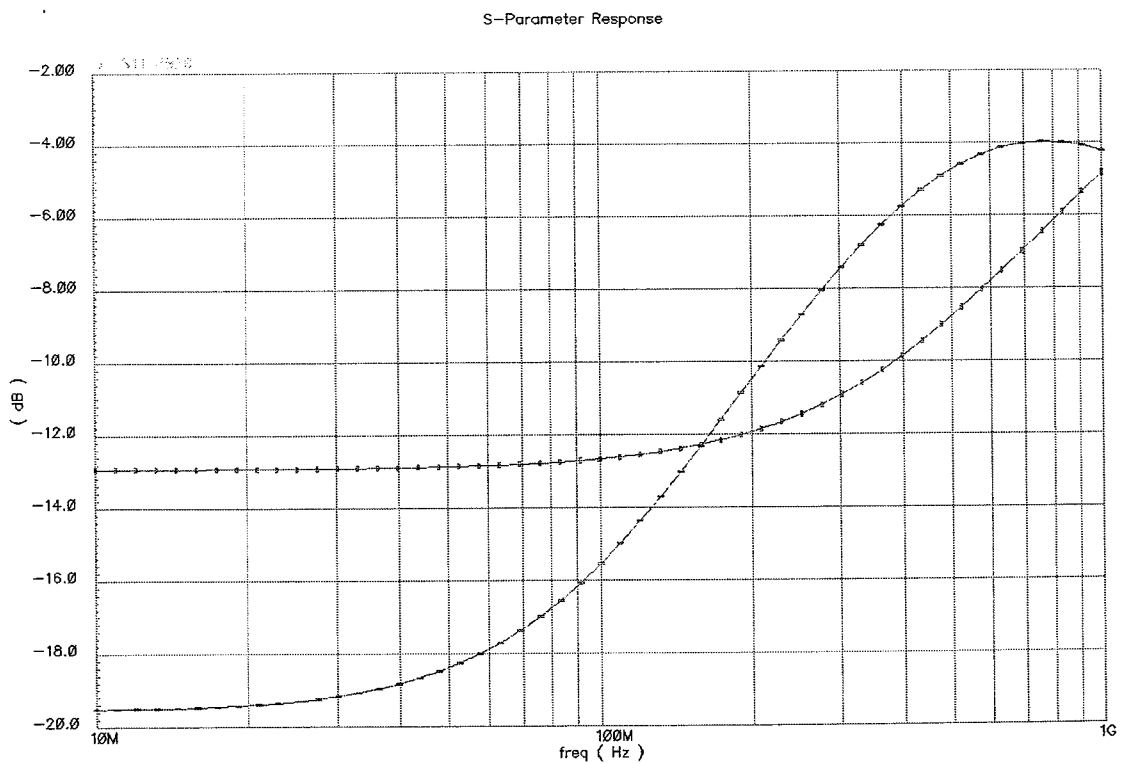


图4.4 输入电流脉冲幅度为10 $\mu$ A时瞬态输出曲线

图4.5 输入电流脉冲幅度为 $1\mu A$ 时瞬态输出曲线

#### (4)测试用S参数曲线

图4.6  $S_{11}$ 、 $S_{22}$ 曲线

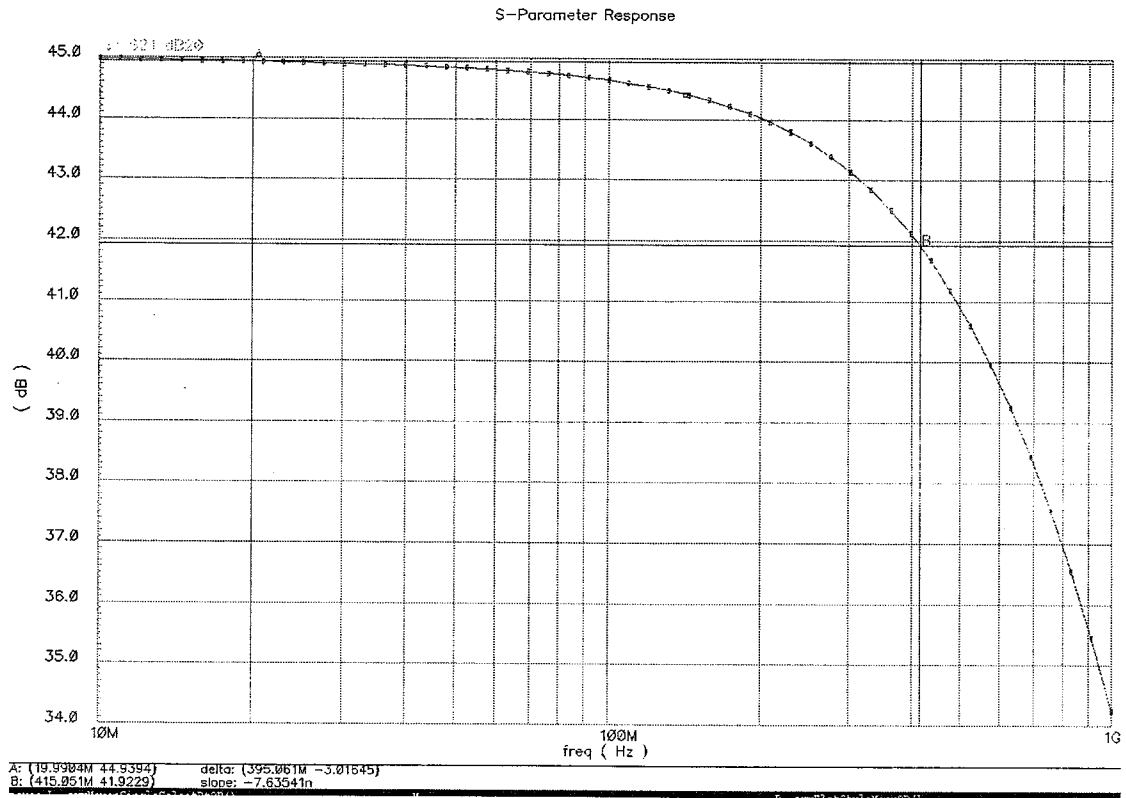


图4.7  $S_{21}$  曲线

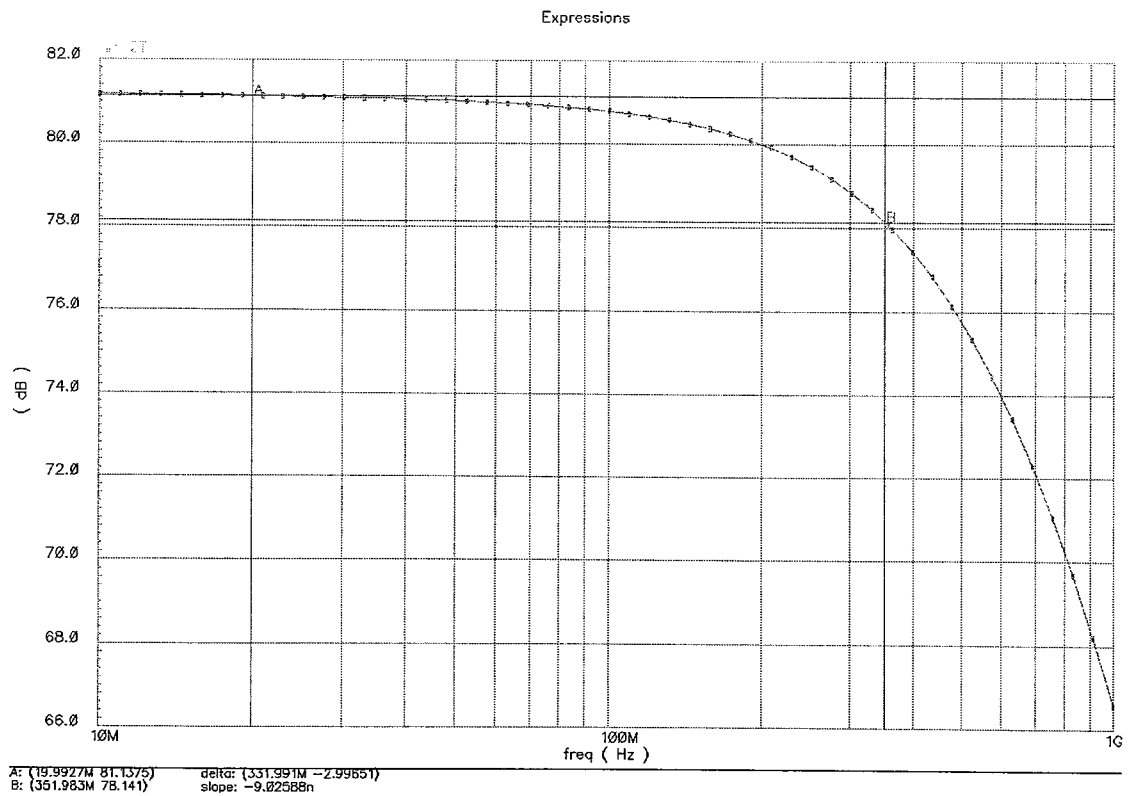


图4.8 推算得到的单端跨阻增益曲线

## (5) 光电二极管寄生电容的影响

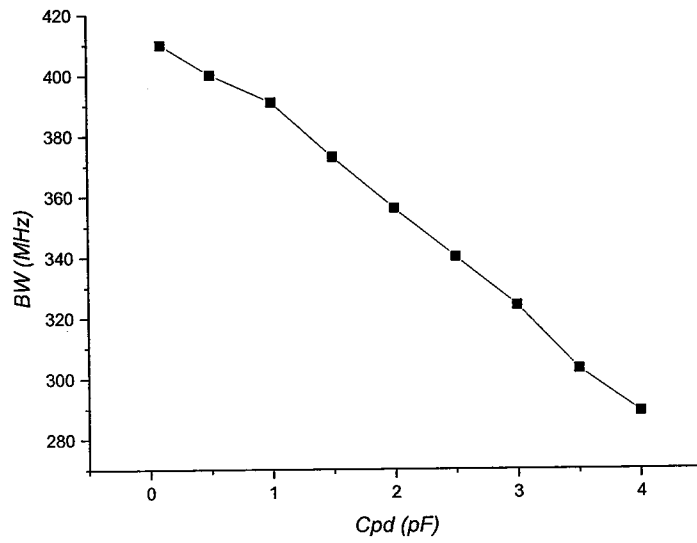


图4.9 光电二极管寄生电容对带宽的影响曲线

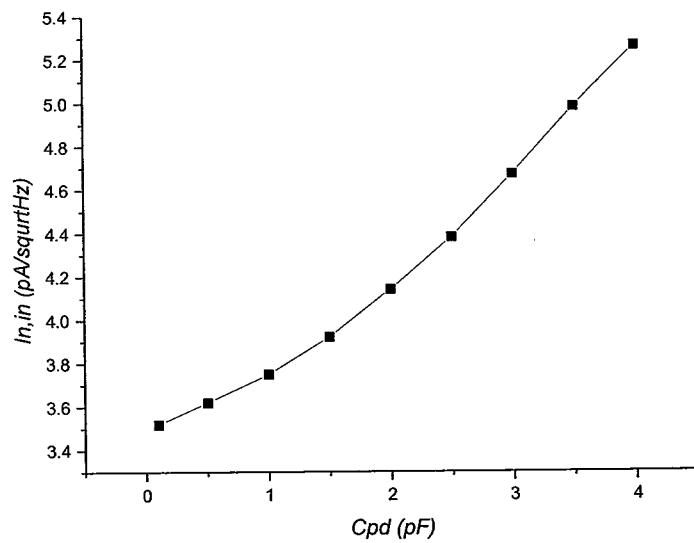


图4.10 光电二极管寄生电容对噪声的影响曲线

## 4.3 版图设计

图4.11所示为跨阻放大器的版图截图，芯片面积为 $500\mu\text{m} \times 460\mu\text{m}$ ，压焊Pad个数已经达到最少，仅为五个，其中左边三个为电源、输入和地，右边为两个差

分输出。图4.12为芯片照片。

版图设计时，主要考虑了以下问题：

- (1) 电路的各级在版图上单一走向，避免潜在的反馈通道，造成不稳定；
- (2) 电路的输入输出分别布置在版图的两端来增强隔离度；
- (3) 差分对晶体管和电阻尽量完全对称，同时又避免走线过于复杂；
- (4) 电路输入端、 $R_6$ 和 $C_I$ 、输出端走线尽量短，以减小寄生电容；设计过程中发现，前仿真和后仿真的主要差别是 $-3dB$ 带宽，而这正是由于寄生电容和电阻引起；
- (5) 必须满足工艺库的设计规则。比如金属走线的最小宽度、最小间距，以及避免天线效应等<sup>[38][39]</sup>。

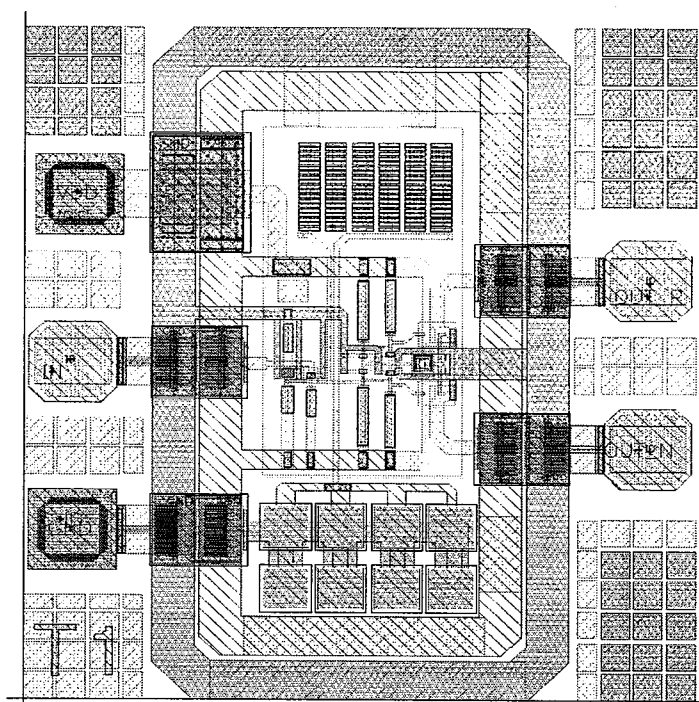


图4.11 跨阻放大器的版图

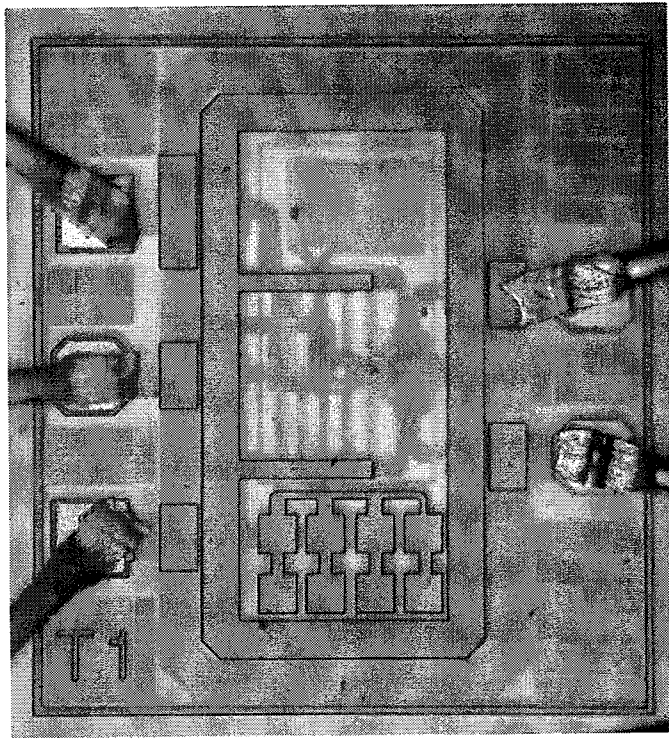


图4.12 跨阻放大器芯片照片

#### 4.4 本章小结

本章详细给出了跨阻放大器的设计原理图、具体设计原理、仿真结果以及最终版图。



## 第五章 跨阻放大器的测试

本章将给出跨阻放大器的测试结果，将看到测试结果在增益、带宽、噪声以及功耗等指标上均与仿真结果良好吻合。

### 5.1 跨阻放大器的测试理论

#### 5.1.1 增益和带宽测试

跨阻放大器是光电接收机前端的关键部件，其作用是将光电探测器探测到的光电流信号转换成电压信号并传送到后级处理。也就是说，跨阻放大器是一个电流输入、电压输出电路。光波分析仪可以直接测量跨阻放大器的跨阻特性，但是由于价格昂贵等原因很难采用。而一般的测量系统中的信号源提供的都是电压信号，也无法直接测量跨阻放大器的跨阻特性。

目前，通常采用两种间接的方法测量跨阻放大器的跨阻增益及带宽。方法之一是：将跨阻放大器外接一个已知光电转换效率的光探测器，测量跨阻放大器的输出电压幅值，用测量的电压除以计算得到的光探测器输出电流就是电路的跨阻增益。进一步通过加调制信号调制光探测器的电流，测量跨阻放大器的频率影响得到增益带宽。这种方法的不足之处在于：(1) 测试跨阻放大器需要外加器件，增加了测试的复杂度；(2) 没有考虑光探测器输出阻抗对跨阻放大器性能的影响，测量结果其实并不是跨阻放大器本身的跨阻特性；(3) 光探测器到芯片之间的长传输线和跨阻放大器的非匹配输入阻抗会引起严重信号反射。

方法之二是：跨阻放大器不需要外加光探测器，而是借助网络分析仪测量跨阻放大器的小信号S参数，通过以下公式间接达到跨阻增益和带宽<sup>[40]</sup>：

$$Z_T = 50 \frac{S_{21}}{1 - S_{11}} \quad (5-1)$$

测量时将差分输出的一端接 50Ω 负载，另一端接网络分析仪。将单端增益再加 6dB 就得到差分增益。图 4.8 就是根据该公式得到的跨阻增益，从而再次证明该公式的正确性。该方法利用微波射频测量仪完成光波分析仪所完成的测试，达到了降低测试成本的目的。

### 5.1.2 噪声测试

对于跨阻放大器，等效输入噪声电流谱密度等于输出噪声电压除以跨阻增益。等效输入噪声电流谱密度对不同电路的噪声性能提供了合理地比较，但是，输入参考噪声是一个虚构的量，无法在电路的输入端测量得到。本文采用的是文献<sup>[28][31]</sup>等通用的测试方法。测试仪器为频谱仪。将跨阻放大器输入端开路后，输出端一端接  $50\Omega$  负载，另一端接频谱仪，合理设置频谱仪的参考带宽 RBW 和显示带宽 VBW 后，读取输出噪声的频率功率(至少要比频谱仪的本底噪声高  $10\text{dBm}$ )，然后按照第二章和第三章介绍的关于噪声的知识将输出噪声功率折算到输入端。

### 5.2 测试板的设计

图4.1为测试用PCB照片。

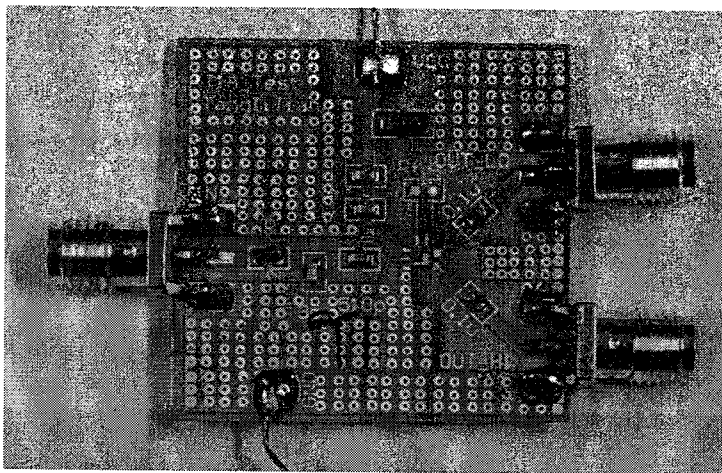


图4.1 测试PCB照片

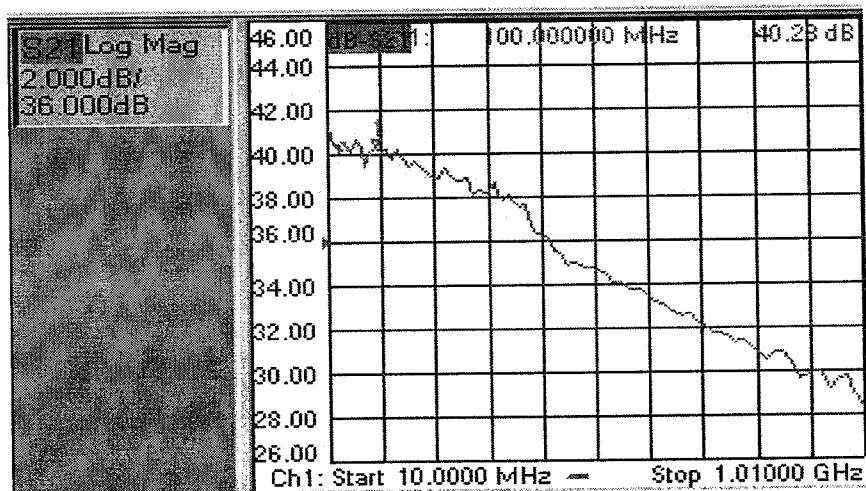
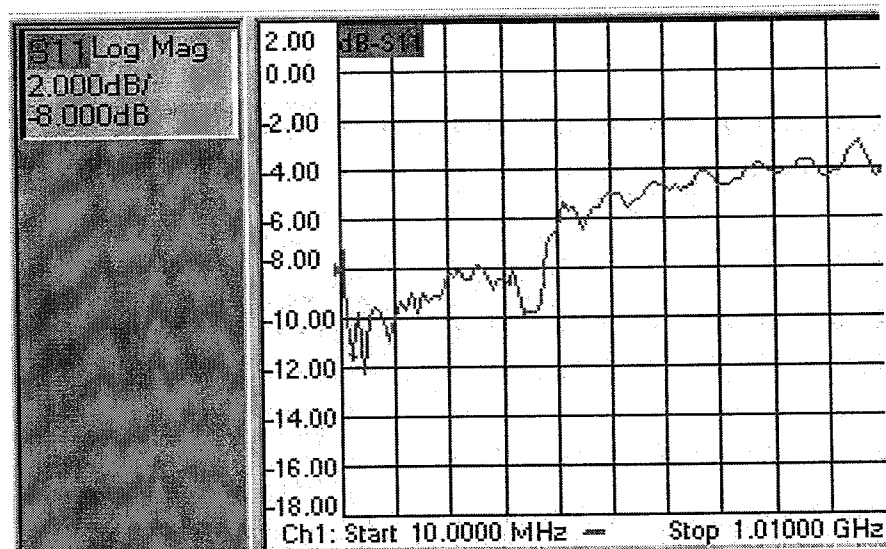
### 5.3 跨阻放大器的测试结果

#### 5.3.1 直流

测试多片跨阻放大器，直流均为  $8\text{mA}$ ，不仅芯片一致性好，而且均无振荡现象。功耗为  $8\text{mA} \times 1.8\text{V} = 14.4\text{mW}$ 。

## 5.3.2 增益和带宽

图 4.2 与图 4.3 所示的分别是  $S_{21}$  和  $S_{11}$  在输入功率为  $-50\text{dBm}$  时的测试曲线，其中  $S_{21}$  的  $-3\text{dB}$  带宽为  $340\text{MHz}$ 。图 4.4 所示的是利用 Agilent's ADS 软件计算得到的跨阻  $Z_T$  曲线，可以看出，这样得到的单端跨阻增益为  $78\text{dB}\Omega$ ， $-3\text{dB}$  带宽超过  $300\text{MHz}$ 。与仿真结果基本吻合。

图4.2 输入功率为 $-50\text{dBm}$ 时 $S_{21}$ 测试曲线图4.3 输入功率为 $-50\text{dBm}$ 时 $S_{11}$ 测试曲线

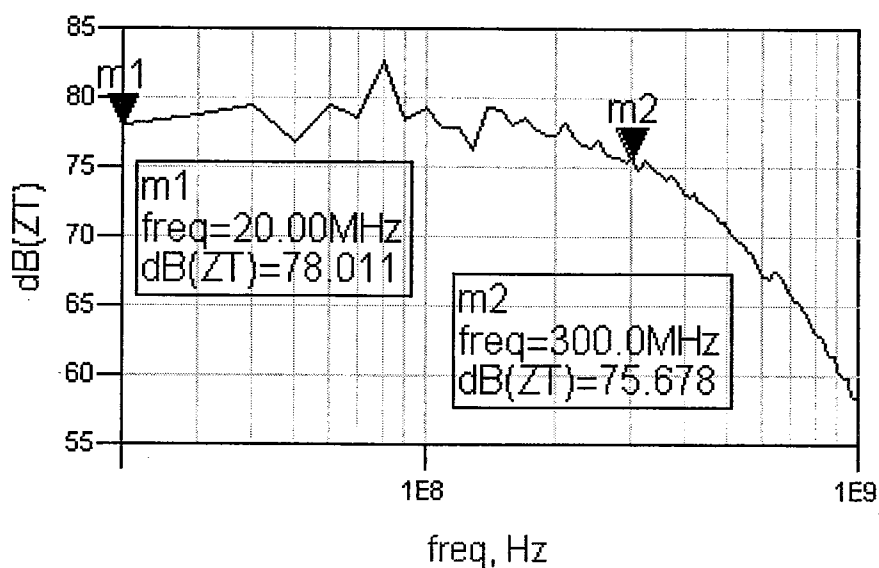


图4.4 单端跨阻增益曲线

### 5.3.3 噪声

无信号输入时，频谱仪的输出频谱如图 4.5， $RBW=10kHz$ ，因此，噪声底限为： $-106.3dBm-40dBm=-146dBm$ 。将输入开路，测量输出频谱曲线， $RBW=10kHz$  时，如图 4.6， $100MHz$  处输出电压噪声谱密度为  $-93dBm-40dBm=-133dBm$ ； $RBW=1MHz$  时，如图 4.7， $100MHz$  处输出噪声电压谱密度为  $-73.2dBm-60dBm=-132.2dBm$ 。 $-133dBm$  对应的功率为  $5 \times 10^{-14}mW$ ，根据  $V^2/R=P$ ，可知  $V=5 \times 10^{-8}V$ ，跨阻增益为  $78dB\Omega$ ，即  $7950\Omega$ ，因此  $100MHz$  处等效输入噪声电流谱密度约为  $6.3pA/\sqrt{Hz}$ ，与仿真结果亦吻合较好。

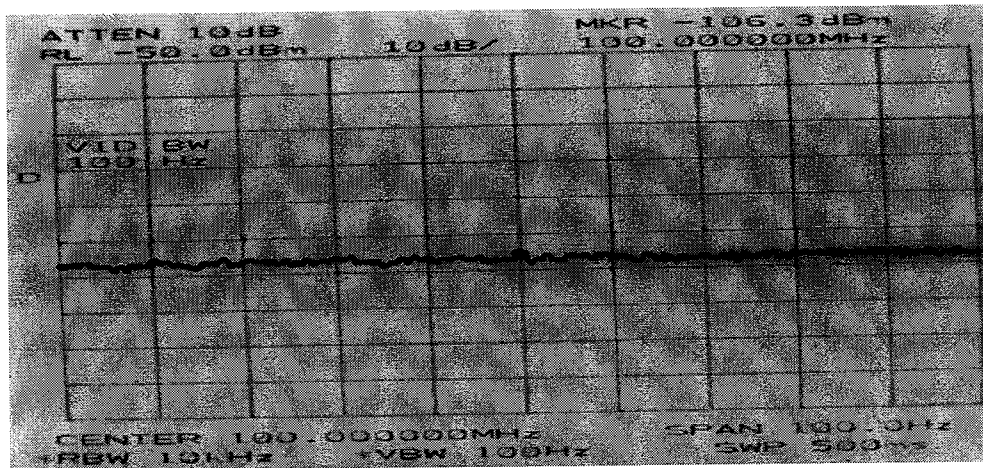


图 4.5 无信号时频谱仪的输出噪底

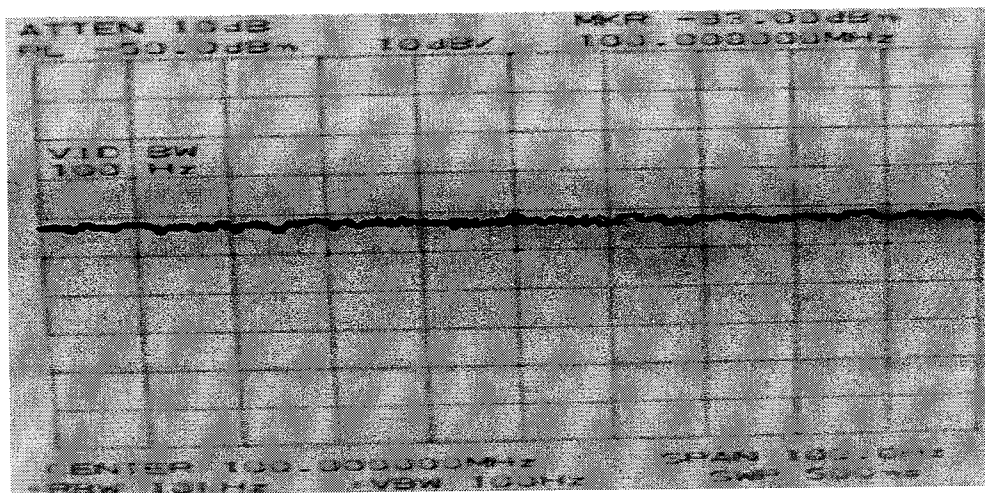


图 4.6 RBW 为 10kHz 时频谱仪的输出频谱

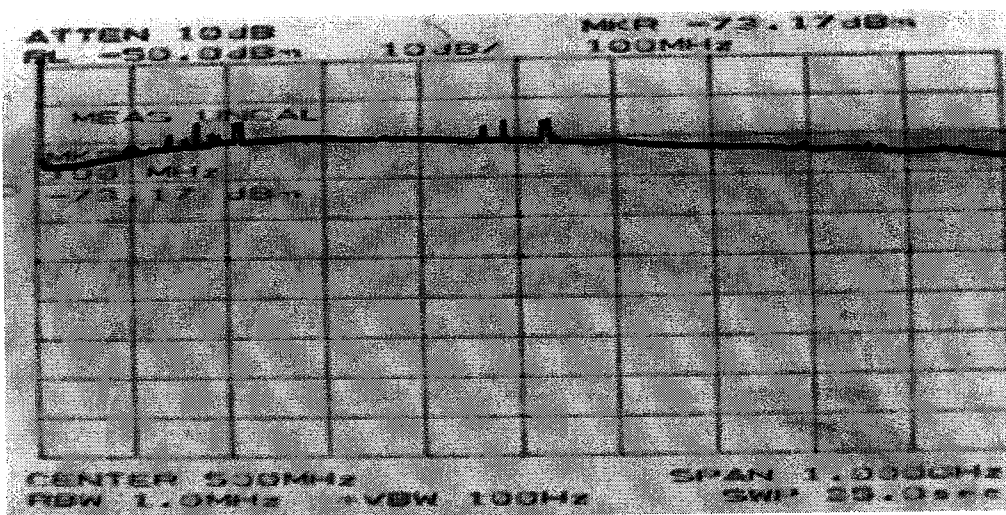


图 4.7 RBW 为 1MHz 时频谱仪的输出频谱

### 5.3.3 时域测试

该部分的测试工作由合作单位完成，其测试条件为：

- (1) 示波器：力科 SDA4000A；带宽：4 GHz；阻抗：50  $\Omega$ 。
- (2) 信号源：NF1552 型快沿脉冲发生器，上升时间约为 1.2 ns；PW=50 ns；  
 $f=10$  KHz。
- (3) 测试电路：

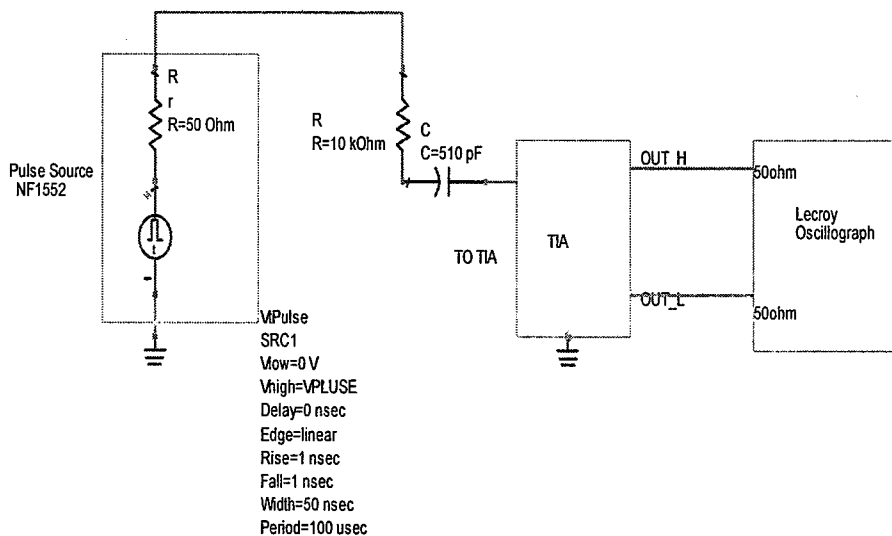


图 4.8 时域测试原理图

本次测试没有加入光敏芯片，目的是先做电参数测试。输入电流源通过脉冲电压源串联 10K 电阻产生，通过 510pf 电容耦合到跨阻放大器的电流输入端，输出端接入宽带示波器的 50  $\Omega$  档，所有的连线，包括电源线，全部采用同轴电缆引入到测试板。

要得到相应的电流值，对应的信号源开路输出  $U$  为（忽略 510pf 的容抗）：  
 $5\mu A = U/10k$ ,  $U=50$  mV。如果信号源上 50  $\Omega$  的示波器，那么其上的读数应该为 25 mV；以此类推： $5\mu A \rightarrow 25$  mV； $10\mu A \rightarrow 50$  mV； $15\mu A \rightarrow 75$  mV； $20\mu A \rightarrow 100$  mV。

测试结果如下：

(1)  $2.8\mu A$  输入时, 增益约为  $9K$ , 即  $79.1 dB\Omega$ ; 上升时间约为  $1.2ns$ 。

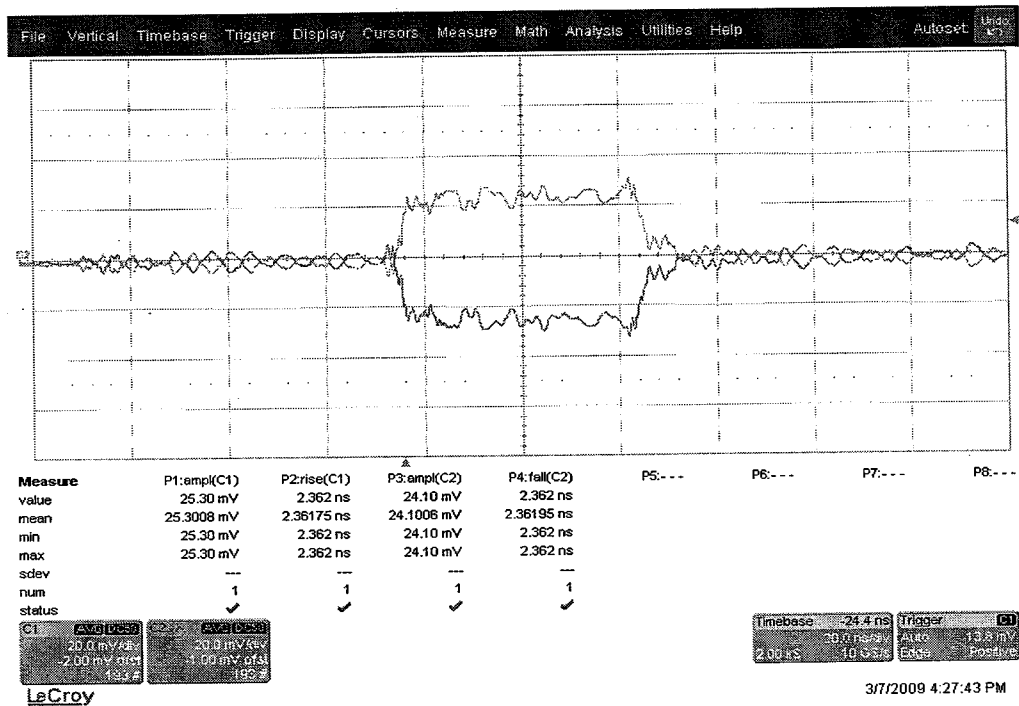


图 4.9  $2.8\mu A$  输入时

(2)  $5\mu A$  输入时, 增益约为  $9.2K$ , 即  $79.3 dB\Omega$ ; 上升时间约为  $1.3ns$ 。

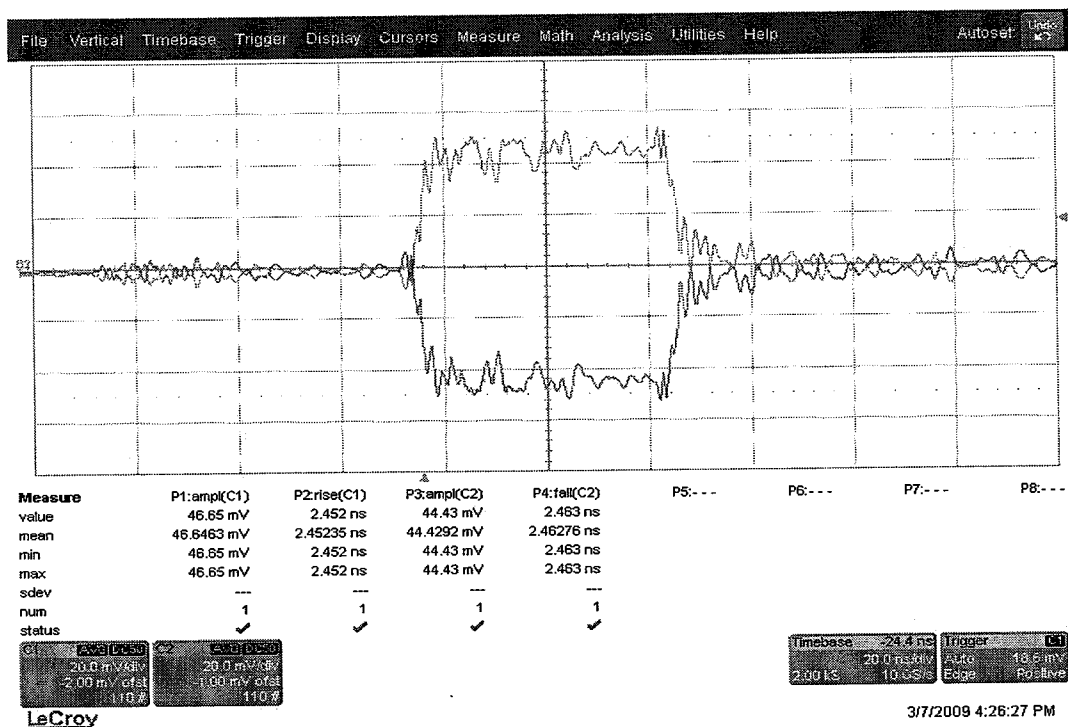


图 4.10  $5\mu A$  输入时

(3)  $10\mu A$  输入时, 增益约为  $8.8K$ , 即  $78.8 dB\Omega$ ; 上升时间约为  $1.2ns$ 。

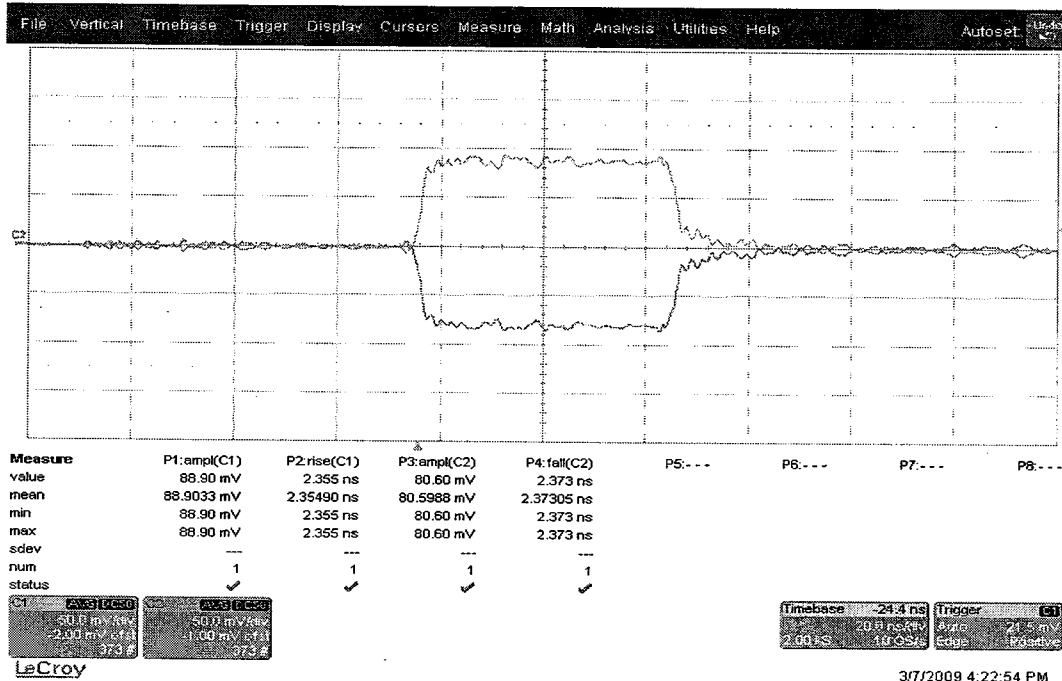


图 4.11  $10\mu A$  输入时

(4)  $15\mu A$  输入时, 增益约为  $8.5K$ , 即  $78.6 dB\Omega$ ; 上升时间约为  $0.9ns$ 。

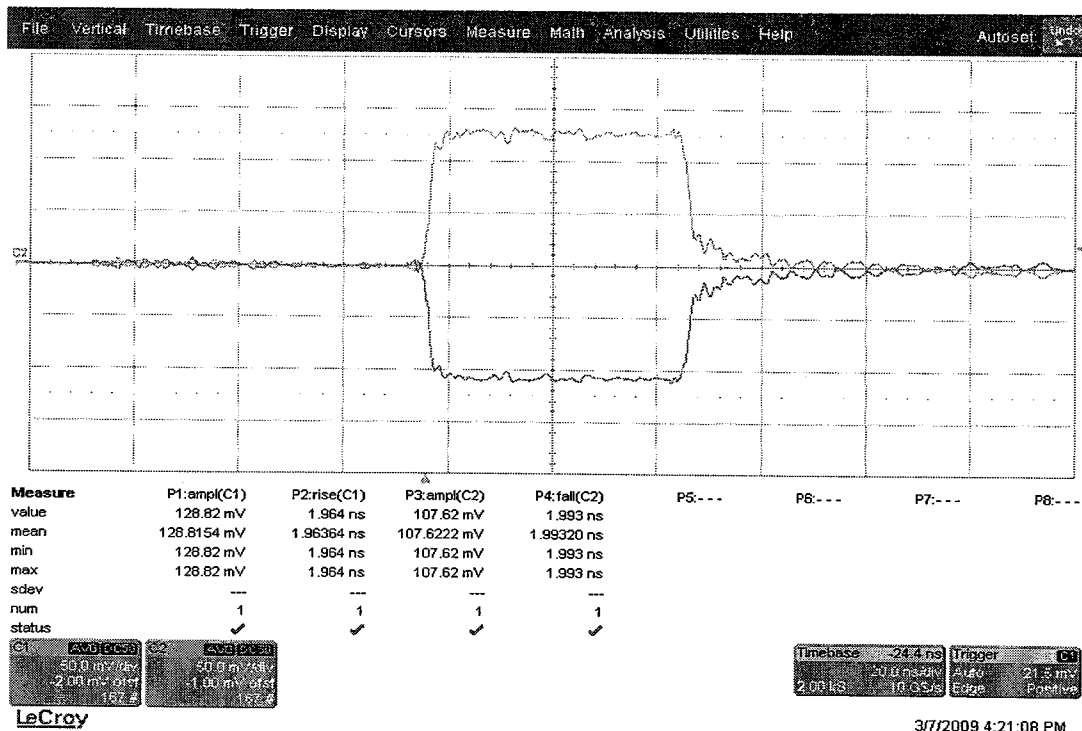


图 4.12  $15\mu A$  输入时

(5)  $20\mu A$  输入时, 增益约为  $7.85K$ , 即  $77.9 dB\Omega$ ; 上升时间约为  $0.8ns$ 。

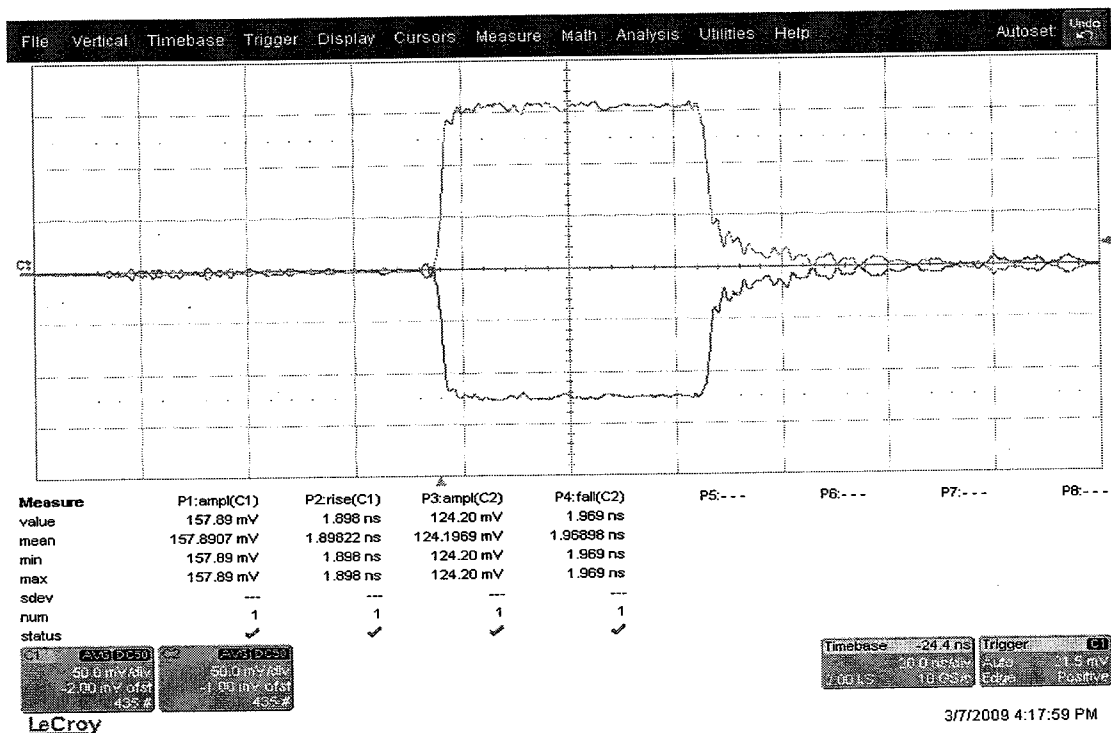


图 4.13  $20\mu A$  输入时

## 5.4 本章小结

本章首先详细介绍了跨阻放大器的测试理论, 然后依据理论测试了直流、增益、带宽以及等效输入噪声电流谱密度等指标, 测试结果与仿真结果均良好吻合。测试结果显示其单端跨阻增益高达  $78 dB\Omega$ ,  $-3dB$  带宽超过  $300MHz$ , 上升时间约为  $1.2 ns$ ,  $100MHz$  处的等效输入噪声电流谱密度为  $6.3 pA/\sqrt{Hz}$ , 功耗为  $14.4mW$ 。因此, 与国内的同类产品相比该款跨阻放大器具有明显的优势。此外, 芯片面积小和功耗低为下一步的多路集成奠定了基础。



## 第六章 结 论

光纤通信技术正在如火如荼地发展,并且将继续迅猛发展。跨阻放大器作为光接收机前端的关键部件,主要用于将光电二极管产生的电流信号转化为电压信号。跨阻放大器结构通常并不复杂,却涵盖了模拟集成电路中的方方面面;其设计需要在噪声、增益、带宽、动态范围、电源电压以及功耗之间进行权衡。

针对客户提供的光电二极管,本论文成功设计并流片测试了一款CMOS跨阻放大器。采用TSMC 0.18 $\mu\text{m}$  CMOS工艺,在寄生电容高达3pF的情况下,采用RGC输入、无反馈电阻的电路结构,合理实现了增益、带宽、噪声、动态范围以及低电源电压等指标间的折中。测试结果表明单端跨阻增益高达78 dB $\Omega$ , -3dB带宽超过300MHz, 100MHz处的等效输入噪声电流谱密度低至6.3 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ,功耗为14.4mW。芯片面积(包括所有PAD)为500 $\mu\text{m}$ \*460 $\mu\text{m}$ 。

本论文主要完成的工作包括:

- (1) 设计指标的确定。根据用户的具体应用环境,合理的提出了设计指标。
- (2) 跨阻放大器原理图设计。除完成设计指标要求外,还重点考虑了工艺角变化,温度变化以及最终的版图面积等约束条件。
- (3) 版图及后仿真。采用 Assura 和 Calibre 两种工具进行DRC、LVS和后仿真。
- (4) 性能测试。利用矢量网络分析仪测试S参数的方法得到-3dB带宽和增益;利用频谱仪测试等效输入噪声电流密度;最终还通过示波器给出了时域波形,得到增益和上升时间。