

高响应度、高饱和特性、高速 光探测器的研究

(申请清华大学工学博士学位论文)

培 养 单 位：电子工程系

学 科：电子科学与技术

研 究 生：石 拓

指 导 教 师：罗 毅 教 授

二〇一二年十月

高响应、高饱和特性、高速光探测器的研究

石 拓

**Research on High-Responsivity,
High-Saturation-Power and High-Speed
Photodiodes**

Dissertation Submitted to
Tsinghua University
in partial fulfillment of the requirement
for the degree of
Doctor of Philosophy
in
Electronics Science and Technology

by
Shi Tuo

Dissertation Supervisor: Professor Luo Yi

October, 2012

关于学位论文使用授权的说明

本人完全了解清华大学有关保留、使用学位论文的规定，即：

清华大学拥有在著作权法规定范围内学位论文的使用权，其中包括：（1）已获学位的研究生必须按学校规定提交学位论文，学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生上交的学位论文；（2）为教学和科研目的，学校可以将公开的学位论文作为资料在图书馆、资料室等场所供校内师生阅读，或在校园网上供校内师生浏览部分内容；（3）根据《中华人民共和国学位条例暂行实施办法》，向国家图书馆报送可以公开的学位论文。

本人保证遵守上述规定。

（保密的论文在解密后遵守此规定）

作者签名：_____

导师签名：_____

日 期：_____

日 期：_____

摘 要

本论文对应用于数字通信、光纤无线、信息化装备等系统中的高性能单行载流子光探测器 (UTC-PD) 芯片进行了系统的理论和实验研究。首先通过理论和实验细致研究了 UTC 探测器的饱和机制, 提出并实现新型背靠背叠层 UTC 结构探测器, 解决了传统 UTC 探测器面临的高效率与高速度的矛盾, 实现了高响应度、高速、高饱和功率的 InGaAs/InP 光电探测器。

为了给高性能探测器的设计提供参考, 论文首先针对载流子的电场屏蔽作用、串联电阻分压、交流工作下的负载偏压摆幅等对耗尽区内电场分布的影响, 研究了引发探测器饱和现象的主要机制。在此基础上, 论文指出通过降低负载电阻以减小负载偏压摆幅对耗尽区电场的影响, 从而可提高探测器的饱和特性, 并通过基于阻抗自动调谐系统实现了快速阻抗调节, 对不同负载下探测器的饱和特性进行了实验测量、验证了理论分析。

本论文进一步分析了传统 UTC 探测器结构存在的高响应度和高速度之间的矛盾, 并在此基础上提出了一种新型背靠背叠层 UTC 结构, 通过将两个相同的探测器以反方向进行垒叠, 从而在不牺牲探测器响应带宽、饱和特性基础上实现高响应度的特性。

论文对探测器的关键制作技术进行了研究, 通过低电阻欧姆接触电极、高效光耦合结构, 完成了高性能背靠背叠层 UTC 探测器的制作。测试结果表明, 直径 $18\mu\text{m}$ 和 $24\mu\text{m}$ 器件响应度分别高达 0.83A/W 和 0.86A/W ; 直径 $18\mu\text{m}$ 器件带宽超过 40GHz , 在 4V 、 30GHz 下 1-dB 压缩点光电流高达 47mA , 饱和功率为 12.9dBm ; 直径 $24\mu\text{m}$ 器件带宽高达 28GHz , 在 5V 、 24GHz 下的 1-dB 压缩点光电流高达 62mA , 饱和输出微波功率为 15dBm 。

在芯片基础上, 论文开展了探测器模块封装技术的研究。针对背入射式台面型高性能探测器, 设计了基于倒装焊技术的模块封装结构及工艺流程, 并对其中关键的微波传输线设计、倒装焊封装、模块封装技术进行了研究, 实现了高耦合效率、高稳定性的高性能探测器封装模块。

最后, 论文将高性能探测器应用于模拟光链路中, 并研究了链路的噪声系数及增益特性。通过采用 EDFA 和高性能探测器, 在噪声系数保持基本不变的情况下, 将链路增益提高了 41.3dB 。

关键词: 单行载流子探测器; 背靠背叠层; 高响应度; 高速; 高饱和功率

Abstract

In this dissertation, a systematic study is carried out on the high-performance photodiodes, which could be used in digital communication systems, fiber-radio systems and informationized equipments. Firstly, the saturation mechanism of photodiodes is explored theoretically and experimentally. Based upon these, a novel back-to-back uni-traveling-carrier photodiode (UTC-PD) is proposed and demonstrated, to solve the contradiction between high responsivity and high response speed of traditional UTC-PDs, and an InGaAs/InP UTC-PD with high responsivity, high speed and high saturation power is realized.

To support the theoretical basis of design of high performance PDs, this dissertation first studies the effect on the electric field distribution in the depletion region, caused by the field screening effect of carriers, the voltage-drop along the serial resistance and the voltage swing of loads under AC light illumination. Further, this dissertation shows that the effect of load voltage swing on the field distribution in the depletion region could be reduced by utilizing a load with lower resistance, thus the PD saturation performance will be increased. The rapid impedance tuning of load is realized using automated tuner system, and the saturation performance of PDs with various loads is measured experimentally, which agrees well with our expectations.

On the basis of further investigation of the contradiction between the responsivity and response speed of traditional UTC-PDs, a novel back-to-back UTC structure is proposed, which is composed of two photodiodes of identical structure stacked one upon the other, but in an opposite layer sequence. The novel structure can achieve high responsivity, without sacrificing the device response speed.

The key fabrication technology of PDs is then explored. By the study and realization of low-resistance ohmic contact and high-efficiency optical coupling structure, fabrication of high performance back-to-back UTC-PD is accomplished. The fabricated 18- μm -diameter and 24- μm -diameter devices demonstrate responsivity as high as 0.83 A/W and 0.86 A/W, respectively. The 18- μm -diameter device

exhibits a bandwidth over 40 GHz, and the photocurrent is 47 mA at 1-dB compression point with saturation output RF power of 12.9 dBm, under 4-V reverse bias at the frequency of 30 GHz. The 24- μ m-diameter device exhibits a bandwidth over 28 GHz, and the photocurrent is 62 mA at 1-dB compression point yielding 15 dBm output RF power, under 5-V reverse bias at the frequency of 24 GHz.

In addition to the PD device fabrication, the study on packaging module is carried out. Due to the particularity of back-illuminated mesa-structure high performance PD, a novel packaging structure and related packaging process is designed based upon flip-chip bonding technique. The key technology of design of microwave transmission line, the flip-chip bonding and module packaging is explored, and a packaging module for high performance PD with high coupling efficiency, high stability is realized.

Finally, the high performance PD is utilized in analog optical links, and the link characteristics of noise figure and gain is investigated. By employing an EDFA and high performance PD in the link, the experimental results show that the link gain is increased by 41.3 dB, while no deterioration of noise figure is observed.

Key words: uni-traveling-carrier photodiode; back-to-back; high responsivity; high speed; high saturation power

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 国内外研究现状	3
1.3 高性能探测器研究中的主要问题及主要创新思路	9
1.3.1 探测器的饱和机制	11
1.3.2 探测器响应度与带宽的矛盾	12
1.3.3 高性能台面型背入射式探测器模块封装问题	14
1.3.4 光放大和高性能探测器对链路噪声系数、增益的影响	14
1.4 论文的主要内容及工作进展	14
第 2 章 探测器饱和机制研究	16
2.1 引发探测器饱和的机制和原因	16
2.2 基于 MUTC-PD 的饱和特性结果分析	20
2.2.1 探测器频率响应特性测试系统	20
2.2.2 饱和特性分析	21
2.3 负载对饱和特性的影响	24
2.4 本章小结	28
第 3 章 新型背靠背叠层 UTC-PD 结构设计	29
3.1 新型背靠背叠层 UTC-PD 结构	29
3.1.1 传统 UTC 探测器中高响应度与高带宽的矛盾	29
3.1.2 新型背靠背叠层 UTC 结构	30
3.2 背靠背叠层 UTC-PD 的外延层材料	31
3.3 背靠背叠层 UTC-PD 的理论性能分析	33
3.3.1 背靠背叠层 UTC-PD 的响应度	33
3.3.2 背靠背叠层 UTC-PD 的频率响应带宽	34
3.3.3 背靠背叠层 UTC-PD 的饱和特性	35
3.4 本章小结	35
第 4 章 背靠背叠层 UTC-PD 芯片关键制作技术	36
4.1 低接触电阻电极制作	36
4.2 增加耦合效率技术	40

4.3 背靠背叠层 UTC-PD 的制作工艺.....	43
4.4 本章小结	45
第 5 章 背靠背叠层 UTC-PD 的性能评测	47
5.1 背靠背叠层 UTC-PD 的直流特性.....	47
5.2 背靠背叠层 UTC-PD 响应度及原理验证.....	48
5.2.1 背靠背叠层 UTC-PD 的响应度.....	49
5.2.2 背靠背叠层 UTC-PD 的工作原理验证.....	50
5.3 背靠背叠层 UTC-PD 频率响应特性.....	51
5.4 背靠背叠层 UTC-PD 饱和特性.....	56
5.5 本章小结	58
第 6 章 高性能探测器模块制作研究	59
6.1 台面型背入射式探测器的封装结构设计	59
6.2 高速微波传输线的设计	60
6.3 倒装焊封装技术	62
6.4 基于倒装焊的封装模块	64
6.5 本章小结	66
第 7 章 高性能探测器在微波光子链路中的应用	67
7.1 链路结构	67
7.2 模拟光链路的噪声系数、增益理论计算结果	68
7.3 链路噪声系数、增益测试系统	71
7.4 模拟光链路的噪声系数、增益实验测试结果	73
7.5 本章小结	78
结 论	79
论文研究工作总结	79
对未来工作的建议	79
参考文献	81
致 谢	88
声 明	89
个人简历、在学期间发表的学术论文与研究成果	90

主要符号对照表

AFM	原子力显微镜 (Atomic Force Microscope)
AR	抗反射 (Anti-Reflection)
ASE	放大自发辐射 (Amplified Spontaneous Emission)
CPW	共面波导 (Co-planar Waveguide)
DFB-LD	分布反馈式激光器 (Distributed-Feedback Laser Diode)
EDFA	掺铒光纤放大器 (Erbium-doped Fiber Amplifier)
GCPW	接地共面波导 (Grounded Co-planar Waveguide)
GPIB	通用接口总线 (General Purpose Interface Bus)
ICP	电感耦合等离子体 (Inductively Coupled Plasma)
LD	半导体激光器 (Laser diode)
MOCVD	金属有机物化学气相沉积 (Metal-Organic Chemical Vapor Deposition)
MUTC-PD	改进单行载流子探测器 (Modified Uni-Traveling-Carrier Photodiode)
MZM	马赫-曾德尔调制器 (Mach-Zehnder modulator)
NBUTC-PD	近弹道单行载流子探测器 (Near-Ballistic Uni-Traveling-Carrier Photodiode)]
NF	噪声系数 (Noise Figure)
OBPF	光带通滤波器 (Optical Bandpass Filter)
OIPn	n 阶输出交调点 (the nth-order Output Intercept Point)
PC	偏振控制器 (Polarization Controller)
PD	光电二极管 (Photodiode)
PDA-PD	部分耗尽吸收层探测器 (Partially-Depleted-Absorber Photodiode)
PECVD	等离子体增强化学气相沉积 (Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition)
RIE	反应离子刻蚀 (Reactive-Ion Etching)
RIN	相对强度噪声 (Relative Intensity Noise)
SEM	扫描电子显微镜 (Scanning Electron Microscope)

主要符号对照表

SFDR	无杂散动态范围 (Spurious-free Dynamic Range)
TAL-PD	厚吸收层探测器 (Thick-Absorption-Layer Photodiode)
UTC-PD	单行载流子探测器 (Uni-Traveling-Carrier Photodiode)

第1章 绪论

1.1 引言

伴随着光通信系统的发展,世界正变得越来越小,人与人之间的距离也变得越来越近,信息更新速度越来越快。光通信系统与每个人生活的联系已经越来越密不可分。随着社会信息化程度的深入,以及城域以太网^[1-3]、IPTV^[4-7]、高清电视^[8]、移动多媒体和视频流媒体^[9]等新业务的不断涌现,人类社会对于信息传输带宽的需求一直在以惊人的速度增长,带来的是对数字通信系统更大的传输容量和更快的传输速率的需求与挑战^[10-16]。作为光通信系统核心器件之一,高速、高性能光探测器一直不断发展以适应各种新兴光通信技术的需求^[17-19]。

移动性、无线化是当今信息业的发展趋势,人们对于无线通信的需求也急剧增长,尤其随着 3G、4G 时代的到来^[20-25],“任何时间、任何地点以任何方式”获得各种多媒体信息的梦想成为现实的同时,通信系统传输的容量和速率亟需应付急剧增长的客户需求。采用微波光子系统进行信号处理,并代替传统电缆进行信号的传输,有望突破传统微波技术瓶颈,已成为近期研究的热点^[26-33]。

同时,国防科技技术的发展和不断演变的军事革命逐步推动了机械化战争向信息化战争转变。在信息化战争中,电子技术的发展对高性能信号检测等信息化装备系统提出了越来越高的要求^[34-37]。通过微波光子系统实现微波信号与光信号的转化并采用光纤代替微波电缆,则能够克服传统电缆传输信号所遇到的传输带宽低、传输损耗大、传输距离近、成本高等诸多问题^[38]。

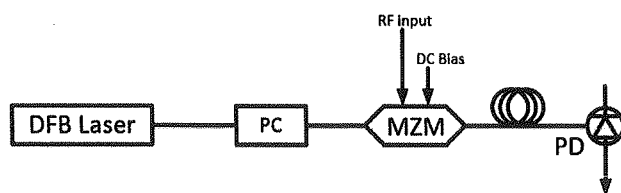


图 1.1 基本微波光子链路系统

微波光子链路是微波光子系统中的基本组成部分,一个最基本的微波光子链路结构如图 1.1 所示^[39-44]。半导体激光器 (Laser diode, LD) 产生光信号并经偏振控制器 (Polarization Controller, PC) 后,通过马赫-曾德尔调制器 (Mach-Zehnder Modulator, MZM) 加载微波信号进行调制,然后由单模光纤传输至半导体光电二

极管 (Photodiode, PD) 探测, 转换成电信号后输出。

光纤无线通信系统和相控阵雷达系统的发展均要求微波光子链路具有大带宽、高链路增益、低噪声系数 (Noise Figure, NF)、宽无杂散动态范围 (Spurious-free dynamic range, SFDR) 等特点^[45-48]。链路的无杂散动态范围 (SFDR) 被定义为系统输出谐波功率等于噪声功率时的输入功率 P_m^H 与系统输出信号功率等于噪声功率时的输入功率 P_m^S 之间的比值, 公式表示如下^[47]:

$$SFDR_n \left(\text{Hz}^{(n-1)/n} \right) = \frac{P_m^H}{P_m^S} = \left(\frac{OIP_n}{N_{out}} \right)^{n/(n-1)} \quad (1-1)$$

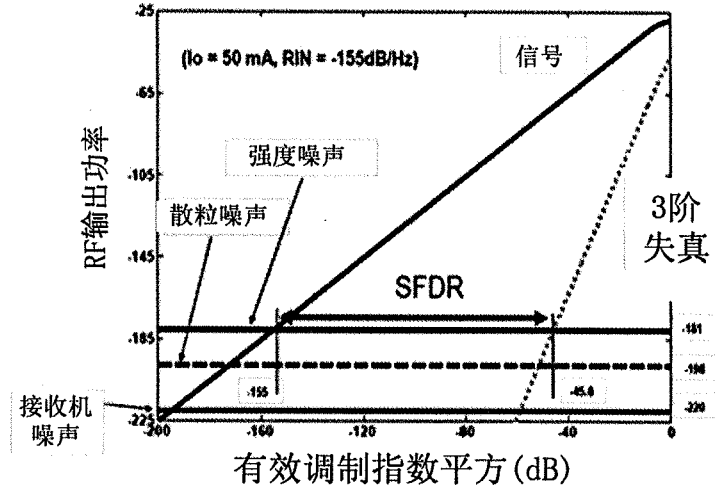


图 1.2 链路的无杂散动态范围(SFDR)

其中 $SFDR_n$ 为 n 阶无杂散动态范围, OIP_n 为 n 阶交调点, N_{out} 为输出噪声功率。 n 阶交调点, 即输出的基频信号与高阶谐波相交点, 可用来描述和衡量系统信号失真特性的指标。现实中系统需工作在交调点以下, 以避免收到失真信号的严重干扰, 因此交调点是衡量系统性能的重要参数。此外, 在光链路系统中由于调制器和探测器的非线性, 输出信号中不仅包含基频信号, 还包含二阶、三阶等非线性倍频项及交调项。通常, 高阶倍频项因频率过高会超出探测器频带范围而可忽略不计, 因此实际上对系统产生重要影响的主要是三阶交调项^[49-50]。从图 1.2 中可以看出, 三阶交调点越高, 高频谐波的影响越低。要获得具有大动态范围的光子链路, 则要求链路中两个关键器件——调制器和探测器——具有高饱和特性的特点。

链路增益为输出信号与输入信号的功率比,可用以下公式表示^[39]:

$$g = \frac{P_{sig_out}}{P_{sig_in}} = P_{opt}^2 \left[4t_{ff}^2 T'(V_b)^2 R_m \right] \cdot [L_f^2] \cdot [R_d^2 R_{out}] \quad (1-2)$$

其中 P_{opt} 为输入探测器的光功率, t_{ff} 为调制器插入损耗, L_f 为光纤传输损耗, $T'(V_b)$ 为表示 MZM 调制器偏置点对输出光功率的影响, R_d 为探测器的响应度。从公式可以看出,高增益的链路要求调制器和探测器均具有较高的饱和功率,同时要求探测器具有高响应度。

微波光子链路应用的需求要求开展具有高效率、高饱和电流、大带宽的光功率探测器研究。此外,数字光通信系统也需要高性能光探测器。目前在高速光通信中越来越多的采用相干检测技术,以实现更高的谱利用效率和系统传输容量的需求,需要高饱和功率、高响应度探测器,以提升相干检测系统的传输距离,同时需要探测器具有很大的带宽,以提高单路传输的数据速率。

1.2 国内外研究现状

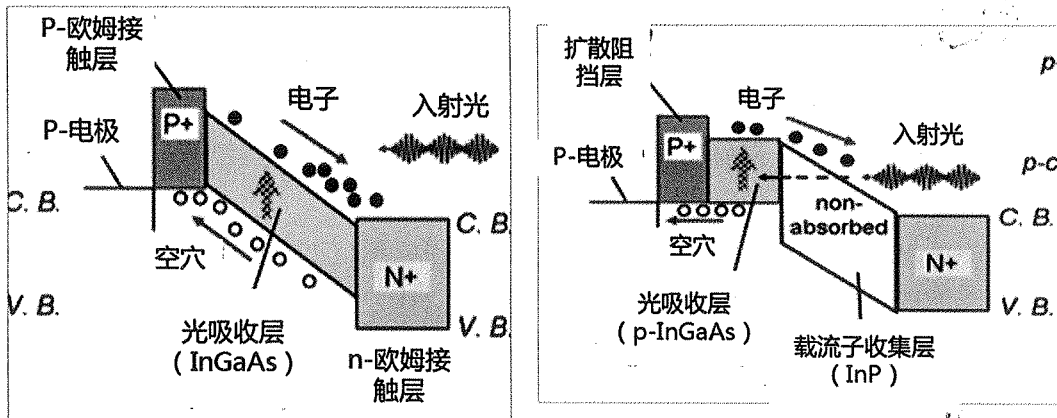


图 1.3 传统 PIN 型 PD 和 UTC 型 PD^[52]

传统的光电探测器为 PIN 型探测器^[52-53],由宽禁带的 P-InP、窄禁带未掺杂 $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ 吸收层以及宽禁带 N-InP 层组成,如图 1.3 所示。光入射时,吸收发生在耗尽区,即本征区,并产生相应的光生电子-空穴对,在电场作用下电子和空穴分别向 n 电极和 p 电极移动。由于空穴的漂移速率远低于电子的漂移速率, PIN 型探测器的响应速率主要由漂移速率较慢的空穴的渡越时间决定,因而响应速率往往较低^[54-56]。同时,空穴缓慢的移动速度易于造成其在耗尽区内的堆积,使得探测器难以有高的饱和功率。为此,科研工作者们逐渐提出了不同的器件新结构,

以期获得具有更高性能的器件。

1996年 Davis 等人提出一种新的结构-将传统 PIN 型探测器中的 InGaAs 吸收层从耗尽区移到 p 型掺杂区, 而耗尽区则采用未掺杂的宽禁带 InP 材料, 如图 1.4 所示^[57]。该结构使得探测器的吸收区厚度与耗尽区宽度可以分别设计, 从而分别优化设计探测器的内量子效率和响应速度, 克服了传统 PIN 型探测器内量子效率与结电容以及载流子渡越时间之间的矛盾关系。

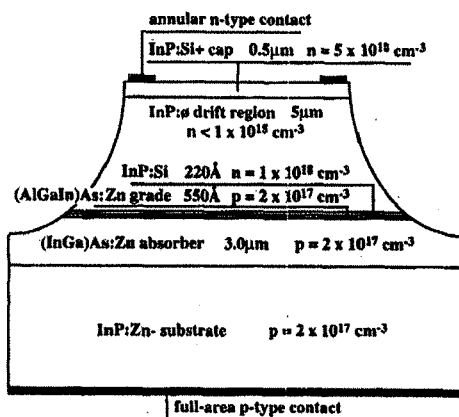


图 1.4 1996 年 Davis 等人提出的探测器结构:

在此基础上, 1997 年, 日本电信电话株式会社 (NTT) 的 T. Ishibashi 等人指出 Davis 等人提出的结构可以克服传统 PIN 探测器中探测器性能受限于空穴载流子输运的局限, 实现高速和高饱和功率特性^[58-59]。

在这种新型探测器结构中, 吸收区在 p 型区, 光被吸收之后产生的电子-空穴对也产生在 p 型区。在电场作用下, 光生空穴载流子向 p 区运动。由于 p 区存在大量空穴载流子, 空穴通过大量空穴载流子的集体运动将空穴输运到 p 电极而耗时极少。而光生电子则需要穿过 p 区、未掺杂的耗尽区而到达 n 区从而被收集, 因此这种结构探测器的响应速率将主要决定于电子的输运时间。

由于其耗尽区内只有电子载流子在输运, 这种新型结构被称作为单行载流子光探测器 (Uni-traveling-carrier photodiode, UTC-PD)。与传统 PIN 型探测器相比, UTC-PD 中的电子载流子不仅要在电场作用下穿过耗尽区, 还要首先通过扩散运动穿过电场强度较弱的 p 型吸收区, 因此电子的输运时间是这两个部分渡越时间的总和。尽管在 UTC-PD 中, 电子的传输距离增加, 但由于电子扩散和迁移速率都很快, 整体渡越时间仍然有可能远小于相同耗尽区宽度 PIN 型探测器中空穴的渡越时间。图 1.5 显示了 Ishibashi 等人展示的探测器结构^[58], 其中吸收区 p-InGaAs 厚度为 220 nm, 耗尽区由 10 nm 未掺杂 InP, 15 nm n 型掺杂 ($2.0 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$) InP

以及 200 nm 未掺杂 InP 构成。实验结果显示,面积为 $20\ \mu\text{m}^2$ 的器件带宽高达 80 GHz,同时饱和电流密度超过 $400\ \text{kA}/\text{cm}^2$ 。2000 年,他们报道了一种类似结构的高速 UTC-PD^[60-62],面积为 $5\ \mu\text{m}^2$,测试显示探测器脉冲响应脉宽为 0.97 ps,通过傅立叶变换计算得到的该器件带宽高达 310 GHz,这是在当时所见报道带宽最大的 UTC 探测器器件。

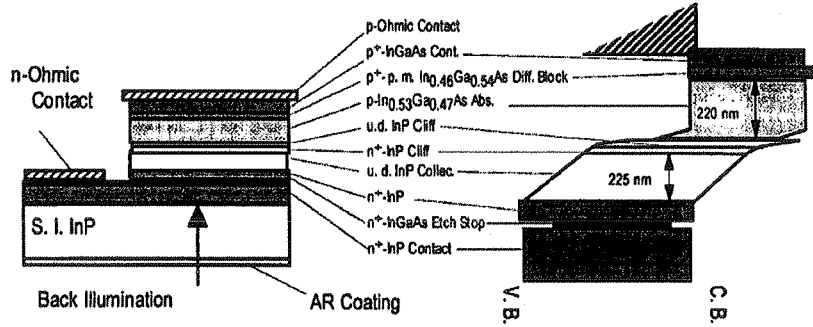


图 1.5 NTT 公司报道的 UTC-PD 外延层结构

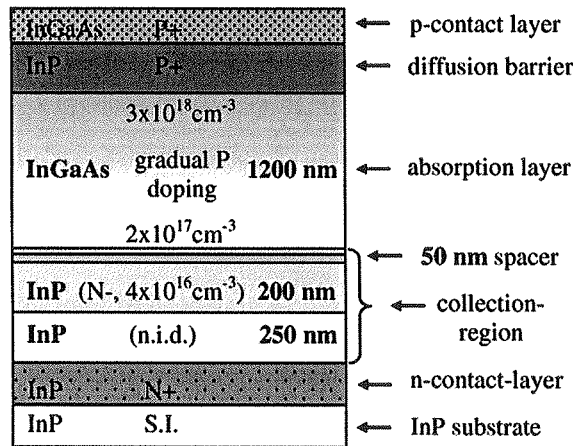


图 1.6 厚吸收层探测器结构

法国阿尔卡特-泰雷兹 (Alcatel-Thales III-V) 实验室也长期致力于探测器的研究。2009 年他们报导了一种厚吸收层探测器 (Thick absorption layer photodiode, TAL-PD), 该探测器 p-InGaAs 吸收层厚度为 $1.2\ \mu\text{m}$, 如图 1.6 所示^[63]。他们通过在 p-InGaAs 吸收区引入渐变浓度掺杂, 在 p-InGaAs 区形成一定强度的电场强度以加速电子的运动; 同时配合利用高入射光功率下 p 区自建电场强度增加的现象, 使得 p 区电场强度增加, 电子在 p 区渡越时间大幅下降。芯片测试结果显示, 高入射功率下探测器响应度高达 $1\ \text{A}/\text{W}$, 对于直径为 $25\ \mu\text{m}$ 和 $20\ \mu\text{m}$ 器件, 光电流 50 mA 时探测器的 3-dB 带宽分别增加到 24 GHz 和 29 GHz。

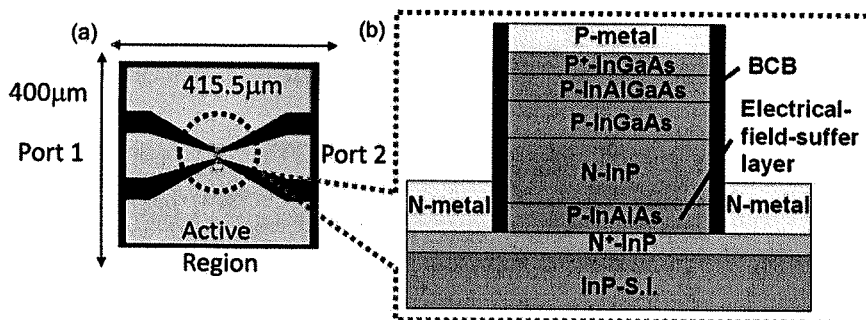


图 1.7 许晋玮研究组近弹道 UTC 探测器器件结构以及倒装焊示意图

近年来, 台湾地区国立中央大学许晋玮研究组对具有较高光电流的极高速探测器进行了深入的研究^[64-66]。关于 InP 系材料中的载流子速率过冲效应及弹道输运过程的研究早有报导^[67-71], T. Ishibashi 等人在研究中也提到在 UTC-PD 中存在载流子的速度过冲效应^[59], 使得 UTC-PD 探测器可以实现非常高的响应速率。2010 年, 许晋玮教授等人提出近弹道 UTC-PD 结构(Near ballistic UTC-PD, NBUTC-PD)^[66], 如图 1.7 所示, 通过在耗尽区内添加一层 p-型掺杂 cliff 层, 实现耗尽区内的能带调节, 从而使得大部分耗尽区处于低电场强度、少部分耗尽区处于高电场强度以使得探测器能够在较高的偏压下维持载流子的速率过冲效应, 其结构如图 1.7 所示。实验结果显示, 面积分别为 $28 \mu\text{m}^2$ 、 $64 \mu\text{m}^2$ 、 $100 \mu\text{m}^2$ 、 $144 \mu\text{m}^2$ 的器件, 在 3 V 偏压下带宽均超过 110 GHz, 对应饱和电流分别为 13.6 mA、18 mA、29 mA、37 mA。

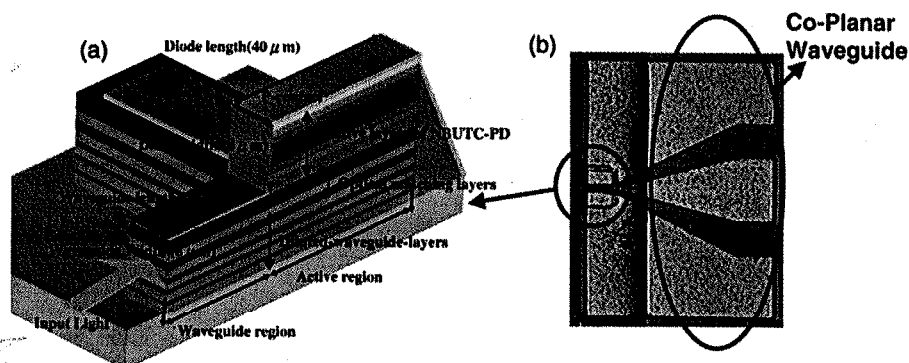


图 1.8 消逝耦合光波导近弹道传输 UTC 探测器

在近弹道 UTC-PD 结构基础上, 许晋玮教授等人研究了波导结构的探测器^[72]。他们通过采用消逝耦合波导结构来解决波导探测器中的光耦合效率问题, 如图 1.8。对于 40 μm 长的波导结构器件实现了高达 1.14 A/W 响应度, 同时器件带宽高达 40 GHz, 饱和电流高达 32 mA, 对应微波输出功率为 12 dBm。

InGaAs, p ⁺ , Zn, 2.0×10^{19} , 50nm
InP, p ⁺ , Zn, 3×10^{18} , 1000nm
InGaAs, Zn, 2×10^{18} , 100nm
InGaAs, Zn, 1×10^{18} , 150nm
InGaAs, Zn, 5×10^{17} , 200nm
InGaAs, Zn, 2.5×10^{17} , 200nm
InGaAs, Si, 1.0×10^{16} , 200nm
InGaAsP, Q1.4, undoped, 15nm
InGaAsP, Q1.1, undoped, 15nm
InP, Si, 1.0×10^{16} , 605nm
InP, n ⁺ , Si, 1.0×10^{19} , 1000nm
InGaAs, n ⁺ , Si, 1.0×10^{19} , 20nm
InP, n ⁺ , Si, 1.0×10^{19} , 200nm
InP, semi-insulating substrate, Double side polished

图 1.9 MUTC-PD 外延结构材料.

现就职于美国弗吉尼亚(Virginia)大学的 J.C. Campbell 小组十几年来一直致力于研究高速、高功率光探测器，通过改进外延材料的结构不断提高光电转换效率和饱和光电流性能。2007 年，该小组在韩国光州科学技术院 JUN 等人研究基础上^[73]，应用电荷补偿的改进单行载流子光探测结构（Modified Uni-traveling-carrier photodiode, MUTC-PD）实现了高性能探测器^[74-75]，如图 1.9 所示。他们通过在耗尽区内增加 200 nm InGaAs 吸收层，提高了探测器响应度、同时不影响载流子渡越时间、保持了高速特性。此外，通过对耗尽区进行弱 N 型掺杂，可减小光生电子载流子对耗尽区内电场分布的影响，从而形成电荷补偿效应的机制，提高探测器的饱和特性^[76-77]。试验结果表明对于直径为 28 μm 、40 μm 的该器件响应度高达 0.75 A/W，3 dB 频率响应带宽分别为 23 GHz 和 14 GHz，同时在 3-dB 带宽频率下输出饱和光电流分别达到了 90 mA 和 130 mA。在此基础上，2010 年，该小组通过在耗尽区插入高掺杂层提高了探测器的饱和功率^[78]，并在 2011 年报道利用倒装焊方法可大幅改善 MUTC-PD 散热性能^[79]，使得探测器能够耐受更高的工作偏压和电流，15 GHz 下微波输出功率高达 0.75 W。

美国海军研究实验室也是美国长期从事高功率光探测器的研究单位之一，并同 Joe C. Campbell 小组长期保持合作关系。该小组的最新研究进展报道在 2006 年国际微波光子学主题会议上^[80-81]，他们制作的探测器采用部分掺杂吸收结构（Partially-Depleted-Absorber photodiode, PDA-PD），如图 1.10 所示，其吸收区主要包括 n 型 InGaAs 和 InGaAs 非掺杂吸收层、厚的 p-InGaAs 吸收层以提高光吸收

效率（此结构是由 Joe C. Campbell 小组的 Li Xiaowei 等人于 2003 年提出的^[82]）。基于 PDA 结构制作出的直径为 $34\text{ }\mu\text{m}$ 的背照射光探测器，3 dB 频率响应带宽约 6 GHz，饱和光电流达到 260 mA。对于直径 $90\text{ }\mu\text{m}$ 的背照射光探测器，带宽为 1 GHz，饱和光电流达到 620 mA。

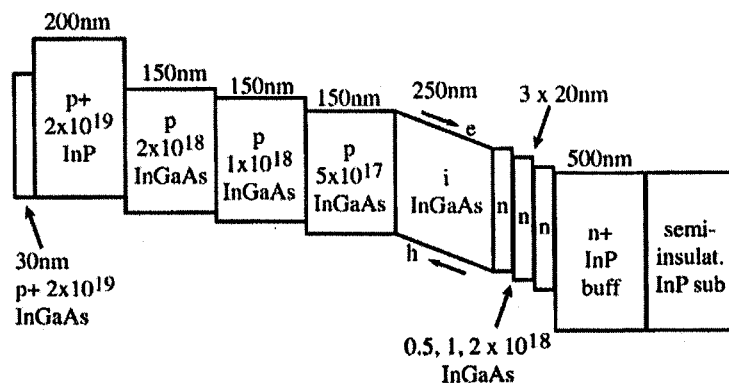


图 1.10 部分耗尽吸收层探测器结构

近年来内陆也有许多研究机构（包括本论文作者实验室）对高性能探测器展开了很多深入系统的理论和实验相关研究，为国内半导体器件奠定了坚实的基础。

本实验室在本论文工作开展前就长期关注半导体光电探测器的发展，并对高速探测器进行过深入的理论分析和实验研究。2004 年，清华大学研究小组利用 InGaAsP PIN 量子阱材料开展了波导型光探测器的研制工作，其管芯的小信号带宽约 20 GHz。2006 年以来，开展了基于 InGaAs 吸收材料 UTC 光探测器的跟踪调研和实验研究，取得了包括本论文工作成果在内的重要实验进展。

中科院半导体所一直从事探测器方面的研究^[83-86]。2009 年，张云霄等人研究了消逝场耦合波导 UTC 探测器中多模稀释波导对探测器的量子效率及饱和特性的影响^[86]。2011 年，左玉华等人报道所研制的消逝场耦合波导型结构 UTC-PD^[84]，如图 1.11 所示，通过对消逝场耦合波导结构 UTC-PD 的稀释波导结构、光场匹配耦合层、探测器波导吸收层等光场分布以及 UTC-PD 的饱和特性进行了理论计算和优化，获得了响应度 1 A/W 、直流饱和电流 45 mA、带宽 13.4 GHz 的优秀性能。

北京邮电大学任晓敏教授研究组在探测器方面也有很深入的研究。2012 年，他们报道了近期的理论研究成果，通过采用高斯函数掺杂分布可以提升 MUTC-PD 的性能，理论计算结果显示优化后的器件带宽高达 79 GHz，相比均匀掺杂探测器结构器件带宽提高 1.9 倍^[87]。

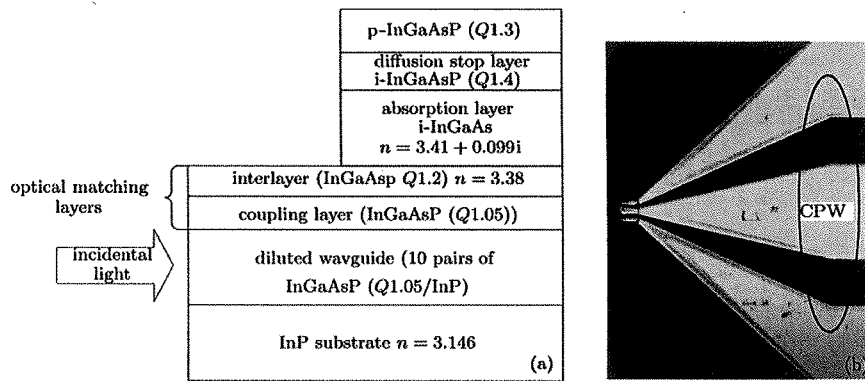


图 1.11 含稀释波导和两层光匹配层的消逝场耦合波导结构 UTC-PD 结构图

清华大学微电子所田立林教授组对 UTC 探测器中载流子的输运模型进行了理论研究^[88]。他们通过在器件模拟中引入了考虑载流子速率过冲效应的流体动力学模型，从而改进了 UTC-PD 中传统的载流子扩散-漂移模型，更加准确的描述了 UTC-PD 中载流子的瞬态输运过程以及载流子在耗尽区内的空间分布，使得理论分析能够更精确的预测探测器带宽特性和饱和特性。

表 1.1 总结了目前国内外对高性能的探测器芯片实验室结果，其中主要是未采取倒装焊、散热热沉等任何散热措施芯片的文献报道进展。

1.3 高性能探测器研究中的主要问题及主要创新思路

面向微波光子学应用的高性能探测器工作波长为 $1.55 \mu\text{m}$ ，适用于该波长、且与 InP 衬底晶格匹配的半导体吸收材料为 $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ ，其对 $1.55 \mu\text{m}$ 波长光的吸收系数约 $0.7 \mu\text{m}^{-1}$ ，如图 1.12 所示^[89]。因此要设计具有高响应度、即高吸收效率的探测器， $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ 材料需要在光传播方向具有较高的厚度，才能实现更高的光电转换效率。

半导体光电探测器结构通常有两种，分别为边入射型（即波导型）结构和面入射型（即台面型）结构。表 1.2 对比了两种探测器结构之间的优缺点。对于边入射型探测器，由于其光传输方向与结方向及载流子运动方向垂直，主要通过增加波导的长度提高探测器响应度，仅影响探测器的结电容大小，而不会影响载流子的渡越时间。由于边入射型结构不需要在带宽和吸收效率之间做太多考虑，耦合效率成为边入射型结构获得高响应度首要解决的问题。目前已有很多科研机构对此展开了研究，并分别采用非对称双波导^[90-91]、消逝耦合波导^[82,92-93]等结构提高波导结构的耦合效率并实现了高响应度特性，但这几种特殊波导结构复杂的外延结构以及较高的制作工艺难度限制了该类波导的实际应用。此外，与偏振相关的问

题, 以及沿波导方向光功率不均匀分布限制器件饱和特性的问题, 都使得边入射型结构难以实现高响应度、高速、高饱和特性探测器。

表 1.1 国内外未采取任何散热措施的高性能探测器文献报道

编号	探测器结构 (研究机构)	器件尺寸 (结面积)	响应度 (A/W)	1-dB 压 缩点电流 (mA)	3-dB 带宽 (GHz)
1	厚吸收层 PD (Alcatel) ^[73]	25 μm	0.83~1	80 mA @ 4 V	24
2	UTC-PD (NTT) ^[58]	20 μm^2	--	--	80
3	PDA-PD (Texas 大学) ^[70]	34 μm	1.0	260 mA	6
4	电荷补偿 UTC-PD (Texas 大学) ^[66]	20 μm	0.45	90 mA	25
5	MUTC-PD (Virginia 大学) ^[64]	28 μm	0.75	80 mA @ 5V	23
6	NBUTC-PD (NCU) ^[76]	12×12 μm^2	0.15	37 mA @ 3V	>110
7	消逝耦合波导 NBUTC-PD (NCU) ^[82]	8×40 μm^2	1.14	32 mA	40
8	双漂移层 PINIP 探测器 (Notre Dame 大学) ^[83]	8 μm	0.83.	0.2 mA	30
9	消逝耦合波导 UTC-PD (中科院半导体所) ^[85]	12×30 μm^2	1.05	45 mA	13.4
10	背靠背叠层 UTC-PD (本论文工作)	24 μm (1080 μm^2)	0.86	62	28.3
		18 μm (1080 μm^2)	0.83	47	> 40

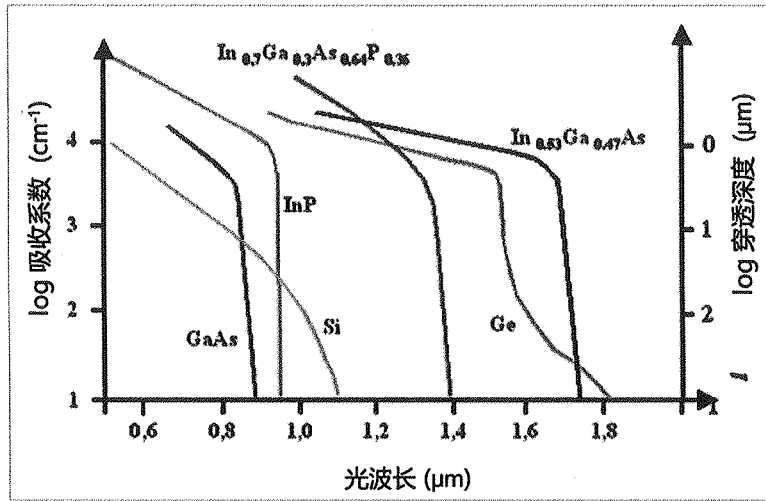


图 1.12 半导体吸收曲线谱

表 1.2 边入射型与面入射型探测器优缺点比较

对比特性	边入射型	面入射型
大带宽和高效率的矛盾	较弱	存在
高响应度	需要特殊波导结构	可行
偏振相关问题	有	无
制作工艺	波导结构	台面结构
光纤耦合成本	高	低
饱和光功率	低	高

与边入射型结构相比，面入射型结构不仅没有偏振相关性问题，制作工艺更加简单、耦合成本更低、易于实现高饱和光功率。通过合理的设计外延层结构、器件结构和参数，也能够实现高响应速率同时获得高响应度。这就是本篇博士论文主要研究的内容。

1.3.1 探测器的饱和机制

探测器的饱和现象表现为当光功率上升到一定程度时，光电流提取效率下降的现象。影响探测器饱和特性的因素有很多，主要包括耗尽区内载流子对电场的屏蔽作用、串联电阻分压、负载偏压摆幅等等。器件的结构、外延层参数、外加偏压、串联电阻大小、负载大小等等诸多因素共同决定了器件的饱和特性。要获得高饱和功率的探测器，需要重点研究探测器饱和机制以优化设计^[94]。然而对于 UTC 探测器而言，光生载流子在耗尽区的输运与 PIN 探测器有着显著的区别，如

何通过理论分析,澄清和简化 UTC 探测器中制约饱和性能的主要因素以计算出探测器饱和特性,对于 UTC 探测器高饱和特性的优化设计非常重要,但相关的理论模型及实验验证的研究文献尚未见到。

首先,探测器光电流的形成决定于光生载流子是否能够从耗尽区内提取出来。如果探测器内的电场强度过小,载流子难以被顺利的扫出耗尽区到达收集区,也就难以形成电流。在一定反向偏压下,探测器耗尽区内的电场分布决定于耗尽区内的电荷分布,包含掺杂杂质完全电离后留下的离子、光生电子空穴等载流子。随着光电流的增加,光生载流子对电场的影响逐渐增加,使得电场重新分布,导致局部区域电场过小难以顺利将载流子扫出耗尽区,发生饱和现象。

其次,探测器的 p 型区域与 n 型区域、p 电极和 n 电极的接触电阻、导线电阻等形成一定的分压,光电流越大,其分压也越大,从而落在耗尽区两端的实际电压则会减小,从而影响耗尽区内的电场分布。

最后,在交流情况下,由于负载上通过交变电流,其两端也会形成交变的电压,对耗尽区两端的电压形成影响。

此外,器件的散热也是设计高性能探测器所要考虑的一个重要因素。对于高速探测器,其结面积通常很小,当其工作在大电流下时单位面积的热效应会容易导致器件失效或者烧毁,因此有效的散热手段对于实现高饱和特性探测器很重要。

本论文结合 MUTC-PD 结构,针对探测器的饱和现象展开了研究。首先通过理论分析,结合载流子对电场屏蔽作用、串联电阻分压、负载偏压摆幅三个效应,对探测器的直流和交流情况展开了理论分析,通过计算耗尽区内的电场分布、并通过计算耗尽区内电场降至 0 时的电流大小预测探测器的饱和特性;在此基础上,通过研制直径 40 μm 的 MUTC-PD 器件、并评测其饱和特性,通过实验与理论结合验证了我们对探测器的饱和和机制理论研究结果。

1.3.2 探测器响应度与带宽的矛盾

本论文在研究如何探测器如何获得高饱和特性基础上,继续展开了如何在探测器器件结构方面提出创新、同时获取高响应度特性和高响应速率特性的研究。

对于传统 UTC 探测器,由于其吸收区与耗尽区相分离,因此增加其吸收层的厚度不会对结电容及载流子在耗尽区的渡越时间产生影响,而只影响载流子在 p 区的渡越时间。根据理论分析^[59],以扩散运动为主的 p 区电子渡越时间与 p-InGaAs 吸收层的厚度平方成正比。因此增加吸收层厚度会导致载流子渡越时间大幅增加,从而降低器件的响应速率。因此,如何避免或减小响应度与带宽之间的矛盾问题,对研究高性能探测器至关重要。

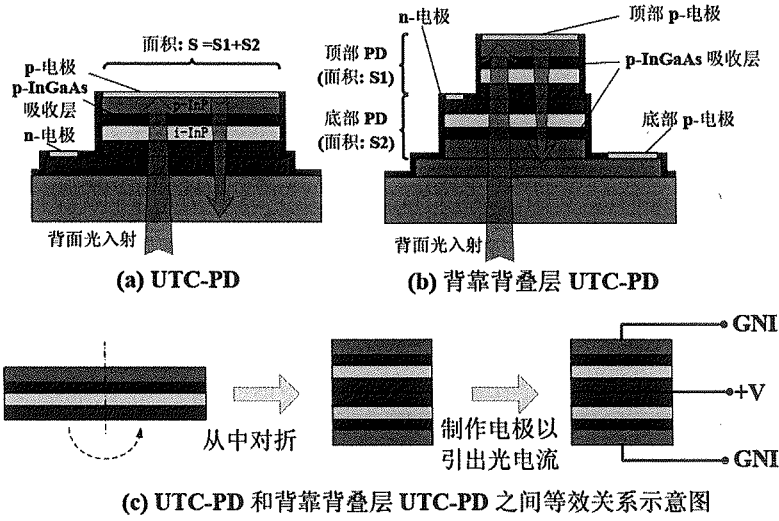


图 1.13 传统 UTC-PD (a) 以及背靠背叠层 UTC-PD (b) 的结构示意图, 以及传统 UTC-PD 和背靠背叠层 UTC-PD 之间的等效变换关系 (c)。

为此, 我们提出一种新的背靠背叠层 UTC-PD 结构, 它可看作由两个结构相同的 UTC-PD 以背对的方式叠在一起, 等效于将一个普通的 UTC-PD 从中对折后, 在上、中、下三个欧姆接触层上制作电极引出电流, 如图 1.13 所示。

2005 年, 位于美国印第安纳州的圣母大学 R. Sankaralingam 等人曾提出一种类似结构探测器——双吸收层 PINIP 型 PIN 探测器结构^[96], 他们通过将两个 PIN 探测器对置形成新型结构, 获得 30 GHz 带宽和 0.83 A/W 响应度。但受限于 PIN 型探测器的特性, 难以实现很高的饱和功率, 实验测试结果中最高光电流约 0.2 mA。

本论文中通过采用 UTC 结构探测器形成背靠背叠层结构, 可以在实现高响应度、高响应速率同时, 也能够实现高饱和特性。

对于传统背入射式的 UTC-PD (a), 光从背面入射后经过 InGaAs 吸收层吸收后, 被正面电极反射回去再次经过吸收层, 从而两次被同一吸收层吸收。而对于新型的背靠背叠层 UTC-PD, 由于其在光传播方向的吸收层厚度相比原来增加了一倍, 从而可获得更高的响应度。同时, 由于两种结构其结面积相同, 且载流子渡越时间也相同, 从而具有相当的带宽。因此, 该结构探测器可以同时实现高速、高响应度。

同时, 结合本论文对高饱和特性探测器的理论和实验研究, 可以将具有任何高饱和特性的探测器结构进行通过背靠背叠层的方法形成新的结构, 实现同时具备高速、高响应度、高饱和特性的器件。在不考虑散热特性的情况下, 背靠背的探测器饱和特性也能够与叠层之前的器件结构得到相当的饱和特性。

本论文研究了高性能探测器芯片制作技术, 基于对低接触电阻电极制作及优化、高效率耦合的研究, 基于干法刻蚀技术实现了探测器芯片的制作。

1.3.3 高性能台面型背入射式探测器模块封装问题

本论文在高性能探测器研究制作的基础上, 进一步开展了高性能探测器模块封装问题的研究。高响应度、高速、高饱和功率台面型背入射式探测器模块封装主要面临以下问题: (1) 高效率光纤耦合技术如何实现, (2) 高频微波信号输出、直流偏置电压加载线路设计, (3) 针对背入射式结构的倒装焊技术实现, (4) 器件散热问题。

对于背入射式探测器, 本论文首先通过将衬底减薄和抛光、并在背面进行单层抗反射镀膜, 以减小光在衬底表面的反射、及在衬底内的传输距离, 同时采用高曲率半径透镜光纤获得发散角很小的出射光, 从而实现了高效率耦合。

针对台面型背入射式探测器特殊结构设计了封装模块, 通过倒装焊方式将探测器芯片焊接到 GCPW 微波热沉上, 并通过微带线实现与同轴线的连接。同时在 GCPW 热沉上制作散热凸点, 将探测器吸收区域与 AlN 微波热沉衬底进行相连, 从而大幅提高散热效率、降低热效应的影响。

1.3.4 光放大和高性能探测器对链路噪声系数、增益的影响

本论文研究了含掺铒光纤放大器和高性能探测器的链路性能的表现。当链路中包含光放大时, 输出噪声除热噪声、散粒噪声、相对强度噪声外, 还包含掺铒光纤放大器的放大自发辐射噪声, 从而会对链路的噪声系数产生额外的影响。

通过理论计算和实验表明, 光纤放大器的放大自发辐射噪声对链路噪声影响有限。采用 EDFA 和高饱和特性探测器可以在不以噪声系数为代价的同时、大幅提高了链路增益性能。

1.4 论文的主要内容及工作进展

本实验室从 2008 年开始高性能逐渐开展探测器的相关研究工作。本论文的主要研究内容是针对微波光子链路对探测器的要求, 主要从探测器的饱和机制、响应度与带宽之间的矛盾两方面着手, 结合对高性能探测器的制作工艺、封装技术的研究, 开展响应度 0.8 A/W、饱和功率 50 mW、带宽 20 GHz 以上的光探测器芯片及其模块研究, 并研制出性能达到国际先进水平的探测器芯片。

本论文的内容安排如下:

第 2 章首先讨论了影响探测器饱和性能的主要因素, 对直流、交流情况下探

探测器饱和机制的区别进行理论分析,并结合基于 MUTC-PD 结构的探测器试验结果,验证了载流子对电场屏蔽作用、串联电阻分压和负载偏压摆幅共同作用决定了探测器的饱和特性。同时通过基于阻抗自动调谐系统实现了负载阻抗的变化,研究了不同负载下探测器饱和特性影响,指出通过降低负载可以大幅提高探测器的饱和电流和频率响应带宽,同时带来一定饱和输出功率的提升。

第3章首先从理论层面深入分析了传统 UTC-PD 的响应度和带宽之间的矛盾关系,提出了新型背靠背叠层探测器的期间结构和外延层结构,并在理论上分析了该探测器的器件性能。初步理论计算表明,该器件理论响应度高达 0.92 A/W , $24\text{ }\mu\text{m}$ 器件带宽可达 17.6 GHz ,饱和电流超过 80 mA 。

第4章介绍了高性能探测器制作的关键技术。低接触电阻的电极制作技术,对实现高饱和、高速探测器具有重要作用;器件背面抛光、抗反射镀膜技术对提高探测器的耦合效率有重要意义。并在此基础上,完成了背靠背叠层探测器芯片研制。

第5章介绍了新型背靠背叠层探测器的性能。对于直径 $24\text{ }\mu\text{m}$ 的器件,其响应度高达 0.86 A/W , 3-dB 带宽高达 28 GHz ,在 5-V 反向偏压、 24 GHz 下的 1-dB 压缩点电流为 62 mA ,对应输出微波功率 15 dBm ;对于直径 $18\text{ }\mu\text{m}$ 的器件,响应度高达 0.83 A/W ,带宽超过 40 GHz , 4V 、 30 GHz 下 1-dB 压缩点光电流高达 47 mA ,饱和功率为 12.9 dBm 。

第6章描述了高性能背入射式台面型探测器的模块封装方法及其难点,并展示了完成的 MUTC-PD 封装模块。我们针对背入射式台面型高性能探测器提出了基于倒装焊技术的模块封装结构,并对其中关键的微波传输线设计、倒装焊封装、模块封装技术进行了研究,实现了高耦合效率、高稳定性的高性能探测器模块封装。

第7章展示了高性能探测器在微波光子链路中的应用。通过采用 EDFA 放大链路中 MZM 输出的光信号,并采用具有高饱和特性的探测器将光信号转换成电信号,相比于没有放大的链路噪声系数减小 0.4 dB ,同时链路增益增加了 41.3 dB 。

论文的最后对整个工作的内容进行总结并给出创新点,以及对今后工作的建议。

第2章 探测器饱和和机制研究

本章将对制约 UTC 探测器的饱和机制展开理论和实验研究。首先从理论方面分析了载流子对电场的屏蔽效应、串联电阻分压、负载偏压摆幅等因素，及其对直流饱和和交流饱和特性的影响，并通过 MUTC 结构探测器芯片的测试结果对理论分析加以验证。在此基础上，通过进一步研究指出通过减小负载电阻大小，可同时提高饱和输出电流和增加探测器的带宽。

2.1 引发探测器饱和的机制和原因

在半导体光电探测器中，每吸收一个光子从而产生一个电子-空穴对，在电场的作用下从吸收区向收集区运动、形成一个闭合回路，从而产生电流。理想情况下，探测器每秒钟吸收 N 个光子，产生每秒 Nq 大小的电流。然而在实际情况下，当入射光功率过高时，光生载流子的电场屏蔽效应不能忽视，而外加电场不能保证将绝大部分光生电子空穴对都迁移出耗尽区，此时电流将小于每秒 Nq ，探测器产生光电流的效率下降，即响应度的下降，该现象为探测器的饱和现象。在正常工作情况下，假设耦合进入探测器的入射光完全被吸收，探测器的响应度可表示为：

$$\mathcal{R} = \frac{I}{P} = \frac{\eta}{h\nu} q \quad (2-1)$$

其中 I 为光生电流， P 为入射光功率， η 为耦合及吸收效率， $h\nu$ 为单个入射光子功率， q 为电子电荷的大小。当探测器发生饱和现象时，其响应度应小于 $\mathcal{R}$ 。

美国 Campbell 教授研究组曾对探测器的饱和现象作出简单解释^[66]，他们指出载流子浓度、负载偏压摆幅共同作用可使得探测器饱和，但缺乏详细的理论模型和实验验证。在此基础上，本论文工作深入分析了直流和交流工作状态下探测器饱和机制的不同，同时分析了载流子对电场的屏蔽作用、串联电阻分压和负载偏压摆幅对饱和机制的影响。

首先，大电流下耗尽区内大量的光生载流子对探测器电场有很大影响。

对于 UTC 探测器，即使不加反向偏压，探测器也能够通过自建电场的作用而工作。但是在耗尽区宽度较宽、含一定浓度掺杂情况下，探测器需要加载足够的反向偏压，才能使得耗尽区完全耗尽。在耗尽条件下，由于电离杂质等空间电荷的影响，耗尽区内的电场分布是不均匀的。

当有一定强度入射光照射到 UTC 探测器时, 其产生的光生载流子在电场作用下分别向 p 电极和 n 电极运动, 如图 2.1 所示。其中空穴在 p 型-InGaAs 层通过大量空穴的集体运动直接被收集; 而电子需要穿过 p 区 InGaAs 吸收区和弱 n 掺杂 InP 耗尽区从而达到 n^+ -InP 层被收集, 因此在耗尽区内的载流子没有空穴, 仅有电子传输。当入射光功率增加时, 耗尽区内的电子浓度也会相应增加, 使得耗尽区内的电场分布发生相应的变化。

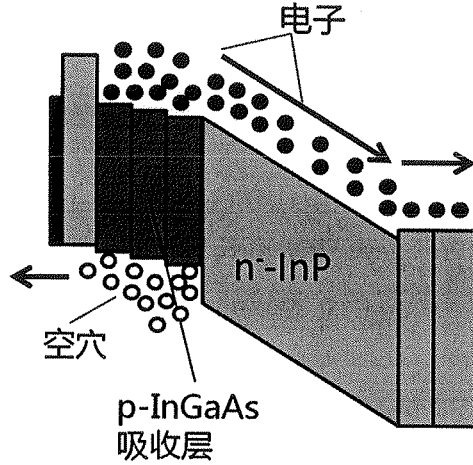


图 2.1 UTC-PD 中光生载流子的运动方向及分布示意图

图 2.2 显示了耗尽区掺杂浓度为 N_D 的 UTC-PD 在不同入射光功率下耗尽区内电荷分布情况及其对电场分布的影响。其中图 2.2 (a) 为没有光入射的情况, 此时耗尽区内电荷浓度为电离杂质正离子的浓度 N_D 。在通常情况下有一定的入射光功率, 可以假设耗尽区内光生电子均匀分布且浓度为 n 。耗尽区内的电场分布可以通过联立电势方程和泊松方程来求解, 分别为式 (2-2) 和式 (2-3) [96]。

$$V_{DC-Bias} + V_{built-in} - I_{DC} \cdot R_s = \int_{depletion} E dx \quad (2-2)$$

$$\frac{\partial E}{\partial x} = \frac{q}{\epsilon} (p - n + N_D - N_A) \quad (2-3)$$

其中 $V_{DC-Bias}$ 为外加反向偏压, $V_{built-in}$ 为内建电场的电压, I_{DC} 为光电流大小, R_s 为串联电阻大小, 包含体材料电阻和电极接触电阻等, N_A 和 N_D 分别为掺杂受主和施主杂质浓度大小, p 和 n 分别为光生空穴、电子载流子浓度。随着光功率逐渐增加, 耗尽区内的载流子也相应增加, 当 $n = N_D$ 时, 耗尽区的净电荷分布为 0, 电场均匀分布; 当载流子浓度进一步增加, 耗尽区内净电荷为负电荷, 电场分布不均匀性随着电子浓度的增加而增加。当光功率高到一定程度时, 耗尽区内必定会出

现电场强度为 0 的地方，此时，载流子难以被顺利地扫出耗尽区，而容易在耗尽区内发生堆积，导致探测器饱和问题。

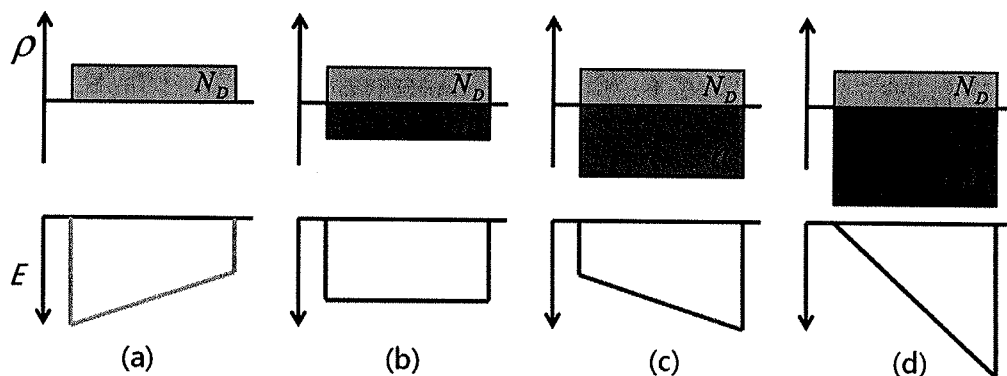


图 2.2 不同光电流下 UTC-PD 耗尽区内的电荷浓度 ρ 及电场强度分布情况示意图

其次，探测器串联电阻也会影响探测器内电场分布。从式 (2-2) 中还可以看出，串联电阻的分压会直接影响到加载在耗尽区结两端的电压，从而影响载流子的输运过程。串联电阻的组成包括体材料电阻及电极接触电阻：

$$R_S = R_{pc} + R_{nc} + R_{p-InP} + R_{p-InGaAs} + R_{n-InP} \quad (2-4)$$

其中， R_{pc} 和 R_{nc} 分别为 p 电极和 n 电极的接触电阻，其电阻大小取决于 p 型、n 型半导体接触层的掺杂浓度、所选电极金属、接触层表面清洁程度以及退火等工艺条件； R_{p-InP} 、 $R_{p-InGaAs}$ 和 R_{n-InP} 分别为上下 p、n 导电层的体材料电阻，其电阻主要取决于掺杂浓度、面积和厚度。

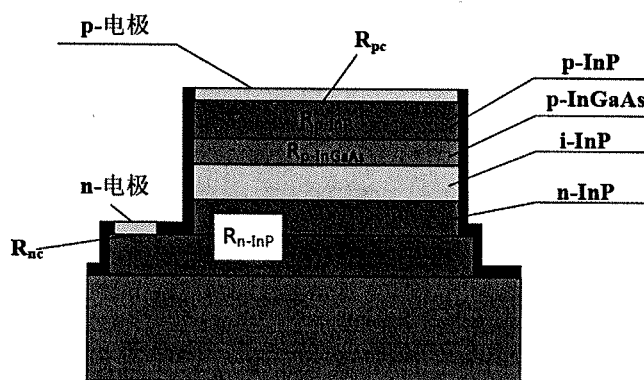


图 2.3 台面结构 UTC-PD 串联电阻分布示意图

最终完成芯片的串联电阻大小可以通过半导体参数测试仪或者网络分析仪测得。通常串联电阻大小约几欧姆到几十欧姆，因此当电流高达几十毫安、甚至上百毫安时，串联电阻分压的影响将会变得明显。

第三，在加载有 Bias Tee 装置情况下，交流工作和直流工作对于探测器饱和特性有所不同，负载偏压摆幅会严重影响探测器耗尽区内电场分布。如图 2.4 所示，探测器通过一个偏置装置 Bias Tee 与直流偏置电源及负载电阻相连。在直流工作情况下，直流电源、Bias Tee 和探测器相连，形成直流回路，与负载电阻隔离；然而在交流工作情况下，探测器、Bias Tee 以及负载电阻形成交流回路，负载电阻上分压将起到重要影响。当负载上通过交流信号时，负载两端形成周期性的电压，从而对探测器结两端的电压产生影响^[67]。交流情况下探测器输出交流信号可以表示为：

$$\tilde{i} = i_0 + i_0 e^{j\omega t} \quad (2-5)$$

此时，负载两端周期性变化的交流电压为：

$$V_L = -\frac{R_L i_0}{1 + j\omega(R_L + R_S)C} e^{j\omega t} \quad (2-6)$$

负载偏压摆幅对探测器耗尽区电场的周期性影响表示为

$$\int_{depletion} E dx = V_{DC-Bias} + V_{built-in} - \frac{(R_L + R_S) i_0}{1 + j\omega(R_L + R_S)C} e^{j\omega t} \quad (2-7)$$

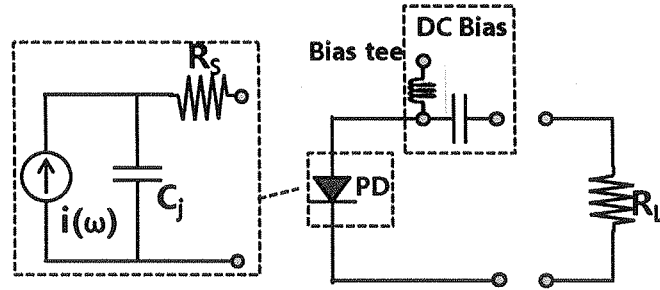


图 2.4 UTC-PD 交流工作情况下的电路等效示意图

通常负载电阻选定为 50Ω ，在交流情况下负载偏压摆幅对探测器内电场分布可以产生严重的影响。在一个交流周期内，负载偏压摆幅对耗尽区两端的偏压有一半时间是正影响，有一半时间是负影响。而一旦偏压摆幅的负影响导致耗尽区内电场过低而产生载流子堆积，探测器将难以正常工作。

从以上分析可以看出，随着光生电流的增加，载流子对电场屏蔽作用、串联电阻分压、负载偏压摆幅等对探测器耗尽区内的电场分布产生的影响也逐渐增加。提高探测器的反向偏压，可以使得探测器能够承受更大电流的影响，而不至于使

得耗尽区内电场过低，从而使探测器能够在更高的光电流下工作。但是，从另一方面来讲，探测器的反向偏压并不能无限制的提高。这是因为当反向偏压增加时，耗尽区内的电场也增加，探测器内部的热效应也随之增加：

$$P_{thermal} = \iiint_{depletion} \vec{E} \cdot \vec{j} dV + IR_S \quad (2-8)$$

由于 InP 材料不是热的良导体，高功率工作中产生的热量不能及时被耗散，将导致探测器内部温度逐渐升高甚至导致探测器烧毁。同时，探测器温度升高还会导致器件载流子散射加剧、输运速率下降，引起器件性能下降。因此，需要设法改善器件散热，有利于提高饱和光功率特性。

p ⁺ -In _{0.53} Ga _{0.47} As, (50nm)
p ⁺ -InP, (1000 nm)
p-In _{0.53} Ga _{0.47} As, (650nm)
n ⁻ -In _{0.53} Ga _{0.47} As, (200nm)
InGaAsP, Q1.4, (15nm)
InGaAsP, Q1.1, (15nm)
n ⁻ -InP, (605nm)
n ⁺ -InP, (1000 nm)
n ⁺ -In _{0.53} Ga _{0.47} As, (20nm)
n ⁺ -InP buffer layer, (200nm)
Semi-insulate InP substrate

图 2.5 MUTC-PD 外延层结构

2.2 基于 MUTC-PD 的饱和特性结果分析

基于 MUTC-PD 结构，我们结合理论分析和试验结果对探测器的饱和机制进行了研究。所采用的 MUTC-PD 结构，参考了 X. Wang 等人^[64]所报道的探测器结构，其外延材料结构如图 2.5 所示。

2.2.1 探测器频率响应特性测试系统

图 2.6 展示了本实验室搭建的基于光外差拍频系统的探测器频率响应特性测试系统^[97]。首先，通过一个固定波长的分布反馈式激光器（DFB-LD）和一个波长可连续调节激光器（Santec TLS 210）拍频，以产生携带频率可调微波信号的拍频光波，并通过控制两个激光器输出光功率以及之间的相互偏振关系，实现 100% 调制深度的拍频。两路激光器输出通过光耦合器合路后，输入到掺铒光纤放大器（EDFA, Keopsys 公司产品，输出光功率最高可达 33 dBm）进行放大并输出到探

测器中。

直流偏置电源通过一个 Bias Tee 及微波探针（Microwave Probe， Cascade 公司 GSG 型号探针）与探测器芯片相连接；探测器的输出微波信号通过微波探针和 Bias Tee 输入到负载电阻为 $50\ \Omega$ 的 Agilent 8487A 微波功率探头，以测量探测器输出的微波功率。

同时通过一个 5/95 耦合器和 3 dB 分路器，将 EDFA 输出光信号中固定比例（2.5%）的光输入到光功率计（Anritsu 公司产品，型号 MT9810B）中进行功率监控；另一路固定比例（2.5%）光输入到 Agilent 转换器转换成微波信号后，再输入到频谱仪（Agilent E4447A）中以监控微波信号的频率。

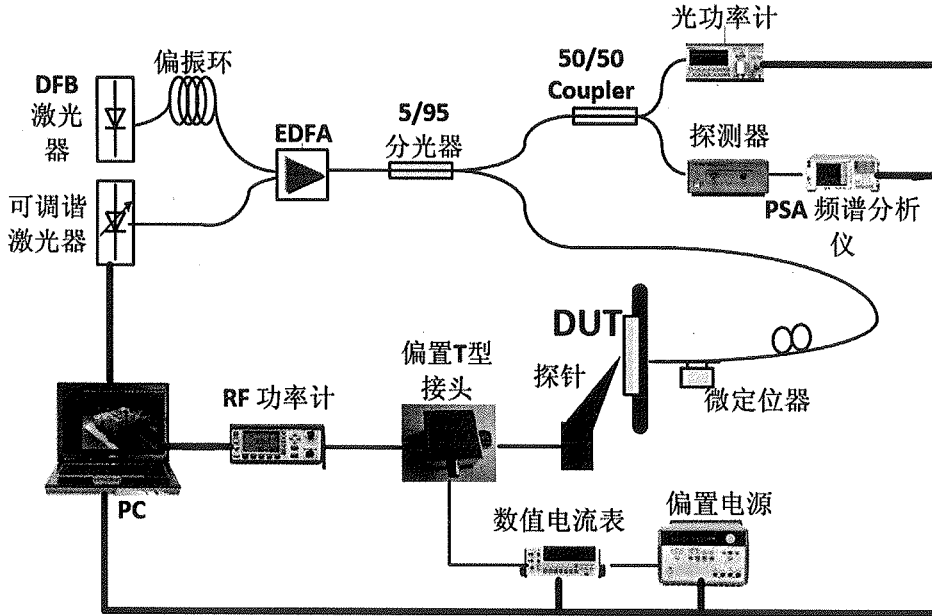


图 2.6 基于光外差拍频系统的探测器频响特性测试系统

2.2.2 饱和特性分析

制作完成的 MUTC-PD 芯片尺寸为 $40\ \mu\text{m}$ ，在 $6\ \text{V}$ 反向偏压下的直流饱和特性如图 2.7 所示。当入射光功率从 $3\ \text{mW}$ 增加到 $460\ \text{mW}$ 时，光电流与入射光功率之间一直是线性关系；当光功率继续增加，探测器出现了明显的饱和现象。

在直流情况下，影响探测器饱和特性的主要因素是光生载流子对电场的屏蔽效应和串联电阻的分压。在光电流为 I 时，探测器耗尽区内的光生电子载流子浓度相应为：

$$n = \frac{I}{Sqv} \quad (2-8)$$

其中 S 为探测器结面积, v 为电子在耗尽区内的漂移速率, 通常情况下可以近似认为电子漂移速率处处相等, 等于其饱和漂移速率 7×10^6 cm/s。

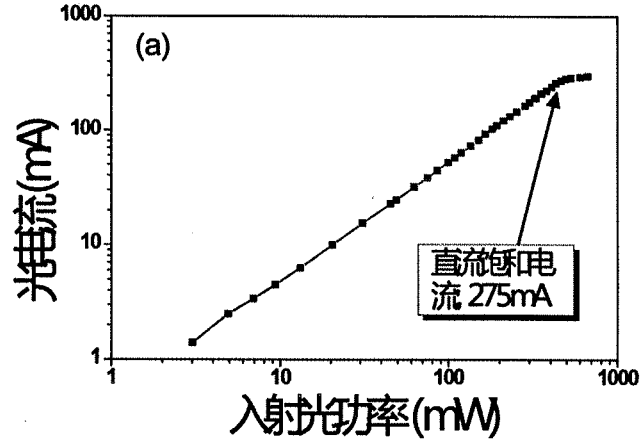


图 2.7 MUTC-PD 在 6V 反向偏压下的直流工作饱和特性

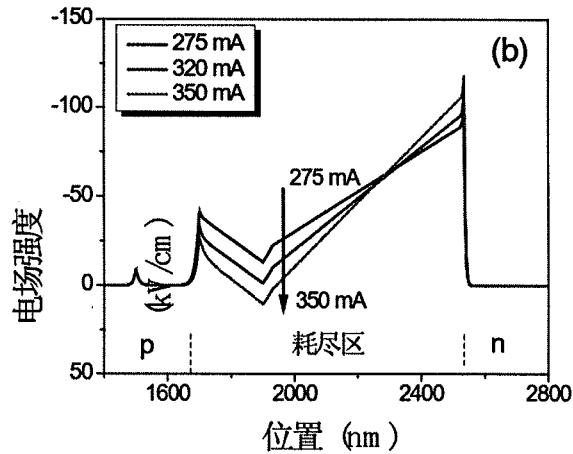


图 2.8 直流饱和点附近 MUTC-PD 耗尽区内电场强度分布

通过半导体参数测试仪测量二极管的 IV 特性, 计算其微分电阻, 即串联电阻 R_S 为 10Ω , 从而联立式 (2-2) 和式 (2-3), 计算 275 mA、320 mA、350 mA 三种情况下耗尽区内的电场分布情况, 如图 2.8 所示。当直流电流超过 275 mA 时, 直径 $40 \mu\text{m}$ 的 MUTC-PD 耗尽区内电场逐渐降低到零左右, 预示着饱和现象发生, 与试验结果一致。

首先通过频率响应特性测试系统完成对 $40 \mu\text{m}$ MUTC-PD 芯片的频率响应带宽的测量, 结果如图 2.9 所示。在 6 V 反向偏压下, 我们测试了 30 mA 到 110 mA

的不同光电流条件下 MUTC-PD 的微波输出功率随微波频率的变化关系。结果显示, 该芯片的 3-dB 带宽约 9 GHz, 并且在不同光电流下的一致性很好。

如前面所分析, 交流情况下探测器的饱和机制与直流情况有很大区别, 主要在于负载偏压摆幅的影响。交流情况下, 耗尽区内的载流子浓度也是周期性变化的:

$$n = \frac{i}{Sqv} = \frac{i_0 + i_0 e^{-j\omega t}}{Sqv} \quad (2-9)$$

并且可以看出, 当光生电流最高、也就是光生载流子浓度最高时, 实际加载在耗尽区两端的电压却接近最低值; 而当光生电流最低时, 实际加载在耗尽区两端的电压却接近最高值。负载偏压的作用, 使得交流情况下探测器更加容易发生饱和。

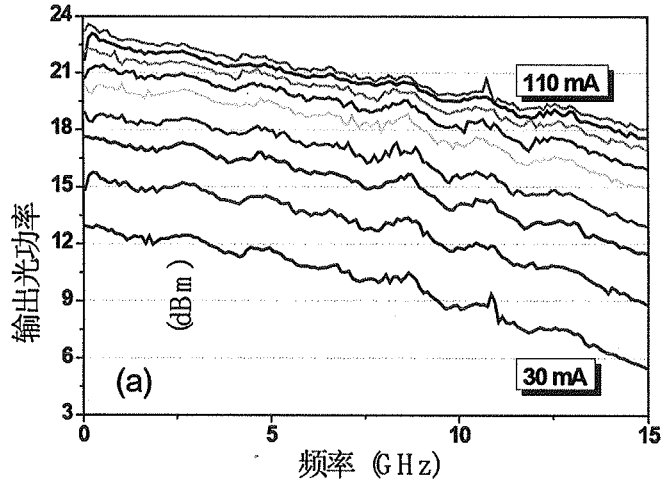


图 2.9 不同光电流下 6 V 反向偏压时 40 μm MUTC-PD 的频率响应特性

对于基于光外差拍频系统的探测器频响特性测试系统, 固定两个激光器的波长, 从而可以产生固定频率的微波信号, 同时调节 EDFA 的输出光功率, 则可以测试探测器在固定微波频率下交流工作时的饱和特性。由于 6 V 下探测器的带宽为 9 GHz 左右, 因此调节两个激光器波长差产生 9.3 GHz 微波信号, 测试了 MUTC-PD 在 3-dB 带宽频率附近的交流工作饱和特性, 结果如图 2.10 所示, 横轴为 100% 调制深度交流电流的直流分量 i_0 , 纵轴为输出微波功率。结果显示 6 V 下的 1-dB 压缩点电流为 100 mA, 对应输出微波功率 20.1 dBm。

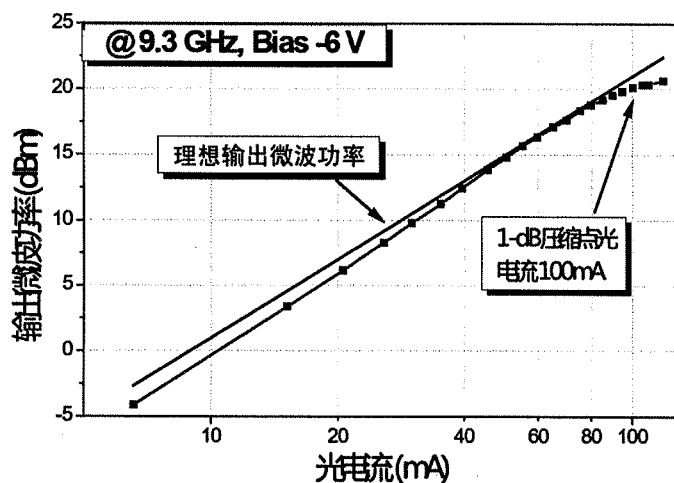


图 2.10 MUTC-PD 在 6V 反向偏压下的交流工作饱和特性

通过联立式 (2-3) 和式 (2-7) 可以分析在不同光电流 (直流分量 i_0) 下, MUTC-PD 耗尽区内的电场分布。为此, 我们计算了三种大小 100% 调制深度交流电流情况下, 直流分量 i_0 分别为 80 mA、90 mA、100 mA, 探测器耗尽区内电场强度在一个周期内最低时的分布情况, 如图 2.11 所示。计算结果显示, 当电流增加到 100 mA 时, 耗尽区内的电场强度即趋于 0, 也表明 100 mA 电流下探测器将发生饱和现象, 与实验测试结果一致。

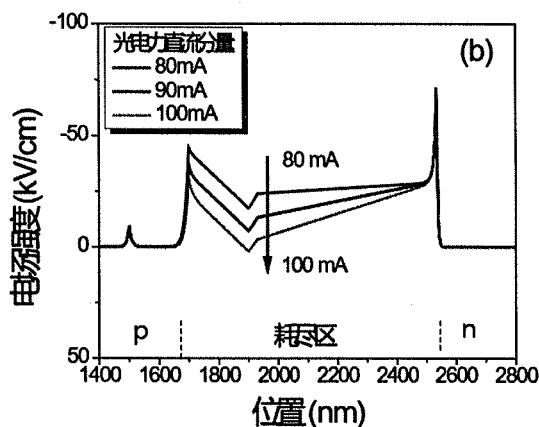


图 2.11 交流工作饱和点附近 MUTC-PD 耗尽区内电场强度分布

2.3 负载对饱和特性的影响

2.2 节中关于 MUTC-PD 饱和特性的实验结果与理论分析均表明, 探测器在直

流工作和交流工作下的饱和电流差别很大。在直流情况下，探测器饱和电流为高达 275 mA，而交流情况下其饱和电流点仅为 100 mA。对比两个工作模式下的理论模型，不难看出，负载偏压摆幅对交流工作时探测器的饱和特性起了决定性的作用。从式 (2-7) 也可以看出，在入射光为直流信号或小信号调制的情況下，负载上的电压摆幅对光探测器的影响很小。但当入射激光为大信号调制时，随着输入光功率增加，输出到负载上的交流电流信号也会增加，此时负载上的电压摆幅将会成为影响光探测器饱和特性的重要因素。如何减小负载偏压摆幅对探测器的影响，直接关系到能否增加探测器的饱和电流和输出功率。从公式上可以看出，不同的频率下，加载到探测器上的电压会有所不同。当频率较低时，探测器频率响应的影响较小，可以集中讨论负载的影响。在这种情况下，减小负载理论上可以减小负载偏压摆幅对探测器饱和特性的影响，从而使得探测器具有更高的饱和电流。

图 2.12 显示了在 2GHz 频率下、一个周期内不同负载大小引起的 MUTC-PD 耗尽区两端的偏压变化情况。在计算中，探测器所加直流偏压 $V_{DC-bias} = 5\text{ V}$ ，探测器输出平均光电流为 50 mA，串联电阻 $R_S = 10\ \Omega$ ，光探测器的器件电容 $C_j = 0.3\text{ pF}$ 。从图中很容易看出，随着负载从 $10\ \Omega$ 增加到 $70\ \Omega$ ，探测器受到负载偏压摆幅的影响也越大，导致一个周期内的最低点处结区感受到的电压越小。

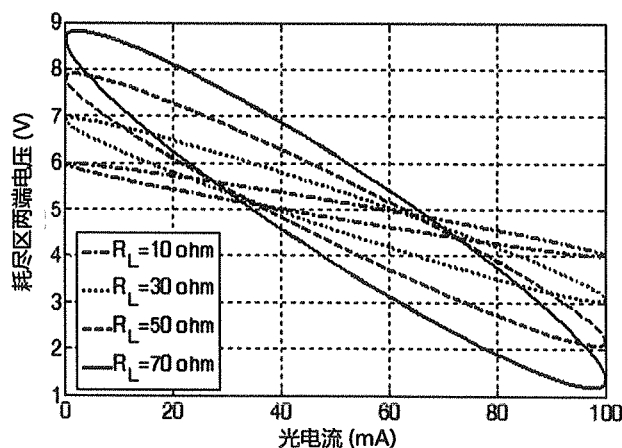


图 2.12 在 2 GHz 频率下不同负载大小引起的光探测器结区两端电压的变化

我们采用图 2.13 所示实验架构进行光探测器饱和特性的测试研究负载电阻对探测器性能的影响。该测试系统的基本框架与图 2.6 中所示测试系统基本相同。区别在于在该系统中微波探针和 Bias Tee 之间采用 Maury 公司的阻抗自动调谐系统 (Automated Tuner)，通过阻抗自动调谐系统对其负载阻抗进行调谐，实现探测

器的输出负载从 $40\ \Omega$ 到 $75\ \Omega$ 的自动快速调节。

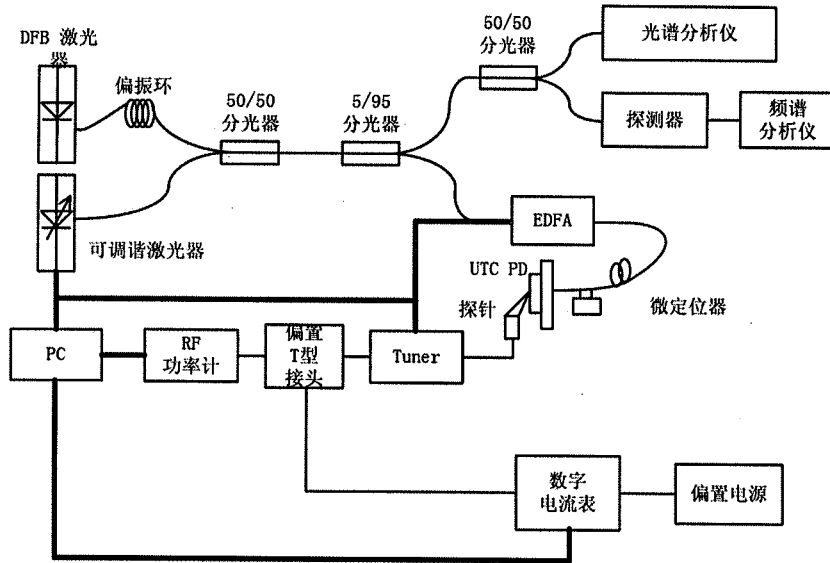


图 2.13 基于阻抗自动调谐系统的探测器性能评测系统

本测试系统的特点是采用微波负载牵引自动测量系统来实现光探测器负载快速准确的调节，而无需单独制作多个不同阻值的负载电阻，从而大大简化了芯片制造和测试复杂度。在测试过程中，我们采用矢量网络分析仪对阻抗调谐器(Tuner)的阻抗特性进行校准，同时采用 Maury 公司专用的控制软件进行去嵌入，以去除 Tuner、微波探针、Bias Tee 以及同轴电缆损耗的影响，从而实现光探测器负载的快速准确调节的同时，保证测量微波信号功率的准确性和数据可靠性。

我们采用 $40\ \mu\text{m}$ MUTC-PD 作为测试芯片，并通过 Maury 阻抗自动调谐系统将探测器的负载阻抗分别设置为 $40\ \Omega$ 、 $50\ \Omega$ 、 $60\ \Omega$ 和 $75\ \Omega$ ，并通过测试系统对 $2\ \text{GHz}$ 下不同光电流下 MUTC-PD 的交流工作饱和特性。根据式(2-5)，输出电流为 100% 调制深度正弦交流电流，传输到负载上的平均微波功率理论值（理想值）应为：

$$P_{out} = \frac{1}{2} i_0^2 R_L \quad (2-9)$$

我们将其作为参考曲线，并与实验测得输出微波功率进行比较，如图 2.14 所示。

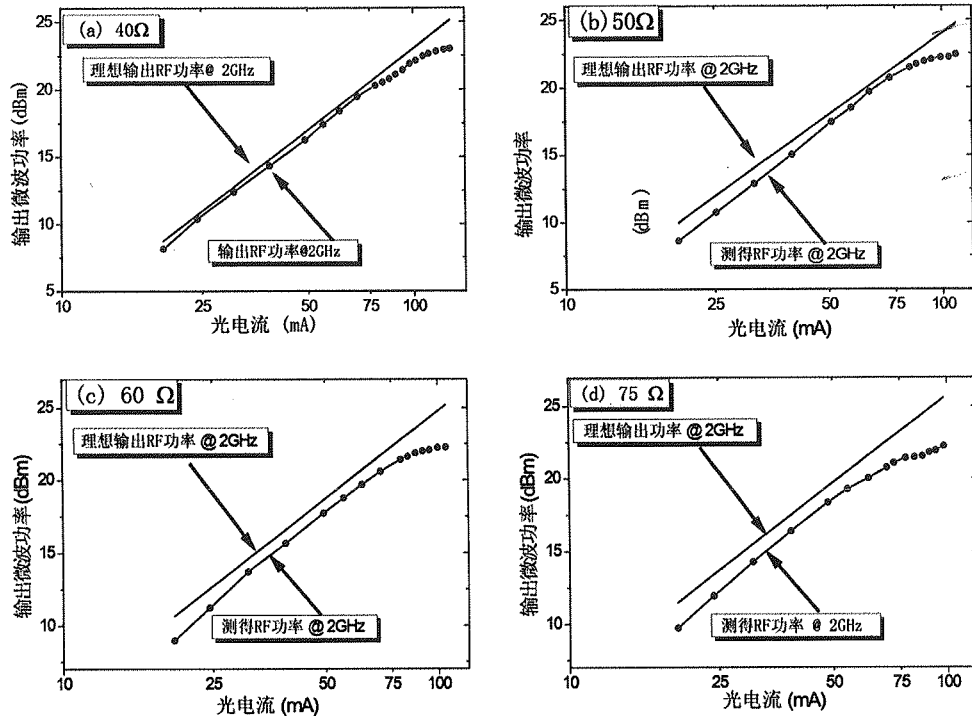


图 2.14 不同负载下的输出微波功率随光电流直流分量变化曲线: (a) $40\ \Omega$; (b) $50\ \Omega$; (c) $60\ \Omega$; (d) $75\ \Omega$

首先从测试结果可以看出, 交流情况下对应的 1-dB 压缩点随着负载阻抗的增加而降低。当探测器的负载阻抗从 $40\ \Omega$ 变到 $75\ \Omega$, 其饱和电流逐渐降低, 同时对应的饱和点输出微波功率也略有降低。对不同负载电阻下 1-dB 压缩点电流和饱和输出功率数据进行总结, 如表 2.1 所示。从表 2.1 中数据可以看出, 饱和电流随着负载的增加会逐渐降低, 与前面我们的理论分析相同。同时可以从表 2.1 中观察到, 当负载减小时, 饱和电流增加, 饱和功率也随之增加。

表 2.1 不同负载下光探测器的饱和电流和饱和功率

Load(Ω)	Saturating Current (mA)	Saturating Power (dBm)
40	112.7	21.8
50	97.3	21.3
60	91.2	21.1
75	77.5	20.5

造成实验测得曲线与理想功率曲线出现偏差的原因之一是前面提到的因负载电阻与传输线特性阻抗不匹配造成的微波反射。但当负载取值 $40\sim 75\ \Omega$ 时, 反射系数 Γ 小于 0.2, 对应微波功率反射比例为 4%, 对测量结果的影响相对较小。造成

偏差的另一个原因是由于随着负载的增加,光探测器频率响应带宽会有所降低。

2.4 本章小结

本章对探测器的饱和机制进行了分析。首先,分别讨论了三方面因素——载流子对电场屏蔽作用、串联电阻分压和负载偏压摆幅——如何对探测器的饱和现象产生影响。其次,结合基于 MUTC-PD 结构及其实验测试结果,分析了交流工作和直流工作情况下探测器引起饱和特性的因素。

在直流工作时,载流子对电场屏蔽作用和串联电阻分压是引起探测器饱和的主要因素;在交流工作时,载流子对电场屏蔽作用、串联电阻分压和负载偏压摆幅的三方面因素的共同作用导致了探测器的饱和。

最后,本章分析指出通过减小探测器的负载阻抗有利于提高探测器的饱和特性。本论文采用基于阻抗自动调谐系统实现了对探测器负载的快速调节。测试结果表明,降低探测器的负载阻抗不仅有利于提高探测器的饱和电流、提高探测器带宽,同时有利于提升饱和输出功率。该部分研究工作由我指导师弟武庆硕士完成。

第3章 新型背靠背叠层 UTC-PD 结构设计

本章提出一种新型背靠背叠层 UTC-PD 结构，在一定程度上克服传统响应度与带宽之间的矛盾关系，使得探测器能够同时实现高响应度、高饱和特性、高响应速率的特性。

3.1 新型背靠背叠层 UTC-PD 结构

3.1.1 传统 UTC 探测器中高响应度与高带宽的矛盾

对于传统的台面型结构 UTC 探测器，其响应度主要取决于在光传输方向 $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ 吸收层的厚度。考虑到入射到探测器内的光并不能够完全被吸收，探测器的响应度可表示为：

$$\mathcal{R} = \frac{I}{P} = \frac{\eta P (1 - e^{-\alpha L}) q / h\nu}{P} = \frac{\eta q}{h\nu} (1 - e^{-\alpha L}) \quad (3-1)$$

其中， α 为 $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ 材料对 $1.55 \mu\text{m}$ 波长光的吸收系数，约 $0.7 \mu\text{m}^{-1}$ ， L 为吸收层厚度。受限于台面结构探测器结构对大带宽的需求，吸收层的厚度一般都不会超过 $1 \mu\text{m}$ 左右。如果探测器没有反射面，入射光仅穿过吸收层一次，则 $1 \mu\text{m}$ 厚 $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ 对应的吸收效率为 50.3%，即对于入射光仅能吸收一半。因此有研究提出，采用背入射式台面型结构，并在顶部制作电极作为反射镜，可以使入射光来回两次经过吸收层，达到提高吸收效率的效果。对于同样 $1 \mu\text{m}$ 厚 $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ 吸收层，背入射式台面型结构的吸收效率可高达 75.3%。

UTC 探测器通过 P 层材料吸收光子生成光生电子空穴对，并通过电场的作用使得电子扫出耗尽区形成电流。从产生光生载流子到形成电流所需的时间，即载流子渡越时间，首先决定了探测器的响应速率。根据 NTT 公司 T. Ishibashi 等人的研究工作，基于载流子扩散漂移模型^[54]，探测器的电流可以用耗尽区内各处电流平均值表示为^[59]：

$$J = \frac{1}{W_A + W_C} \left[\int_0^{W_A} J_e(W_A) \left[1 - \frac{j\omega\tau_R}{1 + j\omega\tau_R} \left(1 - \frac{J_e(x)}{J_e(W_A)} \right) \right] dx + W_C J_e(W_A) \left[\frac{\sin(\omega\tau_C/2)}{\omega\tau_C/2} \right] \exp(-j\omega\tau_C/2) \right] \quad (3-2)$$

其中 W_A 和 W_C 分别为吸收层和耗尽层的厚度， τ_R 为载流子复合寿命， τ_C 为载流

子在耗尽区的渡越时间, $J_e(x)$ 为电子在探测器内部电流密度分布, $J_e(W_A)$ 为在吸收层和耗尽区界面出电子的电流, 可以用以下公式表示:

$$J_{e-diff}(x, \omega) \Big|_{x=W_A} = - \frac{qGW_A}{1 + (W_A / v_{th} + W_A^2 / 2D_e) / \tau_R + j\omega(W_A / v_{th} + W_A^2 / 2D_e)} \quad (3-3)$$

其中 $W_A / v_{th} + W_A^2 / 2D_e$ 视为电子载流子在 p 区扩散渡越时间, 记为 τ_P

$$\tau_P = \frac{W_A}{v_{th}} + \frac{W_A^2}{2D_e} \quad (3-4)$$

通常情况下载流子复合寿命远远大于载流子渡越时间。电子整体渡越时间可以表示为

$$\tau = \tau_C + \tau_P = \frac{W_C}{v_e} + \left(\frac{W_A}{v_{th}} + \frac{W_A^2}{2D_e} \right) \quad (3-5)$$

根据式 (3-2) 可以估算出由电子渡越时间限制的带宽:

$$f_t = \frac{1}{2\tau} = \frac{1}{2 \left(\frac{W_C}{v_e} + \left(\frac{W_A}{v_{th}} + \frac{W_A^2}{2D_e} \right) \right)} \quad (3-5)$$

限制探测器频率响应速度的另一因素为 RC 时间常数, 主要受结电容、负载电阻、串联电阻的大小影响。但在 UTC-PD 中, 吸收区的厚度与结电容无直接关系。

即便可以通过吸收层梯度掺杂形成自建电场是电子在吸收区漂移, 随着吸收层厚度增加, 载流子渡越时间随着吸收层厚度明显增加, 导致载流子渡越时间限制的带宽急剧下降

因此在 UTC-PD 中, 通过增加吸收层厚度而提高响应度, 同时会带来频率响应速率的大幅下降。也就是说, 在 UTC-PD 中要想获得高响应度与获得高响应速率是相互矛盾的。

3.1.2 新型背靠背叠层 UTC 结构

为解决传统 UTC-PD 面临的高响应度与高速之间的矛盾, 本论文提出一种新型结构, 如图 3.1 所示。该新型结构由两个结构相同的 UTC-探测器相对层叠在一起, 上下两个探测器的外延层相同、顺序相反, 根据其结构特征, 我们称之为背靠背叠层 UTC-PD。如图 3.1 (c) 所示, 新型结构等效于将传统 UTC-PD 从中间对折后, 在其上、中、下三个导电层上制作电极引出电流信号。因此, 传统 UTC-PD 和背靠背叠层 UTC-PD 具有相同的结面积、吸收层厚度和耗尽区厚度。从理论上

来讲,这两种探测器具有相同的频率响应速率。同时在不考虑热效应的基础上,这两个探测器的饱和特性也是相当的。

但是,由于对叠后探测器等效吸收层厚度的增加,背靠背叠层 UTC-PD 的吸收效率为 $1 - e^{-4\alpha L}$, 远高于传统 UTC-PD 的吸收效率为 $1 - e^{-2\alpha L}$ 。

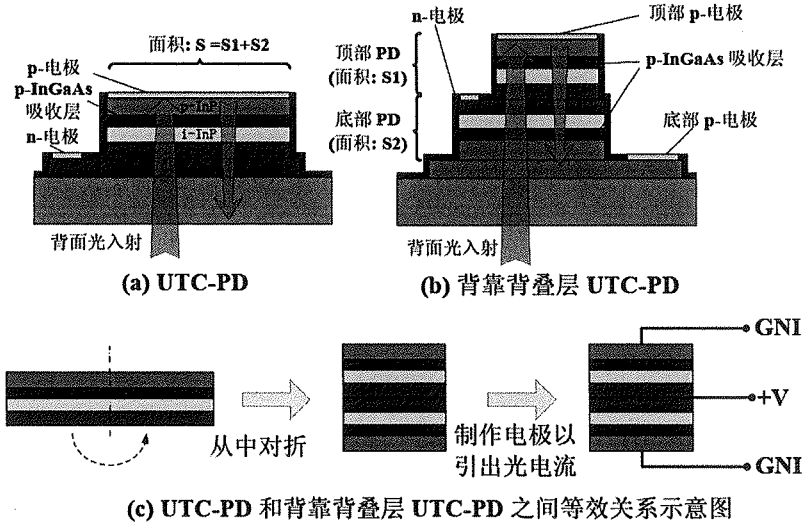


图 3.1 传统 UTC-PD (a) 以及背靠背叠层 UTC-PD (b) 的结构示意图, 以及传统 UTC-PD 和背靠背叠层 UTC-PD 之间的等效变换关系 (c)。

3.2 背靠背叠层 UTC-PD 的外延层材料

我们基于 MUTC-PD 设计了新型背靠背叠层 UTC-PD 探测器的外延层结构, 如表 3.1 所示。

首先, 通过 MOCVD 在半绝缘 InP 衬底上生长 p^+ -InP 缓冲层 (第 1 层) 之后, 开始背靠背叠层 UTC-PD 的底部探测部分生长 (第 2~13 层), 以及顶部探测部分生长 (第 13~24 层)。每个探测部分都是一个 MUTC-PD 结构, 与图 2.5 中的 MUTC-PD 结构基本相同, 区别在于:

两个探测部分均包含 $0.5 \mu\text{m}$ 厚 InGaAs 吸收层, 分别是第 4~8 层和第 18~22 层, 其中每个部分吸收区均有 $0.2 \mu\text{m}$ 未掺杂 InGaAs 层, 即结合了 MUTC-PD 的结构特点。两个探测部分的耗尽区厚度均为 835 nm。第 2 层 200 nm P^+ -InGaAsP、第 13 层 $0.02 \mu\text{m}$ N^+ -InGaAs 以及第 24 层 $0.05 \mu\text{m}$ P^+ -InGaAs 层分别为三个重掺杂欧姆接触层, 用以制作电极。第 3 层和第 23 层 p 型掺杂 InP 层为电子阻挡层, 均进行 p 型重掺杂以减小串联电阻。

表 3.1 背靠背叠层 UTC-PD 外延层结构

序号	材料	厚度 (μm)	掺杂浓度 (cm^{-3})
0	Semi-Insulate InP Substrate	---	---
1	P^+ -InP Buffer Layer	0.5	$>1.5 \times 10^{18}$
2	P^+ -InGaAsP Layer (Q1.4)	0.2	1×10^{19}
3	P^+ -InP Layer	0.4	$>1.5 \times 10^{18}$
4	P-InGaAs Layer	0.05	5×10^{18}
5	P-InGaAs Layer	0.05	2×10^{18}
6	P-InGaAs Layer	0.1	1×10^{18}
7	P-InGaAs Layer	0.1	2.5×10^{17}
8	U-InGaAs Layer	0.2	未掺杂
9	U-InGaAsP Layer (Q1.4)	0.015	未掺杂
10	U-InGaAsP Layer (Q1.1)	0.015	未掺杂
11	N^- -InP Layer	0.605	1×10^{16}
12	N^+ -InP Layer	0.4	1×10^{19}
13	N^+ -InGaAs Layer	0.02	1×10^{19}
14	N^+ -InP Layer	0.4	1×10^{19}
15	N^- -InP Layer	0.605	1×10^{16}
16	U-InGaAsP Layer (Q1.1)	0.015	未掺杂
17	U-InGaAsP Layer (Q1.4)	0.015	未掺杂
18	U-InGaAs Layer	0.2	未掺杂
19	P-InGaAs Layer	0.1	2.5×10^{17}
20	P-InGaAs Layer	0.1	1×10^{18}
21	P-InGaAs Layer	0.05	2×10^{18}
22	P-InGaAs Layer	0.05	5×10^{18}
23	P^+ -InP Layer	0.4	$>1.5 \times 10^{18}$
24	P^+ -InGaAs Layer	0.05	2×10^{19}

3.3 背靠背叠层 UTC-PD 的理论性能分析

对于该外延材料，我们首先对其响应度、带宽、饱和特性等基本性能进行了理论估算。

3.3.1 背靠背叠层 UTC-PD 的响应度

对于背靠背叠层 UTC-PD 的探测器，本论文计算了其响应度与单层吸收层厚度直接的关系，以及上下两个探测部分对整体探测效率的贡献，如图 3.2 所示。随着吸收层厚度的增加，背靠背 UTC 探测器的整体性响应度也随之增加，当单层 InGaAs 吸收层厚度增加到 500 nm 以上时，底部探测部分对整体的贡献逐渐占据主导作用，而此时顶部探测部分对整体探测效率的贡献几乎不再增加；而当吸收层厚度增加到 800 nm 以上时，顶部探测器的响应度反而随着吸收层厚度的增加而降低。这是因为对于背入射式台面型结构，如图 3.1 (b) 所示，入射光首先被底部探测部分吸收层吸收，再经过顶部探测部分吸收层、到底部顶部电极被反射、再次被顶部吸收层吸收、最后再次经过底部吸收层，而当单层吸收层厚度足够厚时，大部分入射光将在第一次经过底部吸收层时被吸收，只有很少部分入射光能够到达顶部吸收层。因此当吸收层厚度太厚时，顶部探测部分对整体的作用逐渐下降。为此，在本结构中，吸收层的厚度选择为 500 nm，对应整体背靠背叠层 UTC-PD 的响应度为 0.92 A/W，其中底部探测部分和顶部探测部分对响应度的贡献分别为 0.49 A/W 和 0.43 A/W。上下两个探测部分的响应度相当，也保证了上下探测器能够几乎同时达到饱和点。

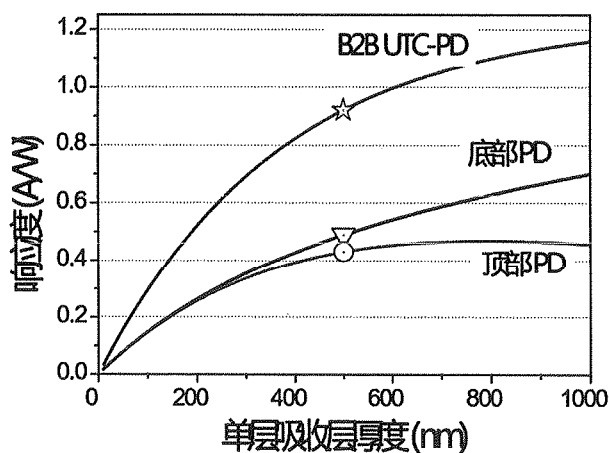


图 3.2 背靠背叠层探测器及其上下两个探测部分的响应度

在该计算中，我们默认上下两个探测部分的吸收层厚度相同。此外，也可对

上下探测部分的响应度进行分别设计，进行进一步的优化。

传统 UTC-PD 与背靠背叠层 UTC-PD 的响应度对比如图 3.3 所示。对于背靠背叠层，可以采用更薄的吸收层实现更高的响应度。通过减薄吸收层厚度，可以减小探测器中载流子在 p 区吸收层的渡越时间，从而提升探测器的频响性能。

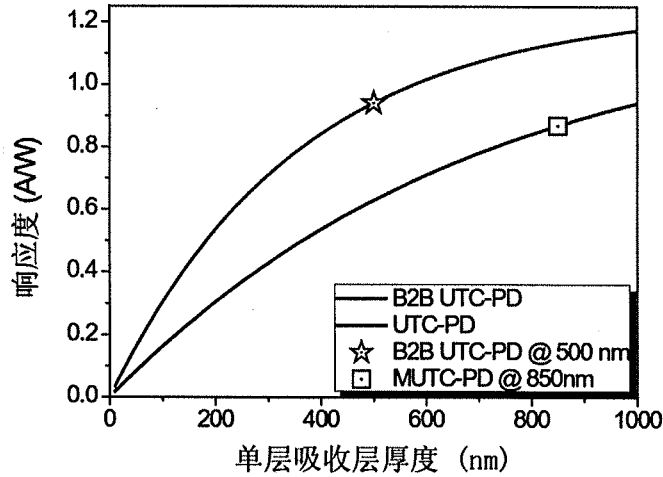


图 3.3 背靠背叠层 UTC-PD 与普通 UTC-PD 响应度的对比

3.3.2 背靠背叠层 UTC-PD 的频率响应带宽

表 3.2 背靠背 UTC-PD 探测器的频率响应特性计算结果

	器件 I	器件 II
器件直径 (μm)	18	24
顶部探测部分面积 (μm^2)	200	380
底部探测部分面积 (μm^2)	418	700
总面积 (μm^2)	618	1080
结电容 (fF)	81	143
RC 时间常数限制带宽估算 (GHz)	38.9	22.2
渡越时间限制带宽估算 (GHz)	31.6	31.6
总带宽计算值 (GHz)	23.7	17.6

背靠背叠层 UTC 探测器含有 300 nm 厚 $\text{p}^+\text{-InGaAs}$ 吸收区以及 835 nm 厚耗尽层。在 p-InGaAs 区，电子以扩散运动为主，其扩散系数为 $300 \text{ cm}^2/\text{s}$ 。在耗尽区中，电子运动以漂移运动为主，电子在 InGaAs 和 InP 材料中的饱和漂移速率分别为 $5.4 \times 10^6 \text{ cm/s}$ 和 $7.5 \times 10^6 \text{ cm/s}$ [55]。从而可以计算出载流子在这两个区域的渡越时

间分别约为 2 ps 和 12 ps，对应渡越时间限制带宽约 31.6 GHz。相比于图 2.5 中所示 MUTC-PD，其载流子渡越时间为 20 ps，对应渡越时间限制带宽仅为 25 GHz。

考虑 RC 时间限制带宽，不同器件尺寸的背靠背叠层 UTC-PD 的带宽计算如表 3.2 所示。

3.3.3 背靠背叠层 UTC-PD 的饱和特性

结合第二章中对探测器饱和机制的分析，计算得到该背靠背叠层 UTC-PD 在 5 V 偏压下，光电流分别为 70 mA、80 mA 和 90 mA 情况下耗尽区内电场分布。计算结果显示，在 80 mA 附近探测器发生饱和现象。

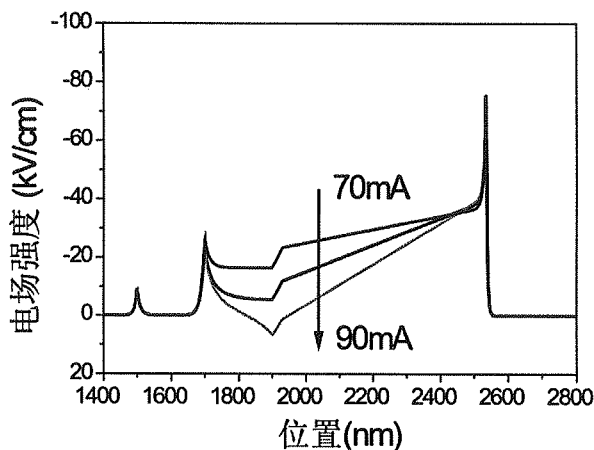


图 3.4 偏压 5V 时面积为 $1080 \mu\text{m}^2$ 背靠背 UTC-PD 的饱和特性

3.4 本章小结

本章提出一种新型背靠背叠层 UTC-PD 结构，在一定程度上克服传统响应度与带宽之间的矛盾关系，使得探测器能够同时实现高响应度、高饱和特性、高响应速率的特性。初步理论计算表明，该器件理论响应度高达 0.92 A/W ， $24 \mu\text{m}$ 器件带宽可达 17.6 GHz，饱和电流超过 80 mA。

第4章 背靠背叠层 UTC-PD 芯片关键制作技术

本章介绍高性能探测器芯片制造技术的研究工作，包括技术难点分析、管芯制作结构及工艺改进。对于高性能探测器，对探测器制作的各方面都有最为严格的要求，其中包括低接触电阻电极制作、高耦合效率技术、干法刻蚀技术等。最后，介绍了背靠背叠层 UTC-PD 的制作工艺。

4.1 低接触电阻电极制作

探测器电极的接触电阻，一方面影响探测器的频率响应带宽，另一方面对探测器的饱和性能饱和特性也会产生严重影响。此外，考虑到热效应的影响，不良的电极接触可能直接导致探测器芯片在未发生饱和时烧毁。图 4.1 显示了我们首批制作的背靠背芯片，由于 n 型接触面积很小、接触电阻接近 $20\ \Omega$ ，导致器件非常容易烧毁。

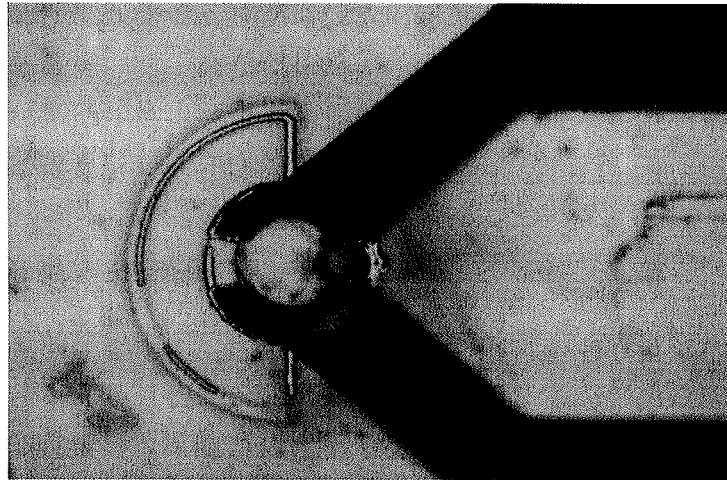


图 4.1 接触电阻较大导致芯片易烧毁

在制作工艺中，制作低接触电阻的电极，对于实现高性能探测器和挖掘探测器的性能潜力具有非常重要的意义。

在表 3.1 所示背靠背叠层 UTC 探测器外延层设计中，用以制作电极的欧姆接触层，即第 2 层、第 13 层、第 14 层，均被重掺杂以便能够形成接触电阻更小的欧姆接触电极。背靠背探测器共有三个电极，分别为制作在第 24 层 $50\ \text{nm}$ $\text{P}^+\text{-InGaAs}$ 层上的顶部 P1 电极、制作在第 2 层 $200\ \text{nm}$ $\text{P}^+\text{-InGaAsP}$ 层上的底部 P2 电极，以及制作在第 13 层 $20\ \text{nm}$ $\text{N}^+\text{-InGaAs}$ 层上的 N 电极。

本论文的背靠背探测器 N 电极制作选择了 Ni (20 nm) /Au (200 nm) 电极作为电极制作的金属材料。对于 P 电极金属, Ti (20 nm) /Pt (25 nm) /Au (200 nm) 电极^[98]和 Pt (25 nm) /Ti (20 nm) /Pt (25 nm) /Au (200 nm) 电极^[99]均可以提供很好的欧姆接触。

为比较不同的金属电极效果, 采用矩形传输线法^[100]测试计算得到不同金属电极接触的比接触电阻率。通过测量一组将同面积、间距呈线性递增关系的一组金属电极的相邻金属电极之间的电阻, 再通过拟合外推的方法求出每个电极的接触电阻, 并根据电极面积计算出相应的比接触电阻率。图 4.2 显示了常见的矩形传输线法所用的图形, 其尺寸分别为 $50\text{ }\mu\text{m}\times 150\text{ }\mu\text{m}$ 、 $50\text{ }\mu\text{m}\times 250\text{ }\mu\text{m}$ 及 $50\text{ }\mu\text{m}\times 400\text{ }\mu\text{m}$, 对应金属电极面积 $7500\text{ }\mu\text{m}^2$ 、 $1250\text{ }\mu\text{m}^2$ 和 $20000\text{ }\mu\text{m}^2$ 。由于该金属电极接触面积过大, 导致电极的接触电阻过小, 以比接触电阻率 $2\times 10^{-10}\text{ }\Omega\cdot\text{m}^2$ 为例, 其对应的电阻均小于 $1\text{ }\Omega$, 使得测量误差对测量结果影响非常大、测量结果极不准确。而该种结构电极由于需要扎直流探针进行测试, 因此也无法做得很小。

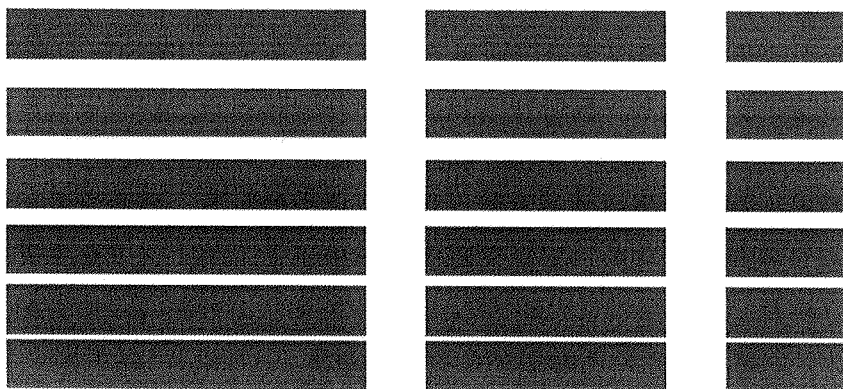


图 4.2 常见的用于矩形传输线法测试比接触电阻率的电极图形

为此, 我们优化了矩形传输线法的电极图形结构, 如图 4.3 所示。电极制作分为两个阶段。首先在衬底上制作 SiN_x 绝缘层, 并通过湿法腐蚀方法 (或干法刻蚀) 将 SiN_x 绝缘层做成图中所示图形, 用以支撑面积较大的金属电极方块部分、以作为测试时的直流探针扎针区域。其次, 通过溅射抬离方法制作金属电极, 如图中蓝色区域所示。每一个金属电极图形由两部分组成: 面积较大的正方形电极和面积较小的细条形电极。在试验中我们通过电镀方法加厚电极以减小细条形电极侧向电阻。其中面积较大的正方形电极作为直流测试时的直流探针扎针区域; 而细长型电极仅有很少一部分在绝缘层 SiN_x 上, 大部分与待测的半导体材料接触, 形成半导体-金属接触。在设计中, 形成半导体金属接触的细条形电极宽度均为 $10\text{ }\mu\text{m}$, 长度分别为 $50\text{ }\mu\text{m}$ 、 $100\text{ }\mu\text{m}$ 和 $200\text{ }\mu\text{m}$, 对应的金属电极面积约 $500\text{ }\mu\text{m}^2$, $1000\text{ }\mu\text{m}^2$

和 $2000\ \mu\text{m}^2$ ，其面积与实际制作的芯片电极大小接近，同时较大的接触电阻减小了测试误差的影响，提高了电极比接触电阻率的测量精度。

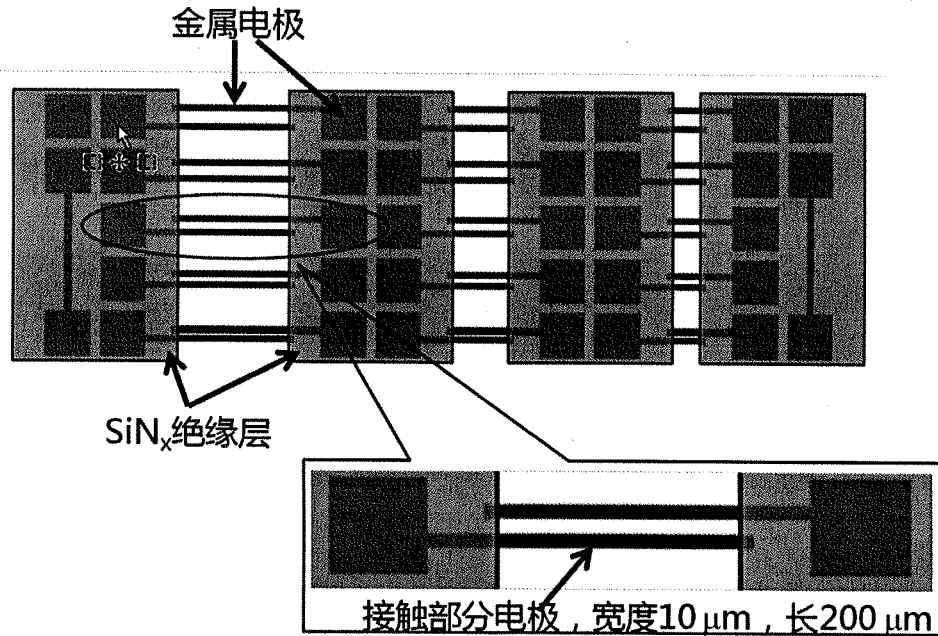


图 4.3 用于矩形传输线法测试比接触电阻率的改进电极图形方案

表 4.1 不同退火温度下，Ti/Pt/Au 和 Pt/Ti/Pt/Au 电极的比接触电阻率对比

比接触电阻率 ($10^{-10}\ \Omega\cdot\text{m}^2$)	快速热退火温度 ($^{\circ}\text{C}$)			
	350	375	400	425
Ti/Pt/Au (20/25/300 nm)	7.3	6.8	6.9	
Pt/Ti/Pt/Au (25/20/25/300 nm)	5.9	2.9	4.4	7.3

通过干法刻蚀和湿法腐蚀的方法，我们将表 3.1 的外延层分别腐蚀到所需要制作电极的欧姆接触层，并在其上分别制作了三种电极：（1）在第 13 层 $20\ \text{nm}\ \text{N}^+-\text{InGaAs}$ 层上制作 Ni/Au 电极，（2）在第 24 层 $50\ \text{nm}\ \text{P}^+-\text{InGaAs}$ 层上的制作 Ti/Pt/Au 电极，（3）在第 24 层 $50\ \text{nm}\ \text{P}^+-\text{InGaAs}$ 层上的制作 Pt/Ti/Pt/Au 电极。测试结果表明，Ni/Au 电极作为 N 电极与第 13 层 $20\ \text{nm}\ \text{N}^+-\text{InGaAs}$ 层的半导体金属接触比较容易实现欧姆接触特性，其比接触电阻率为 $2\times 10^{-10}\ \Omega\cdot\text{m}^2$ 。而对于制作在第 24 层 $50\ \text{nm}\ \text{P}^+-\text{InGaAs}$ 层上 Ti/Pt/Au 和 Pt/Ti/Pt/Au，作为 P 电极需要进行快速热退火才能够实现较好的欧姆接触特性。不同退火温度下的比接触电阻率如表 4.1 所示，Ti/Pt/Au 电极和 Pt/Ti/Pt/Au 电极都能够实现很低的接触电阻， 375°C 退火后

而 Pt/Ti/Pt/Au 的比接触电阻率只有 $2.9 \times 10^{-10} \Omega \cdot \text{m}^2$ ，低于 Ti/Pt/Au 电极的比接触电阻率 $6.8 \times 10^{-10} \Omega \cdot \text{m}^2$ 。但由于 Ti/Pt/Au 电极附着力优于 Pt/Ti/Pt/Au 电极，最终在器件制造中选择了 Ti/Pt/Au 电极。

此外，对于背靠背叠层 UTC-PD，电极大小和器件结构的设计对接触电阻也有重要的作用。图 4.4 显示了优化前 (a) 和优化后 (b) 的背靠背 UTC-PD 三个电极图形示意图，主要优化内容为 N 电极的大小和 N 型导电层的面积。电极结构优化前后背靠背探测器叠层 UTC-PD 的正向导通 IV 特性对比如图 4.5 所示，通过优化电极结构，改进后的器件微分电阻大幅降低，使得该器件能够有更好的器件性能。

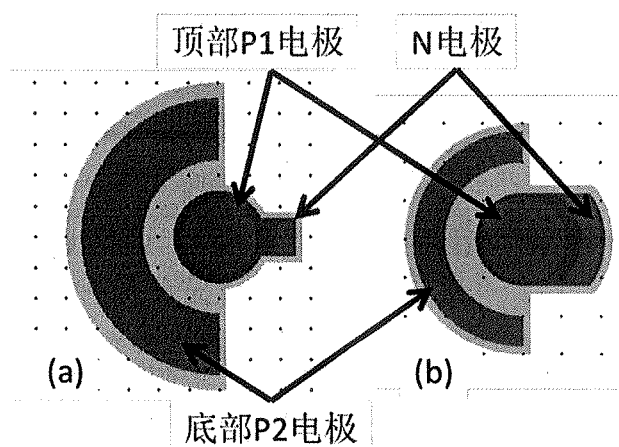


图 4.4 优化前 (a) 和优化后 (b) 的背靠背的 P1, P2 及 N 电极图形示意图

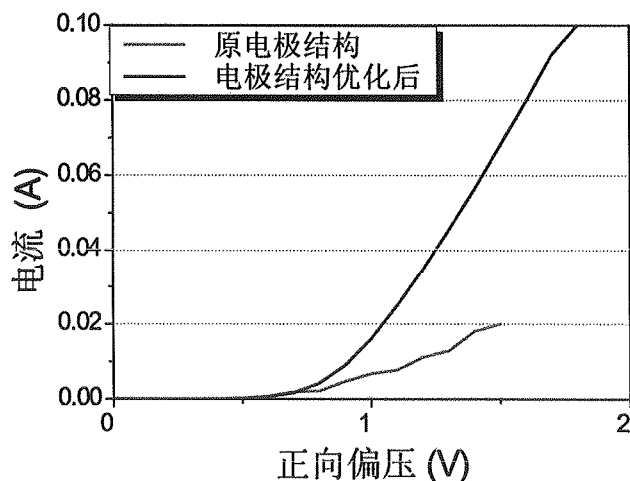


图 4.5 电极优化前后背靠背 UTC-PD 的二极管正向 IV 特性对比

4.2 增加耦合效率技术

在光纤耦合方面，与波导型结构探测器和正面入射台面型结构不同，背入射台面结构耦合时光纤端面很难可以与探测器吸收层保持很近的距离。对于背入射式台面型探测器，由于光纤从探测器背面入射进去，光纤端面与探测器吸收层之间隔着很长的一段距离，如图 4.6 所示。光纤端面出射光为高斯光束，随着传播距离的增加，其光斑大小也增加。如果到达探测器吸收层时的光斑直径大于探测器的直径，则很难实现很高的耦合效率。

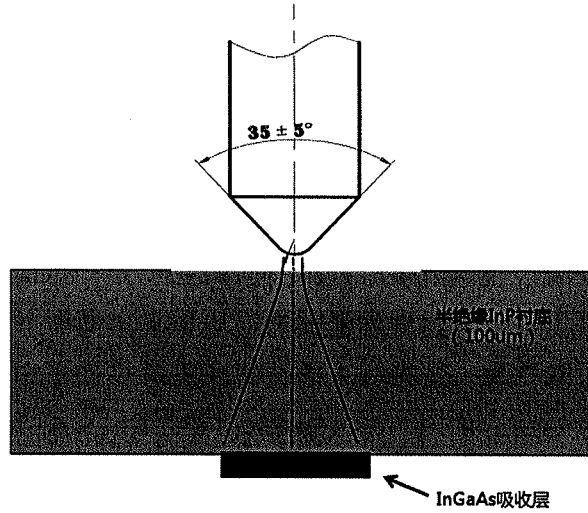


图 4.6 背入射式光纤耦合效果示意图

为了实现背入射式台面型结构的高耦合效率，我们定制了楚星光纤公司的低发散角透镜光纤。该光纤端面的透镜曲率半径为 $15\ \mu\text{m}$ ，出射光束具有很小的远场发散角，为 12° 。高斯光束发散角 θ 与其束腰 w_0 及真空中波长 λ 之间的关系满足：

$$\tan \theta = \frac{\lambda}{\pi w_0} \quad (4-1)$$

而光纤端面出射光在空气中传输很短距离后，立即进入高折射率的 InP 衬底进行传播，直至被 InGaAs 吸收层吸收。当高斯光束进入高折射率介质 InP 介质中传播时，其发散角变小：

$$\tan \theta' = \frac{\lambda/n}{\pi w_0} \quad (4-2)$$

因此可以算出该空气中发散角为 12° 的透镜光纤在 InP 衬底中传播 $100\ \mu\text{m}$ 距离后的光斑半径大小为：

$$r = \frac{\tan \theta}{n} \times 100 \mu\text{m} = 6.7 \mu\text{m} \quad (4-3)$$

对于器件直径超过 $13.4 \mu\text{m}$ 的背入射台面型探测器均可保证较高的耦合效率。但是通常 InP 衬底的厚度为 $350 \mu\text{m}$ ，因此需要对衬底进行减薄才可实现较高的耦合效率。具体步骤如下：

(1) 采用 1000 目砂纸，将 InP 衬底减薄至 $100 \mu\text{m}$ ，并监控剩余衬底厚度；

(2) 采用 5000 目 Allied 公司 SiC 砂纸，对衬底进行初步抛光，主要消除表明深度超过 $1 \mu\text{m}$ 的凹坑和划痕；

(3) 采用颗粒为 $1 \mu\text{m}$ 的 Allied 公司金刚石砂纸对衬底进行抛光，将表面的划痕和起伏减小到亚微米两级；

(4) 采用 Allied 公司对表面损伤小的抛光布和硅胶悬浮液（颗粒 $0.02 \mu\text{m}$ ）对衬底进行精细抛光，主要去除表面粘附颗粒以及明显的突起。

最终抛光后，通过原子力显微镜（AFM）对抛光后的表明进行了粗糙度测量，如图 4.7 所示，测试结果表明抛光后的 $20 \times 20 \mu\text{m}^2$ 表面粗糙度，及起伏均方根值为 5 nm 。

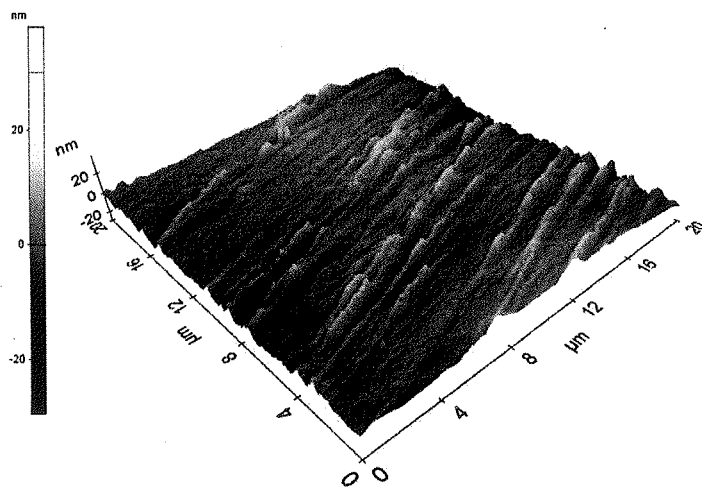


图 4.7 AFM 测量抛光后 InP 衬底表明图片

在背面减薄抛光之后，通过单层 SiN_x 抗反射镀膜减小表面反射率。对于抗反射镀膜，如图 4.8 所示，InP 衬底的折射率为 3.17，空气折射率为 1，根据薄膜光学原理，单层抗反射镀膜的反射率可以由以下公式表示^[101]：

$$R = \frac{r_1^2 + r_2^2 + 2r_1r_2 \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2n_d h\right)}{1 + r_1^2 r_2^2 + 2r_1r_2 \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2n_d h\right)} \quad (4-4)$$

其中, $r_1 = (n_{air} - n_d) / (n_{air} + n_d)$, $r_2 = (n_d - n_{InP}) / (n_d + n_{InP})$, n_d 为 SiN_x 介质膜的折射率, n_{InP} 为 InP 衬底折射率。由于 SiN_x 介质膜是通过等离子体增强化学气相沉积 (PECVD) 技术在高温环境下沉积在 InP 衬底表面。 SiN_x 介质膜的折射率可以通过控制反应气体 SiH_4 和 NH_3 的气体流量、比例、反应压强及生长温度等条件来控制, 不同的折射率对介质膜的反射率影响如图 4.9 所示, 当介质膜为 1.792 附近时, 可以获最低的反射率; 只要 SiN_x 的折射率在 1.7 到 1.9 范围内, 精确控制介质膜的厚度, 可以保证抗反膜的反射率控制在 1% 以内, 可以保证器件能够实现很高的耦合效率。

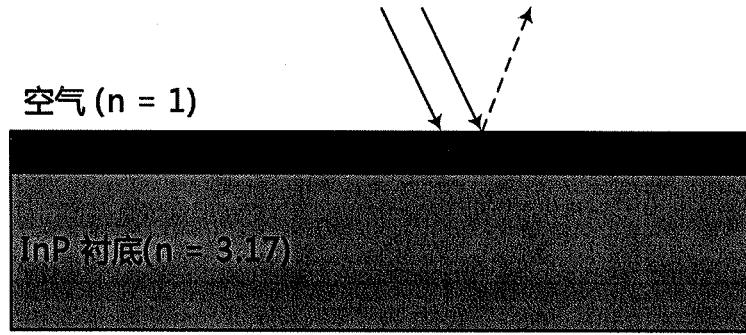
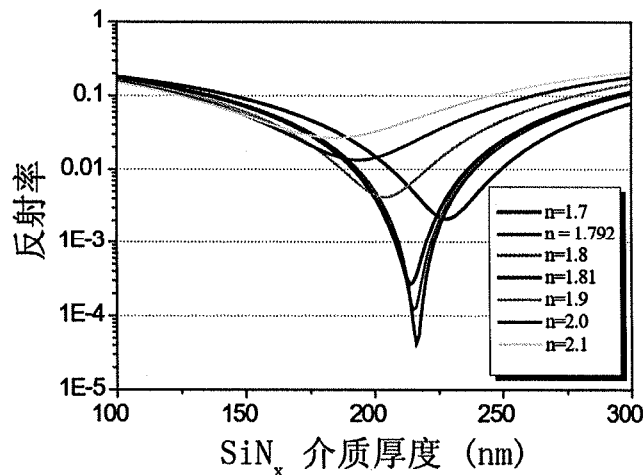


图 4.8 单层抗反射镀膜示意图


 图 4.9 不同 SiN_x 折射率时单层抗反膜反射率随膜厚的变化曲线关系

4.3 背靠背叠层 UTC-PD 的制作工艺

图 4.10 是高性能背靠背叠层 UTC-PD 芯片制作工艺流程图示意图, 主要分为 12 个步骤:

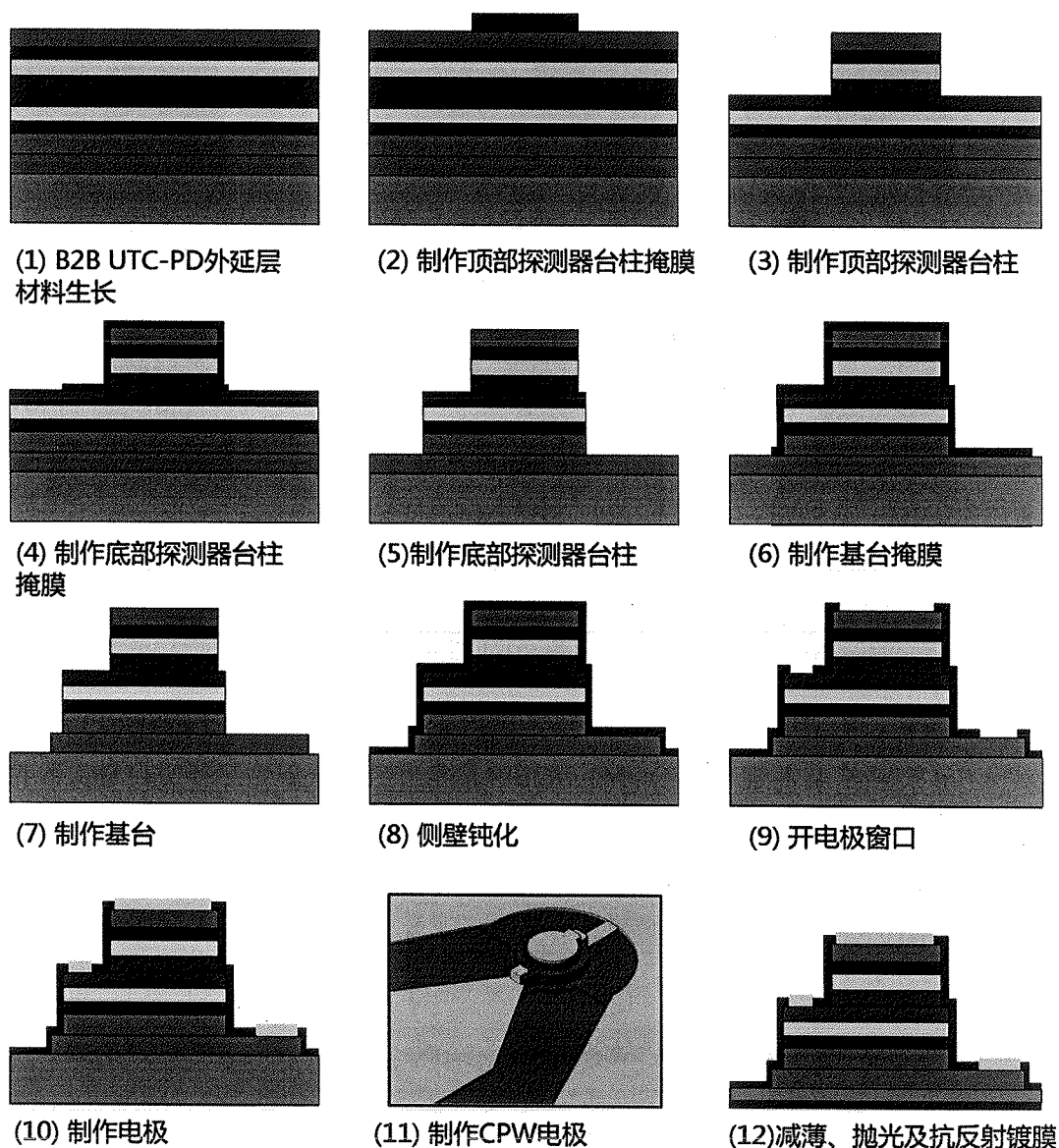


图 4.10 背靠背叠层 UTC-PD 制作工艺流程图示意图

(1) B2B UTC-PD 外延层材料生长。背靠背叠层 UTC-PD 中包含两个探测器外延器, 材料均通过金属有机物化学气相沉积 (MOCVD) 技术在半绝缘 InP 衬底上一次生长完成。通过 MOCVD 先在半绝缘 InP 衬底上生长 P 型重掺杂 InP 缓冲层, 紧接着生长底部探测器部分, 即图 3.1 中所示第 2 至 13 层外延层; 在完成底部探测器部分生长之后, 紧接着生长顶部探测器部分, 及探测器中的第 14 至 24

层外延层。其中顶部探测器和底部探测器部分共享第 13 层作为 n 电极接触层。

(2) 制作顶部探测器台柱掩膜。首先通过 PECVD 沉积 200 nm SiN_x 掩膜, 紧接着在 SiN_x 表面旋转涂布光刻胶 (AZ5214), 在坚膜后通过光刻技术形成顶部探测器部分的台柱图形; 再通过后烘工艺固化光刻胶, 通过反应离子刻蚀机 (RIE) 干法刻蚀 SiN_x 掩膜, 将光刻胶的台柱图形转化到 SiN_x 掩膜上, 最后通过 RIE 氧气辉光的方法去除 SiN_x 顶部光刻胶。

(3) 制作顶部探测器台柱。利用电感应耦合等离子体 (ICP) 干法刻蚀技术和湿法腐蚀技术, 完成顶部探测器台柱的制作。首先, 以 SiN_x 为掩膜、用 ICP 干法刻蚀 InP、InGaAs 层材料至第 14 层 n^+ -InP 层, 刻蚀气体为 $\text{Ar}/\text{Cl}_2/\text{CH}_4$ 气体组合, 刻蚀深度为 1.7 μm ; 干法刻蚀完成后, 通过 $\text{HCl}:\text{H}_2\text{O}$ (3:1) 溶液湿法腐蚀 InP 至第 13 层 InGaAs 腐蚀停止层。并通过湿法腐蚀和干法刻蚀的方法去除顶部残余 SiN_x 掩膜。

(4) 制作底部探测器台柱掩膜。首先通过 PECVD 沉积 200 nm SiN_x 掩膜, 紧接着在 SiN_x 表面旋转涂布光刻胶 (AZ5214), 在坚膜后通过套刻技术形成底部探测器部分的台柱图形; 再通过后烘工艺固化光刻胶, 通过反应离子刻蚀 (RIE) 干法刻蚀 SiN_x 掩膜, 将光刻胶的台柱图形转化到 SiN_x 掩膜上, 最后通过 RIE 氧气辉光的方法去除 SiN_x 顶部光刻胶。

(5) 制作底部探测器台柱。首先, 以 SiN_x 为掩膜、用 ICP 干法刻蚀 InP、InGaAs 层材料至第 3 层 p^+ -InP 层, 刻蚀气体为 $\text{Ar}/\text{Cl}_2/\text{CH}_4$ 气体组合, 刻蚀深度为 1.9 μm ; 干法刻蚀完成后, 通过 $\text{HCl}:\text{H}_2\text{O}$ (3:1) 溶液湿法腐蚀 InP 至第 2 层 InGaAs 腐蚀停止层。并通过湿法腐蚀和干法刻蚀的方法去除顶部残余 SiN_x 掩膜。

(6) 制作基台掩膜。首先通过 PECVD 沉积 200 nm SiN_x 掩膜, 紧接着在 SiN_x 表面旋转涂布光刻胶 (AZ5214), 在坚膜后通过套刻技术形成基台图形; 再通过后烘工艺固化光刻胶, 通过反应离子刻蚀机 (RIE) 干法刻蚀 SiN_x 掩膜, 将光刻胶的台柱图形转化到 SiN_x 掩膜上, 最后通过 RIE 氧气辉光的方法去除 SiN_x 顶部光刻胶。

(7) 制作基台。以 SiN_x 为掩膜、用 ICP 干法刻蚀 InGaAsP、InP 层材料至半绝缘 InP 衬底, 刻蚀气体为 $\text{Ar}/\text{Cl}_2/\text{CH}_4$ 气体组合, 刻蚀深度大于 0.7 μm 即可; 干法刻蚀完成后, 通过湿法腐蚀和干法刻蚀的方法去除顶部残余 SiN_x 掩膜。

(8) 侧壁钝化。通过 PECVD 先后沉积 200 nm SiN_x 介质膜和 800 nm SiO_2 介质膜作为探测器侧壁钝化层, 同时用作绝缘层。

(9) 开电极窗口。利用套刻技术将制作顶部 P1 电极、底部 P2 电极、中间 N 电极图形, 通过 RIE 干法刻蚀去除表面 SiO_2 和 SiN_x , 露出第 24 层 InGaAs、第 2 层 InGaAsP 以及第 13 层 InGaAs 欧姆接触层。最后利用缓冲氢氟酸短暂漂洗欧姆

接触层表面。

(10) 制作电极。利用光刻、溅射、抬离的方法分别制作 P1、P2、N 电极。其中 P1 和 P2 电极金属为 Ti (20 nm) /Pt (10 nm) /Au (200 nm)，N 电极金属为 Ni (10 nm) /Au (200 nm)。

(11) 制作 CPW 电极。CPW 电极，即共面波导传输线，用于提取探测器输出的微波信号。首先通过光刻制作 CPW 电极图形，通过溅射方法制作 Ti (20 nm) /Au (200 nm) 制作电镀导电层，再次套刻制作 CPW 电极图形，以覆盖住无需电镀加厚的区域。采用 EEJA 公司提供的 TEMPEREX MLA200 电镀建浴盐，配合三门峡恒生科技研发有限公司产品柠檬酸金盐（丙二腈合金）制成镀金液，该镀金液为无游离氰的无毒镀金液，可以保证实验室使用安全，同时镀液稳定，镀层表面平整、光亮、均匀性等性质都很好。通过电镀将 CPW 电极加厚至 1 μm 。抬离去除多余电极。

(12) 减薄、抛光及抗反射镀膜。将器件厚度减薄至 100 μm 后，先后采用 SiC 砂纸、金刚石砂纸、抛光布完成对器件背面的抛光工艺，通过 PECVD 沉积折射率为 1.8、厚度 216 nm SiN_x 介质膜，作为背面抗反射膜。

图 4.11 显示了制作厚度额背靠背叠层 UTC-PD 的器件照片。其中左图为光学显微镜照片；右图为扫描电子显微镜 (SEM) 的侧面照片。

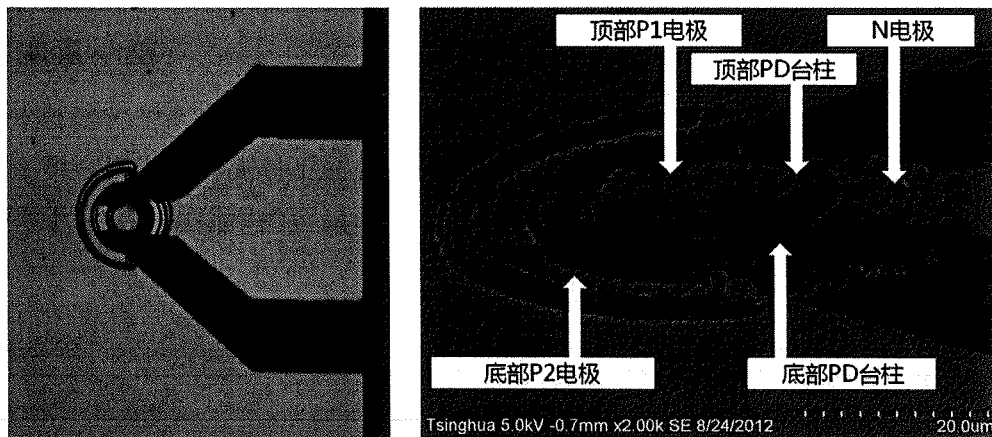


图 4.11 完整制作的背靠背叠层探测器的光学显微镜照片（左图）和扫描电子显微镜（右图）照片

4.4 本章小结

本章研究了高性能探测器的关键制作技术，主要包括低接触电阻电极制作和高效率耦合技术。首先对不同金属电极与半导体接触特性及优化条件作了研究，并获得了低接触电阻率的金属电极制作工艺条件。通过采用低发散角透镜光纤、

对芯片背面减薄、抛光及抗反射镀膜技术，实现了高效率耦合技术。最后，介绍了背靠背探测器的制作方法和制作工艺流程，并最终实现了高性能探测器芯片。

第5章 背靠背叠层 UTC-PD 的性能评测

本章介绍对背靠背叠层 UTC-PD 芯片的性能评测结果。芯片尺寸为两种：直径 $24\ \mu\text{m}$ 和直径 $18\ \mu\text{m}$ 的芯片，其响应度分别高达 $0.86\ \text{A/W}$ 和 $0.83\ \text{A/W}$ 。对于直径 $24\ \mu\text{m}$ 器件，其 3-dB 带宽高达 $28\ \text{GHz}$ ，在 $24\ \text{GHz}$ 下的 1-dB 压缩点为 $62\ \text{mA}$ ，对应输出微波功率 $15\ \text{dBm}$ ；直径 $18\ \mu\text{m}$ 器件展示的带宽超过 $40\ \text{GHz}$ ，在 $30\ \text{GHz}$ 下的 1-dB 压缩点同时高达 $47\ \text{mA}$ ，对应输出微波功率 $12.9\ \text{dBm}$ 。

5.1 背靠背叠层 UTC-PD 的直流特性

首先，我们利用 Agilent 公司产品半导体参数测试仪（4155C）对背靠背探测器二极管特性和暗电流特性进行了测量。

图 5.1 显示了背靠背探测器的正向二极管特性。直径分别为 $18\ \mu\text{m}$ 和 $24\ \mu\text{m}$ 的两种芯片，其开启电压均为 $0.7\ \text{V}$ ，都具有较小的微分电阻，且直径 $24\ \mu\text{m}$ 器件的微分电阻更小。

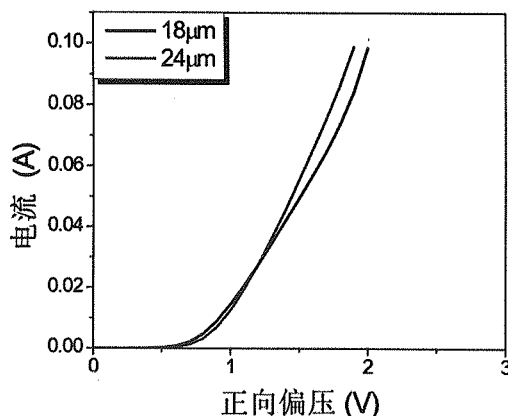
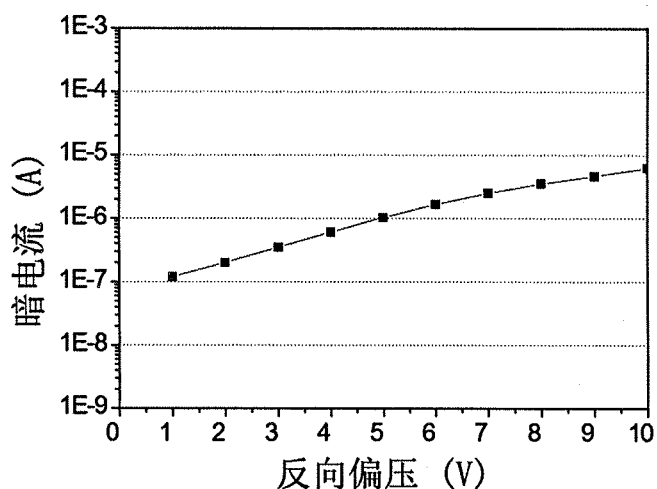


图 5.1 背靠背探测器的正向二极管特性

背靠背探测器暗电流如图 5.2 所示，在 $5\ \text{V}$ 偏压下直径 $24\ \mu\text{m}$ 器件的暗电流约 $1\ \mu\text{A}$ 。探测器暗电流主要产生自 PIN 结体材料的缺陷、刻蚀侧壁表明损伤层及表面悬挂键，而产生-复合电流及扩散电流在该器件中可以忽略。

图 5.2 直径 24 μm 背靠背叠层 UTC-PD 暗电流特性

5.2 背靠背叠层 UTC-PD 响应度及原理验证

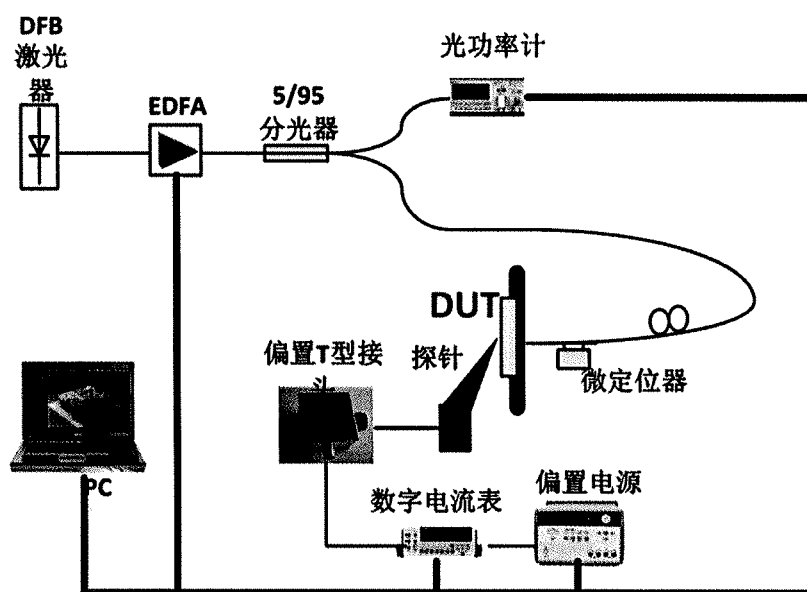


图 5.3 探测器响应度测试系统

将图 2.6 中所示探测器频率响应特性测量系统略加修改,即可搭成探测器响应度测试系统。通过 KEOPSY 公司产品 EDFA 将分布反馈式激光器出射光进行放大后,通过 95/5 耦合器将其中 95%光耦合到探测器中,另外 5%输入光功率光功率计以检测光功率;直流电源与电流表串联后通过 Bias Tee 及微波探针加载到探测器芯片上。通过检测 5%这一路的光功率及两路输出光之间的比值,可以算出输

入到探测器中的光功率；同时电脑通过 GPIB 接口同时控制 EDFA、光功率计、直流电源、数字电流表。电脑控制 EDFA 调整泵浦电流，同时通过 GPIB 结构记录光功率计读数和数字电流表的读数，再结合耦合器两路输出之间光功率的分配比，从而计算出探测器的响应度。

耦合到探测器的光纤选择从楚星光纤公司定制的低发散角光纤，并通过六轴电动步进电机精确控制光纤耦合，保证实现最高耦合效率。

5.2.1 背靠背叠层 UTC-PD 的响应度

表 5.1 记录了直径 24 μm 背靠背叠层 UTC-PD 在 8 V、9 V、10 V 等不同偏压下的响应度测试结果。实验结果表明，该探测器的响应度高达 0.86 A/W，证明了该探测器可以实现很高的响应度。同时该结果与理论预测的响应度 0.93 A/W 非常接近，也直接证明了本论文为实现高耦合效率所采取的低发散角光纤以及芯片背面减薄、抛光、抗反射镀膜等技术非常有效。

表 5.1 直径 24 μm 背靠背叠层 UTC-PD 在不同偏压下的响应度

输入光功率 (dBm)	响应度 (A/W)		
	@8 V	@9 V	@10 V
3.6	0.81	0.82	0.83
8.9	0.82	0.84	0.86
11.3	0.77	0.81	0.86
12.9	0.70	0.73	0.77

对于直径 18 μm 的芯片，其在 8 V、9 V、10 V 偏压下的响应度测试结果如表 5.2 所示，虽然该器件面积比直径 24 μm 小了近一半，但响应度仍然高达 0.83 A/W。该结果说明低发散角耦合光纤对即使尺寸较小的器件，也同样能够实现高耦合效率。

表 5.2 直径 18 μm 背靠背叠层 UTC-PD 在不同偏压下的响应度

输入光功率 (dBm)	响应度 (A/W)		
	@8 V	@9 V	@10 V
9.3	0.77	0.80	0.81
11.4	0.74	0.78	0.83
12.5	0.73	0.78	0.82

5.2.2 背靠背叠层 UTC-PD 的工作原理验证

在背靠背叠层 UTC-PD 设计中, 本论文提出该探测器是由上下两个探测部分同时工作。为此, 我们设计一套实验方案以验证该背靠背叠层探测器的设计原理: 通过用 SiN_x 介质膜将背靠背叠层 UTC-PD 的底部 P 电极覆盖、从而仅从顶部 P 电极和 N 电极提取电流信号, 如图 5.4 所示, 因而提取出来的电流信号仅为顶部探测部分的光电流信号, 并将顶部探测器的光电流与相同输入光功率下整体背靠背叠层 UTC-PD 的光电流进行对比, 如图 5.5 所示。实验结果显示, 在相同注入光功率下, 单独由顶部探测器的输出的光电流为整体背靠背探测器的一半, 既说明上下两个探测部分同时对整体背靠背探测器的输出有功效, 同时说明上下两个探测部分贡献的光电流大小相当, 与理论设计值一致。因而可以保证上下两个探测部分几乎同时达到饱和, 使得整体探测器具有最好的饱和特性。

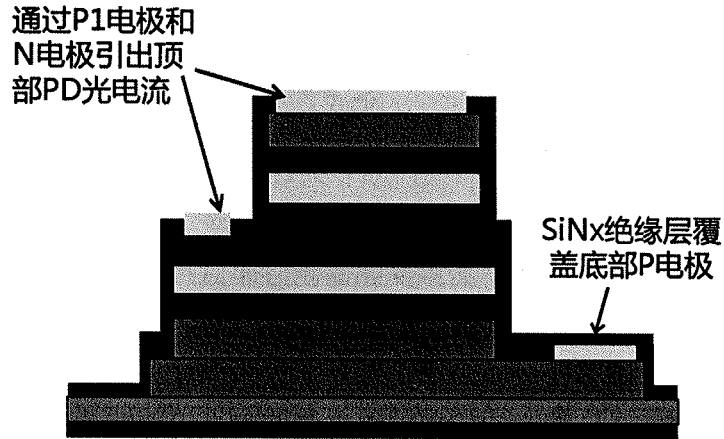


图 5.4 用于背靠背叠层 UTC-PD 原理验证方案示意图

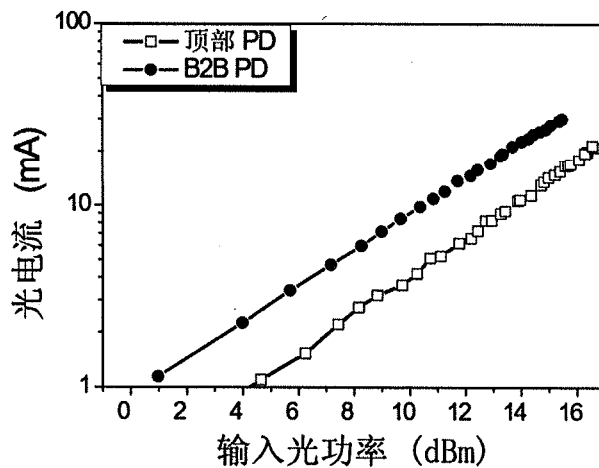


图 5.5 顶部探测器对背靠背叠层 UTC-PD 光电流贡献与整体光电流对比。

5.3 背靠背叠层 UTC-PD 频率响应特性

背靠背叠层 UTC-PD 的频率响应特性由图 2.6 所示测试系统进行测量。在试验中，调整两个激光器功率和偏振关系使其产生调制深度为 100% 的拍频信号，然后输入到光探测器中。通过直流电源和 Bias Tee，可以改变探测器的外加反向偏压；同时通过调整 EDFA 的泵浦电流可以实现探测入射光功率大小的调整。

直径 $24\text{ }\mu\text{m}$ 器件顶部 PD 结面积为 $380\text{ }\mu\text{m}^2$ ，底部 PD 结面积为 $700\text{ }\mu\text{m}^2$ ，总面积为 $1080\text{ }\mu\text{m}^2$ 。由于底部探测器需要支撑处于 N 型欧姆接触层上的 N 电极，因而其面积要比顶部探测器的面积大。在 3 V 反向偏压下、不同光电流下的直径 $24\text{ }\mu\text{m}$ 器件的频率响应特性如图 5.6 所示。数据显示，在 3 V 偏压下，背靠背探测器频率响应曲线随光电流大小不同差异较小。其中，以 3 V 偏压、 30 mA 电流情况为例，其归一化的曲线如图 5.7 所示，显示该探测器带宽高达 28 GHz 。

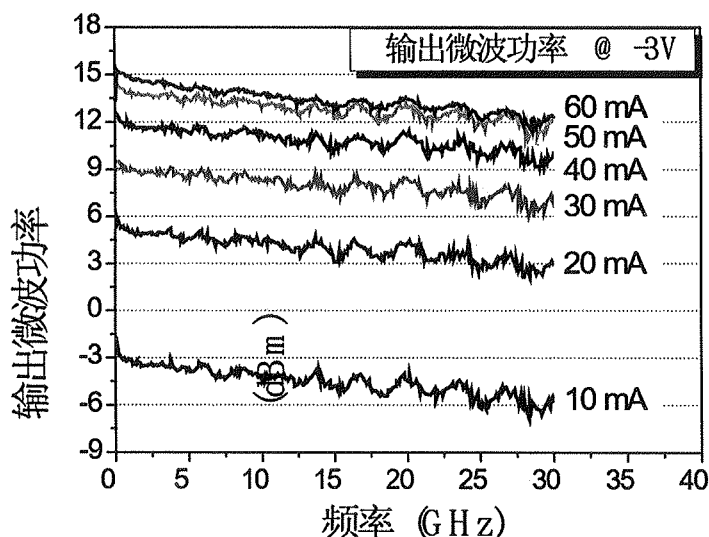


图 5.6 直径 $24\text{ }\mu\text{m}$ 器件在不同光电流下的频率响应曲线。

图 5.8 总结了直径 $24\text{ }\mu\text{m}$ 背靠背叠层 UTC-PD 在不同反向偏压和不同光电流情况下的 3-dB 带宽的数据。结果显示，当光电流较低时，该器件频率响应带宽也较低，而当通过提升 EDFA 的泵浦功率而使得光电流提高时，该器件的 3-dB 带宽也随之有明显提升；当光电流为 $30\text{ mA}\sim 40\text{ mA}$ 时，该器件的带宽达到最大值；当电流进一步增加时，探测器的响应带宽却随之呈下降趋势。

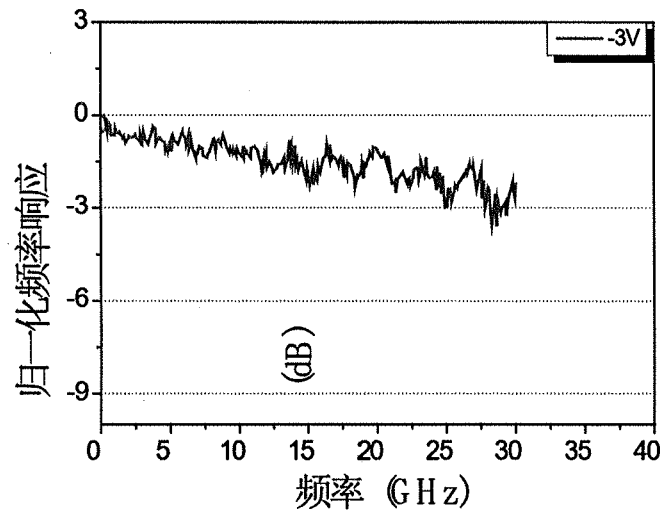


图 5.7 直径 24 μm 器件在 3 V 偏压、30 mA 下的归一化频率响应曲线

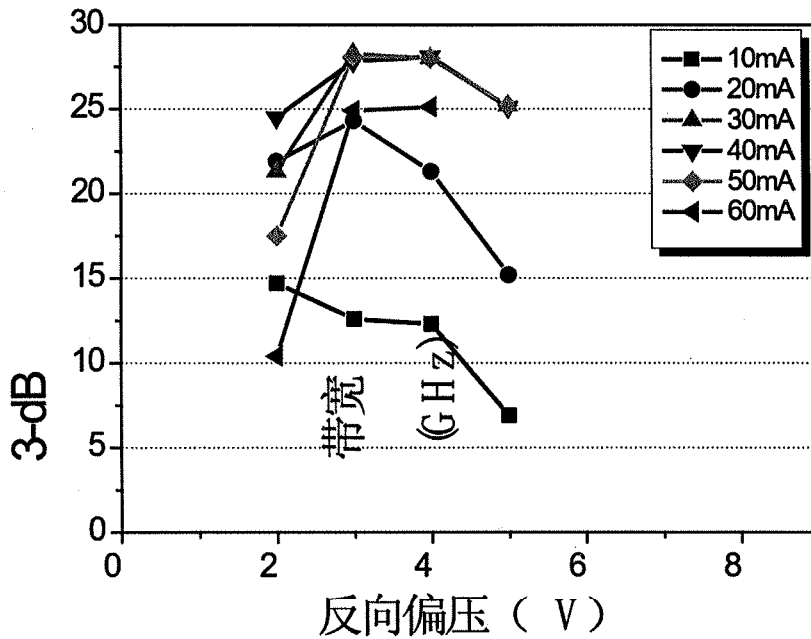


图 5.8 不同偏压、不同光电流下直径 24 μm 背靠背叠层 UTC-PD 的 3-dB 带宽

以 3V 偏压为例，当光电流为 10 mA 时，器件响应带宽仅为 12.6 GHz，而当光电流增加到 20 mA，其频率响应有了明显改善。这是因为在较低光电流时，如图 5.6 中所示，10 mA 的响应曲线存在一个明显的低频陡降，在 0~200 MHz 范围内频率响应降了 1.1 dB；而当光电流升高时，其频率响应曲线中却没有该低频陡降

现象。虽然目前还无法确定造成该低频陡降现象的原因,但根据理解,认为不完善的电极接触以及电极结构是可能造成该现象的原因。具体的原因尚在进一步探索之中。当光电流进一步提升至 30 mA~50 mA 范围内,该器件的频率响应带宽也达到最大值,为 28 GHz。继续提升光电流至 60 mA,观察到频响特性的出现了一定程度的恶化。这是由于在 3V 偏压下,当电流提升至 60 mA,光生载流子对电场的屏蔽作用,导致耗尽区内电场过低,使得从耗尽区提取光生载流子的过程变得更为困难,因而出现了器件的饱和现象。

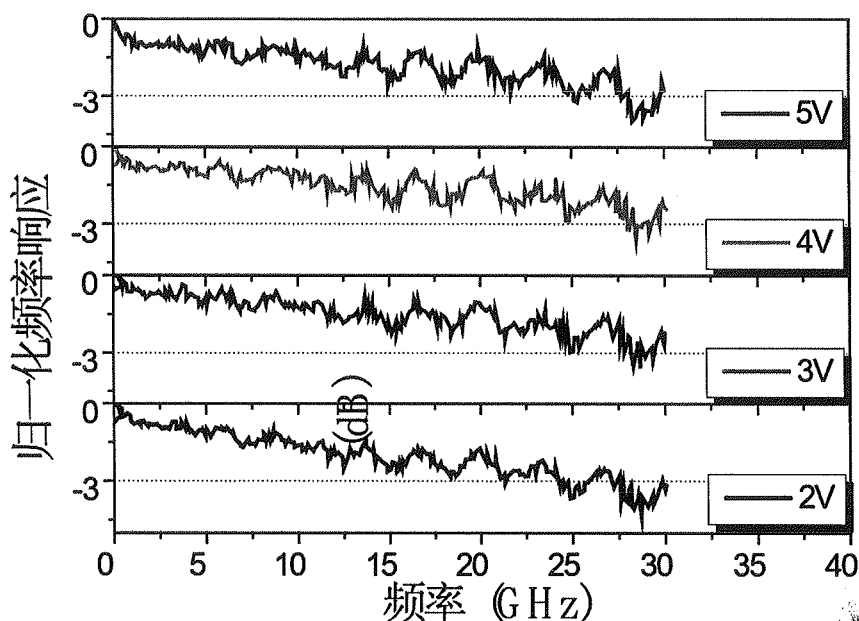


图 5.9 光电流 30 mA、不同偏压下直径 24 mm 背靠背叠层 UTC-PD 的归一化频率响应曲线

同时,从图 5.8 中也可以看出,当光电流固定时,改变探测器的偏压也会导致频率响应有很大的变化。以光电流为 30 mA 情况为例,图 5.9 为 2~5V 不同偏压下该器件频率响应归一化曲线,当器件反向偏压为 2 V 时,探测器的带宽为 21.3 GHz;当偏压增加到 3 V 时,其频率响应曲线有略微改善,带宽增加至 28 GHz;当偏压进一步增加至 5 V,其频率响应出现一定的恶化迹象。这是因为,在偏压较低时,耗尽区内电场强度也较低,不利于载流子顺利被扫出耗尽区,载流子渡越时间相对较长,因而带宽较低;而当偏压为 5 V 时,此时耗尽区内电场相对较强,载流子以饱和速率运动;相反在 3 V 或 4 V 偏压下,载流子具有更快的输运过程。这是可能由于载流子由 p 型吸收区通过扩散运动进入耗尽区后,在电场加速作用下开始运动,属于电子的瞬态输运过程。在瞬态输运过程中,若电子受到的电场

作用太小, 电子的平均运动速率较低; 而若电子受到的电场作用太强, 电子从电场获取的能量过高, 导致电子受到的能谷间散射作用增加, 从而使得电子的平均漂移速率降低; 只有电子受到强度适中的电场, 电子可以以高于饱和漂移速率的状态在耗尽区内输运, 因而可以实现更高的响应速率^[56]。

直径 $18\text{ }\mu\text{m}$ 器件顶部 PD 结面积为 $200\text{ }\mu\text{m}^2$, 底部 PD 结面积为 $418\text{ }\mu\text{m}^2$, 总面积为 $618\text{ }\mu\text{m}^2$, 因而该器件频率响应带宽理论上高于直径 $24\text{ }\mu\text{m}$ 的器件。直径 $18\text{ }\mu\text{m}$ 器件的 3-dB 响应曲线如图 5.10 所示, 该器件 3-dB 带宽超过 40 GHz 。由于目前本实验室测试系统只能测试到 40 GHz 带宽, 故 40 GHz 以上数据目前还无法给出。需要特别指出的是, 对于台面型结构探测器, 本论文制作直径 $18\text{ }\mu\text{m}$ 背靠背叠层 UTC-PD 是首次同时实现响应度大于 0.8 A/W 、且 3-dB 带宽高达 40 GHz 的台面型结构探测器。

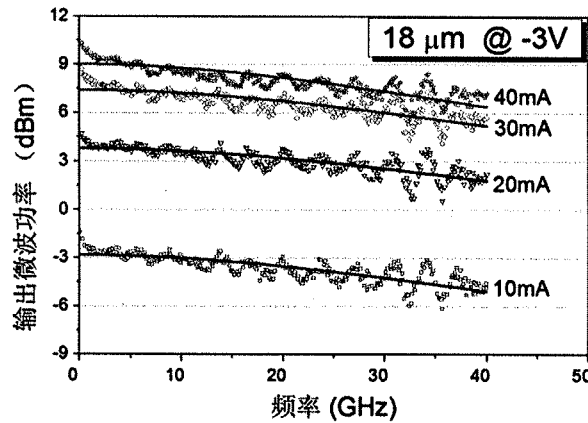


图 5.10 直径 $18\text{ }\mu\text{m}$ 器件在不同光电流下的频率响应曲线。

将 $18\text{ }\mu\text{m}$ 和 $24\text{ }\mu\text{m}$ 背靠背叠层 UTC 探测器带宽测试结果与表 3.2 中所述理论计算结果相比, 实验测试的器件带宽优于理论计算结果。这主要由以下两方面原因造成的:

(1) 实际器件的电容要小于计算的器件电容。

首先, 以 $24\text{ }\mu\text{m}$ 芯片为例, 虽然掩膜设计尺寸为 $24\text{ }\mu\text{m}$, 但器件在探测器芯片制造过程中由于制作工艺误差和干法刻蚀、湿法腐蚀过程中的侧蚀效果, 导致实际的台面尺寸比设计尺寸的要小。同时由于台面是圆形台柱, 在采用 HCl 湿法腐蚀 InP 材料时, 不可避免地在 [110] 方向存在严重的钻蚀效果, 如图 5.11 所示。

其次, 在计算结电容时所采用的耗尽区厚度为外延层设计参数, 而在实际操作中, 当探测器被加载反向偏压时, 由于在反向偏压下的作用, 导致耗尽区厚度增加。假设该背靠背叠层探测器实际生长出的外延层掺杂情况及各层厚度均与设计值完全一样, 且不考虑杂质扩散, 根据 Nextnano 软件仿真结果, 在 6 V 反向偏

压下探测器的实际耗尽宽度增加 50 nm，即实际耗尽区宽度为 885 nm。

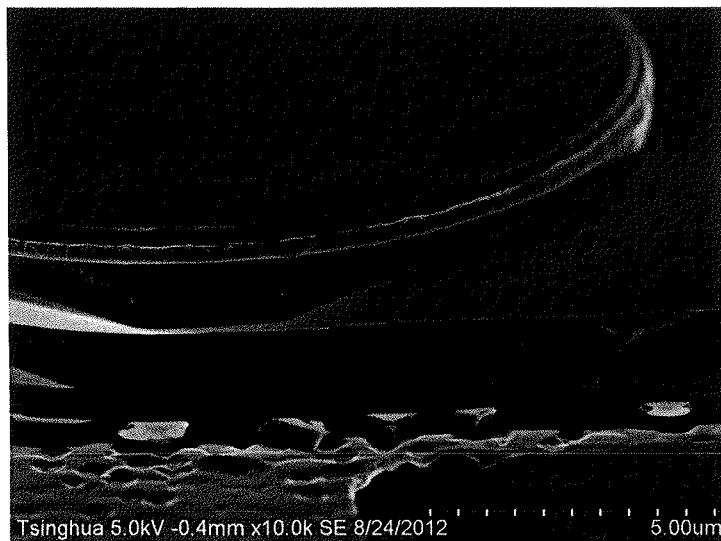


图 5.11 干法刻蚀和湿法腐蚀后的器件侧壁侧蚀效果示意图

在第三章中计算器件的电容时，并没有考虑到以上所述的实际工艺中造成的器件尺寸缩减、以及在反向偏压下耗尽区宽度增加等两方面原因。为此，我们通过采用网络分析仪，测试该探测器的反射参数 S_{11} ，并通过 S_{11} 参数提取探测器的电容值，如表 5.3 所示。对于直径 24 μm 器件，从 S_{11} 提取出的电容值仅为 103 fF，远小于理论计算的 143 fF；而对于直径 18 μm 器件，其从 S_{11} 提取的电容值也仅为 68 fF，小于理论计算的 81 fF。

表 5.3 结电容理论计算值与从 S_{11} 参数提取值的对比

	器件 I	器件 II
器件直径 (μm)	18	24
结电容计算值 (fF)	81	143
根据 S_{11} 参数提取电容 (fF) @4 V, 20 GHz	68	103

(2) 实际载流子渡越时间小于按照饱和漂移速率计算的载流子渡越时间。

在第三章 3.3.2 节对载流子的渡越时间计算中，我们对耗尽区的载流子漂移速率作了近似处理，近似为强电场下的饱和漂移速率 $7 \times 10^4 \text{ cm/s}$ ，因而得到载流子渡越时间限制的带宽为 31.6 GHz，小于 18 μm 器件带宽测试结果。这说明在估算载流子渡越时间时所采用的模型不够精确。在实际电子输运过程中，电子载流子由 p

型吸收区通过扩散运动进入耗尽区后, 电场加速作用下开始运动, 属于电子的瞬态输运过程。电子的瞬态输运过程比较复杂, 在本论文中并未对其瞬态输运过程做实验研究。根据文献报道, 在瞬态输运过程中, 只要电子受到的电场强度合适, 电子的平均漂移速率能够远高于其饱和漂移速率, 从而实现更高的带宽。

5.4 背靠背叠层 UTC-PD 饱和特性

利用图 2.6 所示测量探测器频率响应特性的系统, 固定两个激光器之间的波长差以产生频率固定的微波信号, 并改变 EDFA 的泵浦电流, 同时测量探测器输出微波信号的功率值, 即可完成对探测器交流工作下饱和特性的测量。

图 5.12 显示了在两个激光器产生频率为 24 GHz 的拍频信号时, 直径 24 μm 背靠背叠层 UTC-PD 在 2 V、3 V、4 V 和 5 V 偏压下的输出微波功率随光电流的变化关系。其中探测器的负载为 50 Ω 。测试结果显示, 随着加载在探测器两端的偏压增加, 其饱和点也不断增加。在偏压为 2 V 时, 该器件 1-dB 压缩点电流为 25 mA, 对应 24 GHz 下的饱和输出功率 6.65 dBm; 而当偏压增加至 5 V 时, 该器件的 1-dB 压缩点电流增加到 62 mA, 对应微波输出饱和功率 15 dBm。随着偏压增加, 器件的饱和特性也改善, 验证了第二章中对探测器饱和机制的分析。当进一步提高偏压至 6 V 以上, 实验结果表明即使电流高达 75 mA 以上也未能测出明显的饱和现象, 但此时探测器内热现象明显、导致器件容易烧毁。

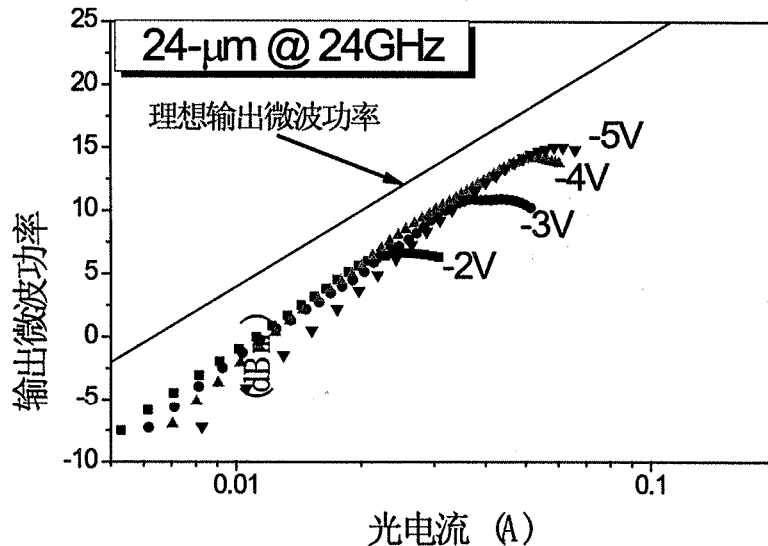


图 5.12 在 24 GHz、不同偏压下直径 24 μm 背靠背叠层 UTC-PD 输出到 50 Ω 负载的微波功率

表 5.4 列出了直径 24 μm 器件在不同微波频率下的 1-dB 饱和点电流和饱和输

出微波功率的对比。数据表明, 偏压为 5 V 时, 微波频率为 10 GHz 时 1-dB 压缩点电流为 78 mA, 对应饱和输出微波功率 18.2dBm, 而当微波频率增加到 24 GHz, 1-dB 压缩点电流减小到 62 mA, 响应饱和输出微波功率也减小至 15 dBm。根据前面所分析, 频率较高时负载偏压摆幅对探测器的影响变小, 在高频下应该有更高的 1-dB 压缩点电流。但是, 对于该器件, 当偏压固定时, 不同光电流下的频率响应曲线变化很大。如图 5.8 所示, 在光电流较低时, 器件带宽较小; 随着光电流增加, 器件带宽在 30~40 mA 内达到最高值; 当光电流进一步增加, 该器件的频率响应带宽呈现下降趋势。因此, 在高电流情况下, 由于高频出频率响应下降明显, 24 GHz 下表现出的饱和点电流要小于 10 GHz 下的饱和点电流。

表 5.4 不同偏压下直径 24 μm 背靠背叠层 UTC-PD 的 1-dB 压缩点电流和输出微波功率

偏压(V)	1-dB 压缩点电流 (mA)		饱和输出功率 (dBm)	
	@10 GHz	@24 GHz	@10 GHz	@24 GHz
2	38	25	10.6	6.65
3	57	39	14.9	10.8
4	70	54	17.4	14.2
5	78	62	18.2	15

直径 18 μm 器件在 30 GHz 下的饱和特性如图 5.13 所示, 在 2 V、3 V 和 4 V 偏压下, 该器件 1-dB 压缩点电流分别为 28mA、37mA 和 47mA, 对应微波输出功率高达 7 dBm、11.1 dBm 和 12.9 dBm。

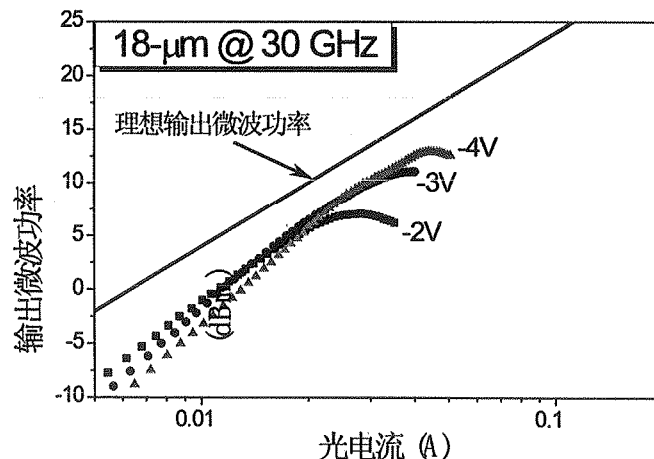


图 5.13 在 30 GHz、不同偏压下直径 18 μm 背靠背叠层 UTC-PD 输出到 50 Ω 负载微波功

5.5 本章小结

本章对背靠背叠层 UTC-PD 器件性能进行了研究,并对器件原理进行了验证。通过对比顶部探测部分及整体探测器的响应度,验证了上下两个光探测器均对整个器件有贡献。测试结果表明,直径 $18\text{ }\mu\text{m}$ 和 $24\text{ }\mu\text{m}$ 器件响应度分别高达 0.83 A/W 和 0.86 A/W ; 直径 $18\text{ }\mu\text{m}$ 器件带宽超过 40 GHz , 4 V 、 30 GHz 下 1-dB 压缩点光电流高达 47 mA , 对应饱和功率为 12.9 dBm ; 直径 $24\text{ }\mu\text{m}$ 器件带宽高达 28 GHz , 在 5 V 、 24 GHz 下的 1-dB 压缩点光电流高达 62 mA , 对应饱和输出微波功率为 15 dBm 。

本论文所提出的背靠背叠层 UTC-PD, 既具有高响应度、高饱和特性, 同时具有很高的响应带宽。制作出的直径 $18\text{ }\mu\text{m}$ 器件是目前第一个实现响应度高于 0.8 A/W 、带宽高于 40 GHz 的台面型结构半导体探测器。

第6章 高性能探测器模块制作研究

本章主要介绍高性能探测器的模块封装技术，主要针对封装结构设计、微波传输线的制作、倒装焊技术等进行了研究。本章为背入射式台面型探测器设计了基于倒装焊结构的封装结构，实现了高耦合效率、高稳定性的高性能探测器模块封装。其次，对高频微波传输线设计、倒装焊封装技术进行了研究。

本实验室在对激光器、电吸收调制器等芯片方面的封装已经有多年的研究，这方面的研究成果能够给探测器的封装带来很多技术方面的帮助^[102-104]。同时，在探测器芯片的封装方面，本实验室也已进行了初步的研究^[105]。本章在已有实验基础上进一步对高性能探测器的封装进行研究和制作。

6.1 台面型背入射式探测器的封装结构设计

目前，市场上常见的高性能探测器模块封装方式有双列直插式封装，TO（同轴）封装和蝶式封装等结构^[106-107]。对于需要实现高耦合效率、高数据传输速率、且高功率光电探测器的封装，要求封装方式具有很高的可靠性、稳定性及导热性能，因此封装方式选择尤为重要。

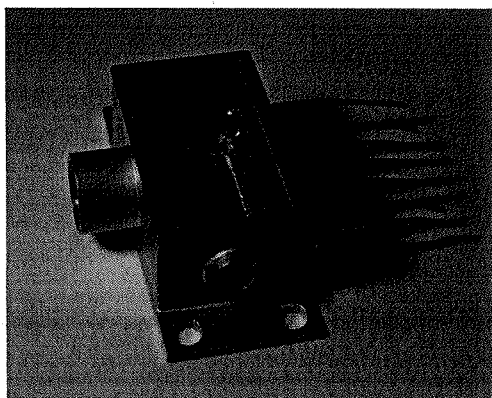


图 6.1 蝶式封装的 DFB-EA 集成光源模块^[104]

图 6.1 是一个典型蝶式封装的 DFB-EA 集成光源模块。对于蝶式封装，由于其关键和电路板分布在腔体两边，既能够充分利用空间、同时给了内部电路设计布局更多灵活性，通过管壳从两旁将信号引出或加载电信号，减小了传输线的长度。同时管壳可改作扁平形状，方便焊接、光纤耦合等需要在腔内的操作。此外，利用多层陶瓷板增加线路布局与功能，可提高封装器件的电学和光学特性。

但是市场上目前没有合适的直接可用的针对台面型背入射式探测器的封装管壳。因此,我们选择基于蝶式封装方式设计了基于倒装焊方式的封装结构来完成高功率光探测器的封装,如图 6.2 所示。

探测器芯片通过倒装焊方式与 AlN 基共面波导微波传输线焊接在一起后,通过压焊方式与 Al_2O_3 基微带传输线相连,在通过焊料焊接方式实现微带线与 K 接头连续。探测器的外加偏压以及微波信号的输出,都通过 K 接头完成。光纤从管壳的一端伸入到探测器背面,从而获得很高的耦合效率。在完成 K 接头焊接、传输线及芯片倒装焊、光纤耦合后,再通过焊接方式将管壳进行密封。

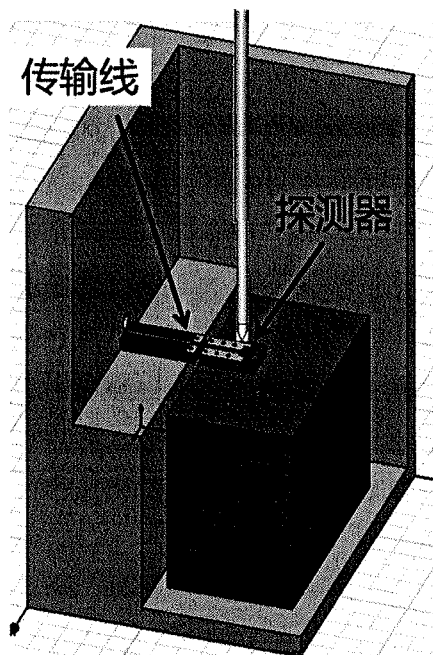


图 6.2 高性能背入射式台面型结构探测器模块封装结构示意图

6.2 高速微波传输线的设计

表 6.1 常用热沉材料的导热系数

热沉材料	热导率系数 $[\text{W}/(\text{m}\cdot\text{K})]$
GaAs	48
蓝宝石(Al_2O_3)	35
AlN	190
单晶 Si	150

在高功率探测器封装模块中,微波传输线不仅起到传输微波信号的作用,同时要解决 InP 基探测器所面临的散热问题、缓解探测器在高功率工作时产生的热效

应,从而提高探测器的性能、稳定性及使用寿命。在主要的几种热沉材料中,如表 6.1 所示,AIN 具有最佳的导热性能^[108],且基于 AIN 衬底的微波传输线的制作工艺成熟,所以我们选择用 AIN 作为光探测器用微波传输线的热沉材料。

对于用来微波信号传输的 GCPW 传输线,前期本实验室已经在 40 Gb/s 高速集成光源模块封装设计时有过相关的研究^[105]。微波传输线由两部分组成,一部分是接地共面波导(GCPW),另一部分是微带线,如图 6.3 所示。其中接地共面波导(GCPW)为 AIN 衬底,而微带线为 Al_2O_3 衬底。由于微波热沉需要与探测器芯片进行倒装焊相连,因此微波热沉也需要共面波导才能有效的将探测器的微波信号耦合到微波传输线上。在实际封装时,光探测器产生的微波信号最终要通过同轴传输线传输到外部器件。但是 GCPW 的电极结构并不适合与同轴传输线直接相连,因此需要设计从同轴电缆到 GCPW 传输线的波导转换结构,而微带线正是为了实现这一功能。而微带线采用 Al_2O_3 的原因是,AIN 衬底不适合用来制作微带线。采用 AIN 衬底制作微带线,由于其厚度 $H=0.47\text{ mm}$,相对介电常数 $\epsilon_r=8.8$,利用阻抗计算器 Txlinc 计算可以得到微带线的上电极宽度 $W=0.61\text{ mm}$,这时微带线部分会近似成为平行平板波导,其主模与同轴线耦合时会有较大损耗。

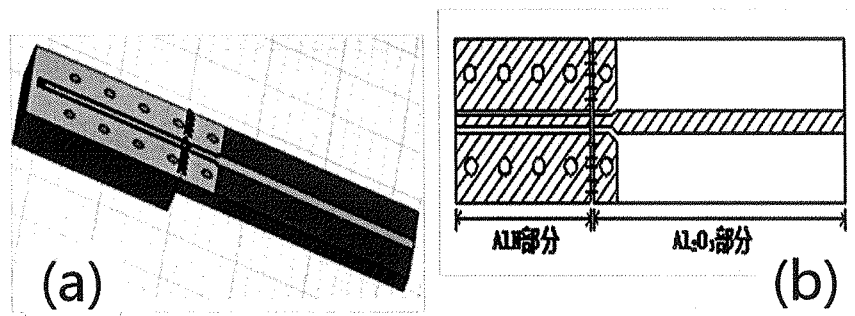


图 6.3 微波传输线立体图 (a) 和俯视图 (b)。

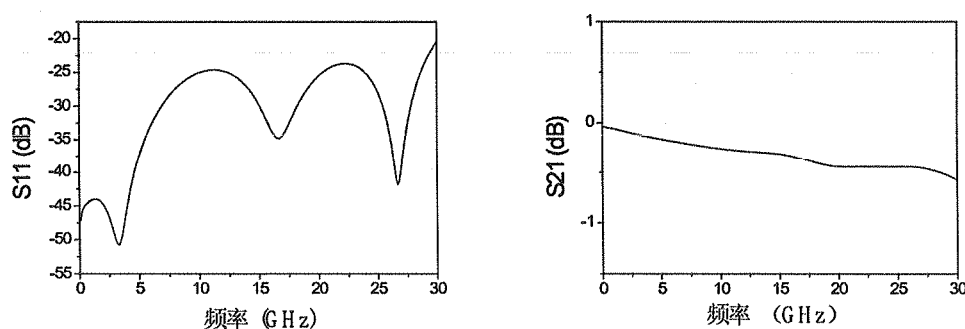


图 6.4 微波传输线的微波特性仿真结果。(左) 反射特性曲线; (右) 传输特性曲线

我们使用微波仿真软件对图 6.3 所示微波传输线按照实际尺寸和参数建立模

型、并进行了仿真,其传输曲线如图 6.3 所示。仿真结果表明,在 25 GHz 范围内,其传输损耗保持在 0.5 dB 以内,同时反射曲线在 25 GHz 范围内保持平滑且不存在谐振峰,反射特性优于-25 dB。

6.3 倒装焊封装技术

该封装方式的核心,是通过倒装焊的方式将背入射式探测器与微波传输线进行焊接。对于目前工业界常用的倒装焊方法中,采用金球颗粒焊接是现在最简单、最直接的方法,而且散热性也较好。但是也有它的局限性,即焊点尺寸过大,难以满足需要制作 10~40 μm 尺寸焊点的应用。用金球做焊料的焊接方式一般是热压,热超声等方法。

为此,本论文中采用电镀的方法制作焊点。电镀原料采用 EEJA 公司提供的 AuSn 合金电镀系列产品 GALVANOMEISTER GT1000、配合柠檬酸金盐制成 AuSn 焊料电镀液。选择这种电镀液的主要优点是镀液稳定、电镀均匀、镀层平整光亮、AuSn 组分固定、耐腐蚀,且为无铅焊料,低熔点(低于 300 $^{\circ}\text{C}$)。

以下为 AuSn 合金电镀液配制过程:

- (1) 将 0.5 L GT1000 建浴剂放置于设置有加热及搅拌装置的干净容器内;
- (2) 另取量杯先放入 60 mL 温水(50 $^{\circ}\text{C}$),然后将柠檬酸金 19.6 g(金含量率为每 100 g 中含金 51.0 wt%)放入温水中完全溶解;
- (3) 将步骤(1)准备好的 GT1000 建浴剂强力搅拌后,加入步骤(2)准备好的柠檬酸金溶液缓慢加入;
- (4) 从步骤(3)制作的电镀液中取出 50 ml,在液温 25 $^{\circ}\text{C}$ 时测定 pH 值及比重,当 PH 在 3.9~4.1,比重在 9.0~11.0 时,将测量用电镀液倒回去。如 pH 比基准值高时,使用 GT000 ASID 调低 PH 值;如 PH 值比基准值低,使用 GT1000 BASIC 将 PH 值调高;
- (5) 将电镀液温度调整到 40 $^{\circ}\text{C}$,然后强力搅拌 30 分钟以上。电镀液制作完成。

利用配置好的电镀溶液和事先做好的 AlN 基微波传输线热沉,进行镀金焊点的制作。具体流程如下:

- (1) 清洗 AlN 热沉。光刻制作电镀图形。由于电镀层厚度较厚(约 6 μm),根据抬离对光刻胶厚度的要求,胶厚要比需要抬离金属层厚度厚 30%以上才能保证有效的抬离。因此光刻采用 Clariant 公司生产的 AZ P4620 正胶,可以保证光刻胶有足够的厚度,同时该光刻胶在显影后侧壁垂直度较好,易于形成图形较好的电镀层。AZ P4620 正胶通过旋转涂布方式在 AlN 热沉表面形成均匀光刻胶,涂布

转速 4000 转/min, 并置于热板上(温度 90℃) 前烘 3 min。曝光过程采用断续曝光方法, 曝光 10 s, 静置 120 s, 重复 3 次。

(2) 通过磁控溅射在热沉表面溅射 Ti (20 nm) /Au (200 nm) 电极, 作为电镀种子层。同时 Ti 层使得镀金层和热沉有更好的结合力。

(3) 通过套刻技术再次光刻制作电镀图形, 保护无需进行电镀的区域。

(4) 电镀制作 AuSn 焊层。将热沉置于电镀液, 并与阴极相连, 进行电镀。电镀时保持镀液温度为 40℃, 电流密度 0.75 ASD (A/dm^2), 电镀速率约 15 $\mu m/48$ min。电镀时间 20 min, 厚度约 6 μm 。通过抬离方法去除多余 TiAu 电镀导电层。

AuSn 焊点的电镀效果图如图 6.5 所示, 其中金黄色区域为共面微波传输线的电极, 银白色方块区域为 AuSn 焊点。此外, 我们还在 CPW 外制作了两个方块用以支撑倒装焊探测器。通过升温实验, 该 AuSn 焊点的熔点约 260 ℃。

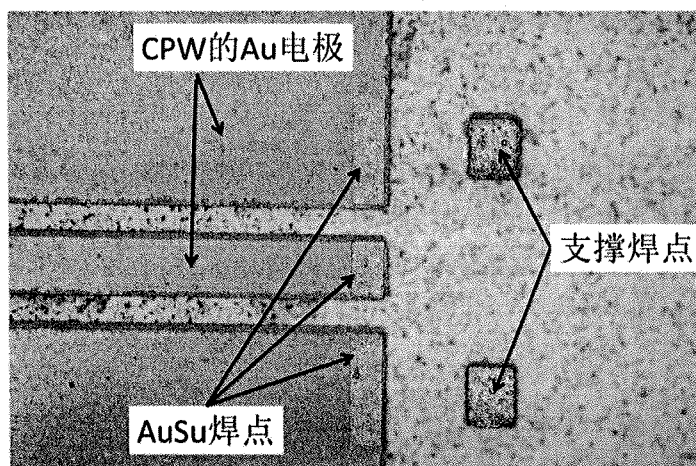


图 6.5 制作有 AuSn 焊点的 AlN 微波传输线 (CPW)

(5) 通过倒装焊机, 将探测器芯片与含有 AuSn 焊点的 AlN 热沉对准后压紧, 通过升温至 260 ℃使 AuSn 焊料融化。再通过降温, 使探测器芯片与 AlN 热沉完成倒装焊焊接。

完成倒装焊封装后的探测器芯片及 AlN 热沉如图 6.6 所示。

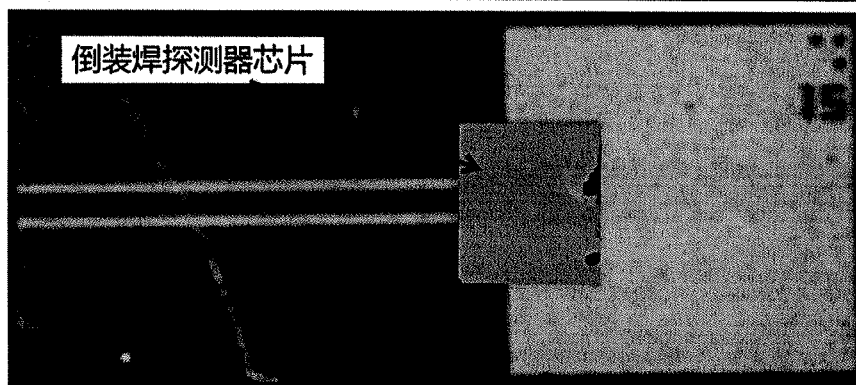


图 6.6 完成倒装焊封装的 AlN 热沉及探测器芯片示意图。

6.4 基于倒装焊的封装模块

在完成芯片的倒装焊后，整个模块封装过程如下：

(1) 安装 K 接头。

我们使用的 Anritsu 公司的 K 接头，型号 K100，其最高焊接温度是 310 °C，传输速率可达 40GHz，反射损耗为 15 dB，工作温度在 -55 °C 到 125 °C 之间。如图 6.7 所示，焊接时将 K 接头芯柱放置在封装管壳对应焊接处，同时从焊料孔放入纯 Sn 焊锡丝，加温至焊锡丝熔点 231 °C 以上，待焊锡丝完全融化后，降温并静置冷却即可完成 K 接头芯柱的焊接。

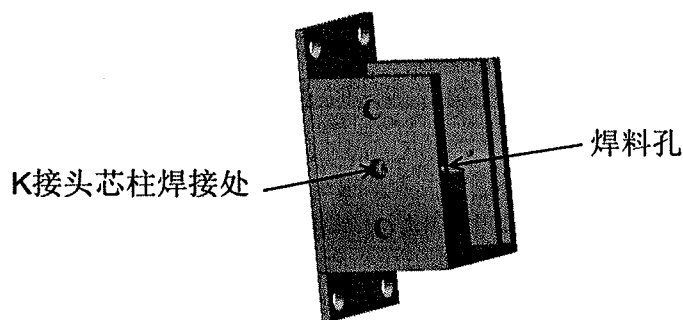


图 6.7 K 接头芯柱安装示意图

(2) 安装微带线

如图 6.8 所示，通过 SnPb 焊料将微带线信号电极与 K 接头芯柱相连，且使微带线地电极与金属管壳紧密相连，完成微带线焊接的焊接。SnPb 焊料熔点为 175 °C，既不高于焊接 K 接头芯柱的焊料熔点，同时也能保证温度够高、且后续焊接过程中不被融化。

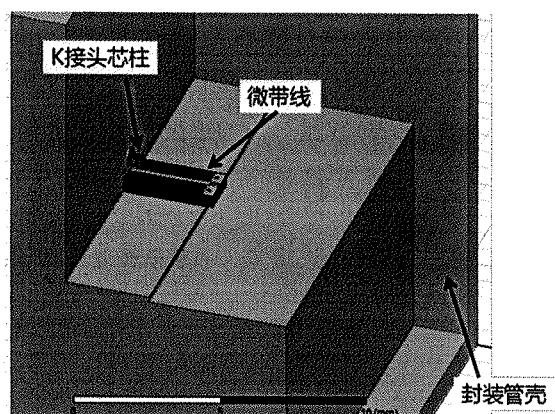


图 6.8 微带线安装示意图

(3) 安装倒装焊有探测器的 GCPW 传输线

在安装完微带线后，立即安装倒装焊有探测器芯片的 GCPW 传输线至金属平台上，具体位置如图 6.9 所示。所用焊料同样为熔点 175 °C 的 SnPb 焊料。GCPW 传输线焊接完成后，降低温度至 120 °C，通过 West Bond 公司生产的 7476D 楔型压焊机将微带线与 GCPW 传输线通过金丝线连接起来。

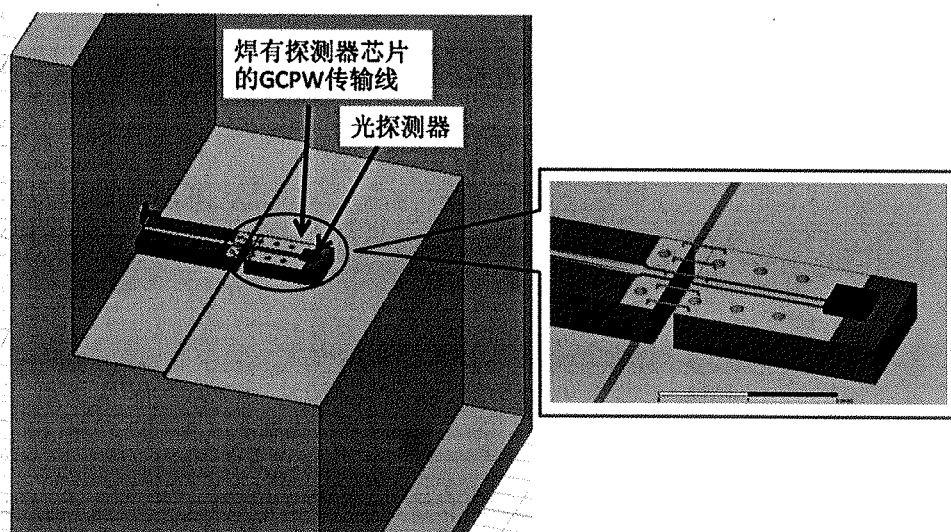


图 6.9 安装焊有焊有探测器芯片的 GCPW 与光探测器模块示意图

(4) 光纤耦合

最后，进行光纤耦合，并通过欧米伽夹子将光纤固定住，完成光纤耦合后的封装模块如图 6.10 所示。

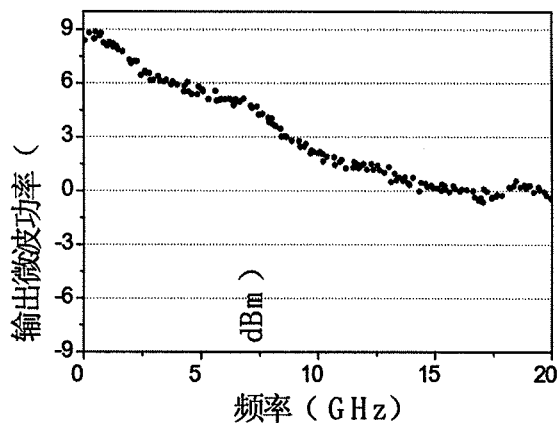


图 6.10 光纤耦合完成后的探测器封装模块

(5) 安装密封顶盖

通过熔点为 135 °C 的 SnBi 焊料将顶盖与管壳焊接，从而达到密封效果。

目前我们用于模块封装的是图 2.5 中所示 MUTC-PD 探测器芯片，其直径为 40 μm ，封装器带宽约 9 GHz。封装完成后的带宽如图 6.11 所示，3-dB 带宽约 4 GHz 左右。由于该芯片在倒装焊过程中使用的是金球焊接方式，而非采用电镀制作 AuSn 焊料的焊接方式，因而导致制作完成的封装模块频率特性有所下降。

图 6.11 直径 40 μm MUTC-PD 芯片封装后测得的频率响应

6.5 本章小结

本章介绍了高性能探测器的封装技术。我们针对背入射式台面型高性能探测器提出了基于倒装焊技术的模块封装结构，并对其中关键的微波传输线设计、倒装焊封装、模块封装技术进行了研究，实现了高耦合效率、高稳定性的高性能探测器模块封装。

第 7 章 高性能探测器在微波光子链路中的应用

本章研究了模拟光链路中掺铒光纤放大器(EDFA)和高饱和特性探测对链路噪声系数和增益的影响,采用自己制作具有高响应度、高饱和特性的 UTC 光电探测器作为链路的光电转换部分,理论分析和实验结果同时表明,采用 EDFA 和高饱和特性探测器可以在不以噪声系数为代价的同时、大幅提高了链路增益性能。

7.1 链路结构

典型的模拟光链路框架图如图 7.1 (a) 所示^[45]。由分布反馈式半导体激光二极管(DFB-LD)产生的光信号,经由偏振控制器(PC)后被 MZM 进行调制,并经过一段单模光纤传输后,由高速光电二极管(PD)接受并转化为电信号。最终输出信号的噪声包含 RIN 噪声、散粒噪声和热噪声。其中 RIN 噪声功率密度与探测器接收到的光载波功率平方成正比关系,热噪声与光载波功率一次方成正比关系,而热噪声的来源有两方面,分别是微波信号源处的热噪声以及输出负载的热噪声。根据参考文献^[45]中的理论分析,改变调制器的偏压,能够调节这三个噪声之间相互强弱关系,将偏置点置于某一最佳点,能够使得链路获得最低的噪声系数。但是通常情况下,由于偏置电压比较接近 MZM 的消光点,此时相应的链路增益较低。

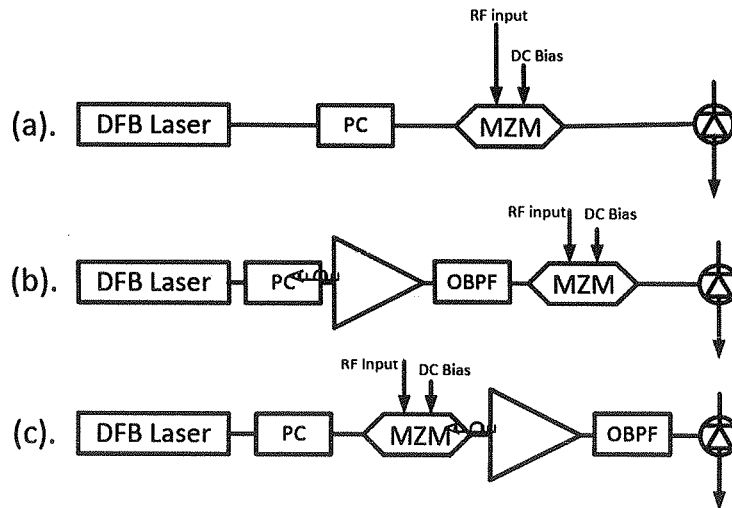


图 7.1 模拟光链路示意图: (a)基本模拟光链路; (b)含 EDFA 置于 MZM 调制器之前的模拟光链路; (c)含 EDFA 置于 MZM 调制器之后的模拟光链路

通过在链路中加入 EDFA 放大光信号,可以增加链路的增益。链路中添加

EDFA 的位置有两种选择, 既可以选择在 MZ 调制器前添加 EDFA, 也可以在 MZ 调制器后添加 MZ 调制器, 如图 7.1 中 (b) 和 (c) 所示。与基本光链路图 7.1 (a) 不同的是, EDFA 的引入会给链路带来另一个宽谱噪声源, 即放大自发辐射(ASE)噪声。在经过 PD 接收后, 这部分噪声主要表现为两种形式: (1) 与入射光载波信号偏振方向相同的那部分 ASE 噪声将于载波光信号拍频, 形成信号与 ASE 拍频噪声, (2) ASE 噪声与自身同偏振方向的 ASE 噪声相互拍频, 形成分布在 PD 接受带宽内的 ASE 自身拍频噪声。为了降低该噪声的影响, 在 EDFA 后面加入了光波带通滤波器(OBPF), 来滤掉带外 ASE 噪声。在实验中, OBPF 的中心频率与 LD 的中心波长一致, 滤波带宽设定为 0.8 nm, 对应带宽约 100 GHz。经计算, 在本实验中, 光信号与 ASE 拍频噪声远远大于 ASE 自身拍频噪声, 因此在后面的分析中, 忽略 ASE 自身拍频噪声, 仅考虑信号与 ASE 拍频噪声。

7.2 模拟光链路的噪声系数、增益理论计算结果

对于图 7.1 (a)、(b) 和 (c) 中的两种链路结构, 输入到 MZM 调制器中的光功率分别为

$$P_{mzm}^a = \frac{P_{LD}^a T_{loss}}{2} \quad (7-1)$$

$$P_{mzm}^b = \frac{P_{LD}^b T_{loss}}{2} G_{EDFA}^b \quad (7-2)$$

$$P_{mzm}^c = \frac{P_{LD}^c T_{loss}}{2} \quad (7-3)$$

其中, 为计算简便, 将光纤传输损耗、耦合损耗及调制器的插入损耗等均纳入 T_{loss} , P_{LD}^b 、 P_{LD}^b 和 P_{LD}^c 分别是激光器的输出功率, G_{EDFA}^b 是链路 (b) 中 EDFA 的增益。

经过 MZ 调制器调制和 EDFA 放大后、输入到探测器内的光信号为:

$$P_{mzm}^a = \frac{P_{LD}^a T_{loss}}{2} \left[1 + \cos \frac{\pi(V_{bias} + V_{rf})}{V_{\pi}} \right] \quad (7-4)$$

$$P_{det}^b = \frac{P_{LD}^b T_{loss}}{2} G_{EDFA}^b \left[1 + \cos \frac{\pi(V_{bias} + V_{rf})}{V_{\pi}} \right] \quad (7-5)$$

$$P_{det}^c = \frac{P_{LD}^c T_{loss}}{2} \left[1 + \cos \frac{\pi(V_{bias} + V_{rf})}{V_{\pi}} \right] G_{EDFA}^c \quad (7-6)$$

其中, V_{bias} 是调制器的偏置电压, V_{rf} 是微波信号, G_{EDFA}^c 是 (c) 链路中 EDFA 的增益。

通过调节调制器的 DC 偏置电压 V_{bias} ，可以改变调制器的偏置相角 ϕ ，可表述为：

$$\phi = \frac{\pi V_{bias}}{V_{\pi}} \quad (7-7)$$

输出信号的直流分量为：

$$I^a = \frac{\eta P_{LD}^a T_{loss}}{2} [1 + \cos \phi] \quad (7-8)$$

$$I^b = \frac{\eta P_{LD}^b T_{loss}}{2} G_{EDFA}^b [1 + \cos \phi] \quad (7-9)$$

$$I^c = \frac{\eta P_{LD}^c T_{loss}}{2} [1 + \cos \phi] G_{EDFA}^c \quad (7-10)$$

微波信号经过光链路传输后的增益可以表述为：

$$g^a = \left(\frac{\pi P_{LD}^a T_{loss} \eta R_L}{2 V_{\pi}} \sin \phi \right)^2 \quad (7-11)$$

$$g^b = \left(\frac{\pi P_{LD}^b T_{loss} G_{EDFA}^b \eta R_L}{2 V_{\pi}} \sin \phi \right)^2 \quad (7-12)$$

$$g^c = \left(\frac{\pi P_{LD}^c T_{loss} G_{EDFA}^c \eta R_L}{2 V_{\pi}} \sin \phi \right)^2 \quad (7-13)$$

其中 R_L 是输出负载。

在链路 (a) 中，激光器输出光信号通过 PC 后直接输入到 MZM 中，因此激光器的输出功率不能高于 MZM 的饱和功率。本实验中，采用的 LD 最高输出功率为 17 dBm，同时 MZM 的最大输入光功率为 20 dBm，足以承受激光器输出的光强。

在 (b) 链路中，激光器输出光信号通过 PC 后直接输入到 EDFA 中，因此激光器的输出功率 P_{LD}^b 受到 EDFA 的输入功率的限制。本实验中采用的 EDFA 最大输入功率为 5 dBm，因此 $P_{LD}^b \leq 5$ dBm，同时 EDFA 的输出功率收到 MZM 调制器耐受功率的限制， $P_{EDFA-out}^b \leq P_{MZM}^{max}$ ，EDFA 的增益 $G_{EDFA}^b = P_{EDFA-out}^b / P_{LD}^a$ 。

而在 (c) 链路中，EDFA 的输入功率 $P_{EDFA-in}^c$ 同时取决于激光器的输出功率 P_{LD}^c 和 MZM 调制器的偏置电压 V_{bias} ， $P_{EDFA-in}^c = P_{LD}^c T_{loss} (1 + \cos \phi) / 2$ ；EDFA 的输出功率为设定值，改变 EDFA 输出光功率以调节 PD 输出电流信号。但是通常 PD 的响应范围有限，为此本实验中采用了具有高饱和功率特性的 MUTC-PD，其响应度高达 0.6 A/W，饱和电流高于 100 mA，饱和输入功率 P_{PD}^{sat} 约 21 dBm。因此 EDFA 的输出光功率 $P_{EDFA-out}^c \leq P_{PD}^{sat}$ ，因此链路 (c) 中 EDFA 的增益 $G_{EDFA}^c = 2 P_{EDFA-out}^c / P_{LD}^c T_{loss} (1 + \cos \phi)$ 。

在含 EDFA 的链路中，系统噪声源不仅包含热噪声、散粒噪声、相对强度噪声，还包含 EDFA 自发辐射噪声。

$$N = N_{th} + N_{shot} + N_{RIN} + N_{ASE} \quad (7-14)$$

$$N_{th} = (1 + g)kT_0 \quad (7-15)$$

$$N_{shot} = 2q\langle I \rangle R_L \quad (7-16)$$

$$N_{RIN} = \frac{1}{2} 10^{\frac{RIN}{10}} \langle I \rangle^2 R_L \quad (7-17)$$

$$N_{ASE} = 4\eta^2 P_{det} (G_{EDFA} - 1) n_{sp} h f_0 R_L \quad (7-18)$$

其中，RIN 是激光器的相对噪声强度， n_{sp} 是 EDFA 的自发辐射系数， f_0 是激光中心频率。

因此可以得到链路的噪声因子：

$$F = \frac{N}{gkT_0} = \frac{N_{th} + N_{shot} + N_{RIN} + N_{ASE}}{gkT_0} \quad (7-19)$$

具体对于每个链路：

$$F^a = \frac{N_{th} + N_{shot} + N_{RIN}}{gkT_0} = 1 + \frac{kT_0 + 2qR_L \cdot I^a + \frac{1}{2} R_L \cdot 10^{\frac{RIN}{10}} [I^a]^2}{g^a kT_0} \quad (7-20)$$

$$\begin{aligned} F^b &= \frac{N_{th} + N_{shot} + N_{RIN} + N_{ASE-sig}}{gkT_0} \\ &= 1 + \frac{kT_0 + 2qR_L \cdot I^b + \frac{1}{2} [I^b]^2 R_L \cdot 10^{\frac{RIN}{10}} + 4\eta I^b (G_{EDFA}^b - 1) n_{sp} h f_0 R_L T_{loss} \frac{[1 + \cos \phi]}{2}}{g^b kT_0} \end{aligned} \quad (7-21)$$

$$\begin{aligned} F^c &= \frac{N_{th} + N_{shot} + N_{RIN} + N_{ASE}}{gkT_0} \\ &= 1 + \frac{kT_0 + 2qR_L \cdot I^c + \frac{1}{2} [I^c]^2 R_L \cdot 10^{\frac{RIN}{10}} + 4\eta I^c (G_{EDFA}^c - 1) n_{sp} h f_0 R_L}{g^b kT_0} \end{aligned} \quad (7-22)$$

链路中每个元器件的性能参数都对链路增益和噪声有一定的影响。链路中涉及的关键参数均列在表 7.1 中。

图 7.2 显示了链路 (a)、(b) 和 (c) 的噪声系数及增益理论计算结果。其中链路 (a) 中的 LD 输出功率为 17 dBm；链路 (b) 中激光器输出功率 0 dBm，EDFA 输出功率 19 dBm；链路 (c) 中 LD 输出功率 17 dBm，PD 输出电流 60 mA。

表 7.1 链路中关键器件的参数及其典型值

参数	范围或典型值	物理意义
P_{LD}^b	-20~5dBm	LD ^b 输出的光功率范围
P_{LD}^a, P_{LD}^c	6~17 dBm	LD ^a 和 LD ^c 输出的光功率范围
T_{loss}	-4.6 dB	链路的耦合损耗、传输损耗、及 MZM 插入损耗
V_{π}	4.5 V @ DC 5.6 V @ 3 GHz	MZM 调制器半波电压
R_L	50 Ω	负载电阻
η	0.6 A/W	探测器的响应度
RIN	-152 dB/Hz	激光器的 RIN 噪声
P_{Sat}^{MZM}	20 dBm	MZM 最高输入功率

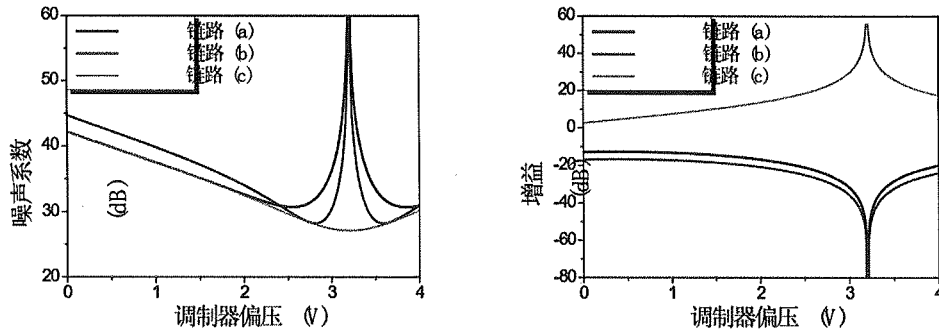


图 7.2 链路(a)、(b)、(c)的噪声系数(左)与链路增益(右)理论计算结果

7.3 链路噪声系数、增益测试系统

如图 7.3(a)所示, 是一个常用的 Y-因子法噪声系数测试框架^[110]。通过 Agilent 频谱仪和噪声源, 产生交替 ON 和 OFF 两个功率的噪声信号, 输入到 MZM 的微波输入端、加载到光信号上。噪声源输出的 ON 和 OFF 状态的噪声信号功率分别为 N^{ON} 和 N^{OFF} , 定义此时的 Y 因子

$$Y_0 = \frac{N^{ON}}{N^{OFF}} \quad (7-23)$$

通常, OFF 状态时的噪声是热噪声, 即 $N^{OFF} = kT_0$ 。

最后, 将载有 ON 和 OFF 状态噪声信号的光输入到探测器中, 并通过 Agilent 频谱仪对比经过链路传输放大的 ON 和 OFF 状态噪声功率, 计算出此时的 Y 因子及链路增益:

$$Y_1 = \frac{N_1^{ON}}{N_1^{OFF}} = \frac{gN^{ON} + N_A}{gN^{OFF} + N_A} \quad (7-24)$$

$$g = \frac{N_1^{ON} - N_1^{OFF}}{N^{ON} - N^{OFF}} \quad (7-25)$$

其中, g 是链路增益, N_A 是链路的附加噪声。

进而可以得到链路的噪声因子:

$$F = \frac{N}{gkT_0} = \frac{gkT_0 + N_A}{gkT_0} = \frac{Y_0 - 1}{Y_1 - 1} \quad (7-26)$$

Y-因子噪声系数测试方法的核心, 便是通过噪声源产生 ON 和 OFF 两种不同功率的噪声。而 ON 和 OFF 两种状态之间的功率比值大小, 决定了系统测试噪声系数的准确性。对于噪声源, 通常用过量噪声比(ENR)来定义其性能指标,

$$ENR_{dB} = 10 \log \frac{N^{ON} - N^{OFF}}{N^{OFF}} \quad (7-27)$$

如果噪声源的 ENR 过小, 对于噪声系数较大、同时增益较小的链路, $gN^{ON}, gN^{OFF} \ll N_A$, 导致频谱仪无法分辨这 ON 和 OFF 状态, 从而使得此时的测试不准确。而对于图 7.1 中的基本模拟光链路结构, 便属于这样一种情况。

为此, 我们采用了一个二级放大系统来测试光链路的噪声系数, 实验框架图如图 7.3(b)所示^[110]。在噪声源后, 首先通过微波放大器将噪声信号进行放大, 再输入到 MZM 调制器中。从微波放大器输出后的噪声信号 Y-因子为与增益:

$$Y_2 = \frac{N_2^{ON}}{N_2^{OFF}} = \frac{g^{amp} N^{ON} + N_A^{amp}}{g^{amp} N^{OFF} + N_A^{amp}} \quad (7-28)$$

$$g^{amp} = \frac{N_2^{ON} - N_2^{OFF}}{N^{ON} - N^{OFF}} \quad (7-29)$$

其中, g^{amp} 为微波放大器的增益, N_A^{amp} 为微波放大器的附加噪声。微波放大器的增益 g^{amp} 和附加噪声均可以采用 Y-因子法测试得到。进而可以计算出微波放大器的噪声因子:

$$F^{amp} = \frac{Y_0 - 1}{Y_2 - 1} \quad (7-30)$$

然后探测器将输入的光信号转换成电信号输出到频谱仪中。此时, 频谱仪测

试到的噪声信号是经过微波放大器和模拟光链路两级放大后的噪声信号，测得的 Y-因子表示为和链路增益：

$$Y_3 = \frac{N_3^{ON}}{N_3^{OFF}} = \frac{g(g^{amp} N^{ON} + N_A^{amp}) + N_A}{g(g^{amp} N^{OFF} + N_A^{amp}) + N_A} \quad (7-31)$$

$$g = \frac{N_3^{ON} - N_3^{OFF}}{N^{ON} - N^{OFF}} \cdot \frac{1}{g^{amp}} \quad (7-32)$$

继而可以得出由微波放大器和模拟光链路组成的二级系统总的噪声系数为

$$F_3 = \frac{g(g^{amp} N^{OFF} + N_A^{amp}) + N_A}{gg^{amp} kT_0} = \frac{gg^{amp} kT_0 + (F^{amp} - 1)gg^{amp} kT_0 + N_A}{gg^{amp} kT_0} \quad (7-33)$$

进而，可以推断出链路的噪声因子为：

$$F = \frac{N}{gkT_0} = \frac{gkT_0 + N_A}{gkT_0} = 1 + g^{amp} (F_3 - F_2) \quad (7-34)$$

采用上述基于二级放大系统的 Y-因子法，可以克服链路噪声系数过大、增益过低导致 ON 和 OFF 状态难以分辨的困难，准确地测试出该二级放大系统的整体噪声系数和增益，根据已测的初级放大系统噪声系数及增益，并通过理论计算推导出第二级系统的噪声系数和增益。

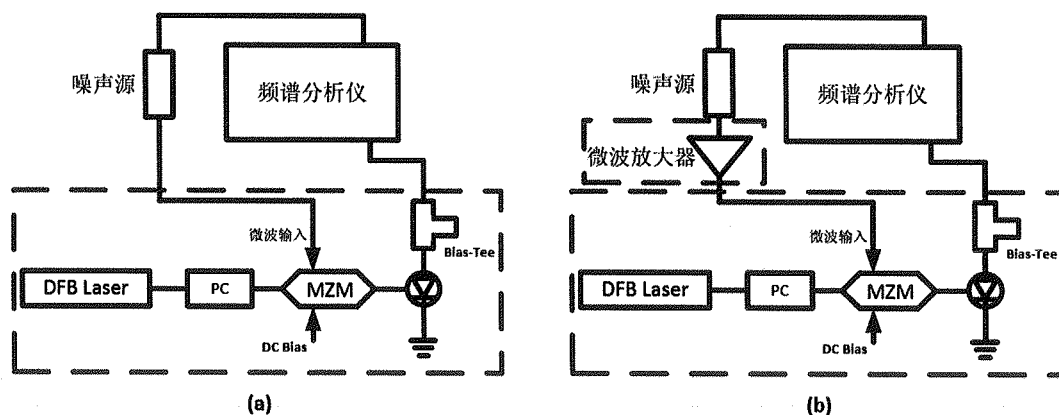


图 7.3 微波噪声系数测试系统框架：(a)常见的一级 Y-因子噪声系数测试法；(b)改进的基于二级放大系统的 Y-因子噪声系数测试法。

7.4 模拟光链路的噪声系数、增益实验测试结果

通过采用基于二阶放大系统的 Y-因子噪声系数测试方法，我们对比了以上三种链路之间的噪声系数和增益。链路的噪声系数，与噪声因子是同一个物理量的不同描述方法，在数学上噪声系数为噪声因子在对数坐标下的表示。

图 7.4 显示了链路(a)在不同激光器输出光功率 13 dBm、15 dBm、17dBm 下测试得到的链路增益和噪声系数。随着入射光功率的增加到 17 dBm，系统在 MZM 调制器偏置电压 2.4 V 时达到最低噪声系数为 30.7 dB，此时对应的链路增益为 -25.8 dB。由于激光器本身的输出功率受到限制，最大为 17 dBm，限制链路的噪声系数性能。链路(a)的噪声系数及增益的实验测试结果与理论计算的对比如图 7.5 所示，说明理论和实验吻合的很好。

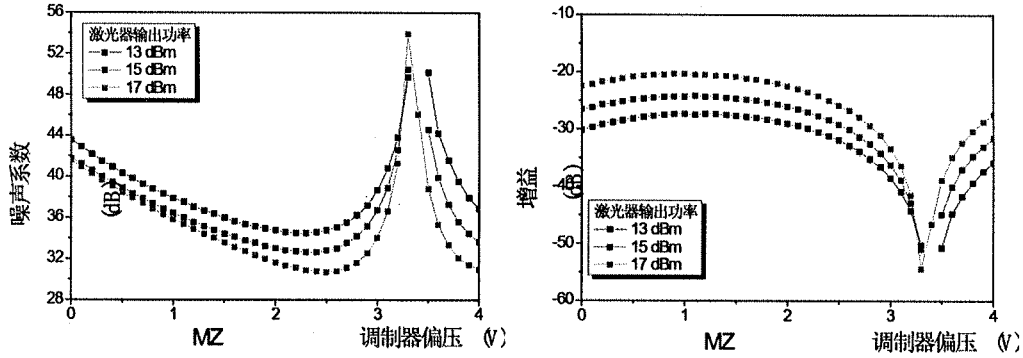


图 7.4 不同入射光功率下链路(a)的噪声系数（左）及链路增益（右）与 MZM 调制器偏置电压之间的关系。

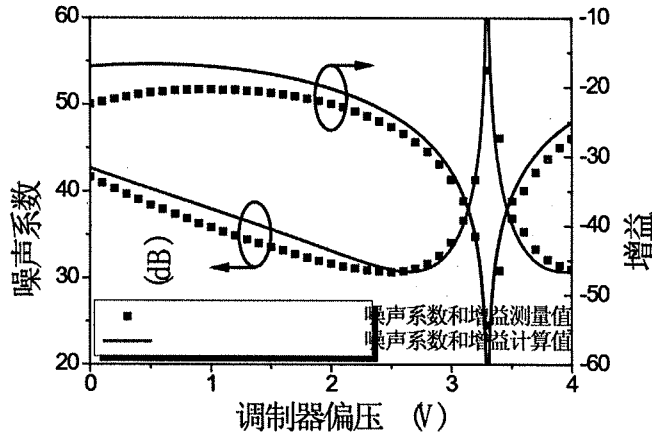


图 7.5 链路(a)在 17dBm 注入下的计算和测试的噪声系数及链路增益

在激光器和调制器之间，采用 EDFA 来提高输入到 MZM 的光功率，可以弥补半导体激光器输出光功率的不足。链路(b)的测试结果如图 7.6，在激光器的输出功率为 0 dBm 情况下，随着 EDFA 的输出功率从 14 dBm 增加到 19 dBm，链路噪声系数不断下降，同时增益也不断增加。由于 MZM 调制器的最高输入限制，为不至于因为输入光功率过高而烧毁调制器，在测试中 EDFA 输出光功率最高设定为 19

dBm, 测试得到的链路噪声系数在调制器偏置电压 2.8 V 时达到最低值 30.2 dB, 此时对应的链路增益为 -27.0 dB。图 7.7 显示了链路(b)的噪声系数和增益计算值和测量值的对比。由于本实验中, 激光器可支持的输出功率为 17 dBm, 与 MZM 调制器的耐受功率只差 3 dB, 因此此处 EDFA 的放大作用不是很明显。虽然通过 EDFA 可以将光信号功率提高 3 dB, 有利于降低链路的噪声系数, 但同时引入的 ASE 噪声, 也会造成链路噪声系数的恶化。

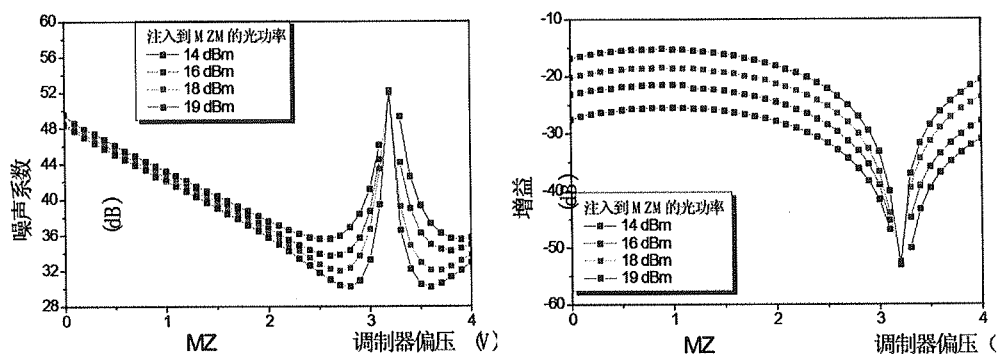


图 7.6 不同 EDFA 输出光功率下链路(b)的噪声系数(左)及链路增益(右)与 MZM 调制器偏置电压之间的关系。

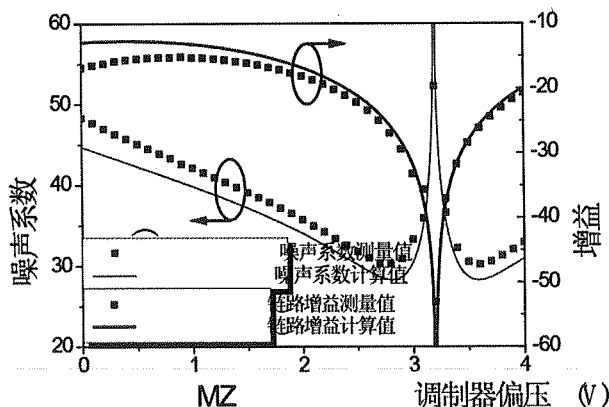


图 7.7 链路(b)在 EDFA 输出功率 19dBm 时噪声系数及链路增益计算值和测试值对比

链路(a)和(b)的结果显示, 由于受到现有的激光器、调制器、探测器等各参数的限制, 我们通过选择合适的调制器偏置电压能够获得最低噪声系数约 30dB 左右, 同时对应链路增益低于 -20 dB。如果将链路中的 EDFA 置于调制器之后, 如链路(c)所示, 则能够在不牺牲链路噪声系数的情况下, 大幅提高链路的增益, 如图 7.2 的理论计算结果。但在该链路中, EDFA 的输出功率则主要受限于调制器的饱和特性。对于普通的商用探测器, 一般其响应度约 0.4A/W、饱和光功率约 10 dBm, 远低于

EDFA 的输出光功率,也不利于获得很高的增益;而本实验室研制的具有高响应度、高饱和特性的台面结构背入射式 MUTC-PD,通过对其背面减薄抛光、并采用抗反射镀膜技术^[111],获得响应度高达 0.6 A/W, 1-dB 压缩电流超过 100 mA。因此,采用 MUTC-PD 的链路,理论链路增益可比采用普通商用探测器的链路高 28 dB,可保证实现较高的链路增益。

在链路(c)中,不同光电流下的链路性能测试结果如图 7.8 所示,改变 EDFA 的输出功率,以提高探测器的输出电流,对链路的噪声系数影响非常有限,但有利于获得更高链路增益。激光器的输出功率为 15 dBm,调整 EDFA 的输出功率,使探测器的输出光电流从 40 mA 增加到 80 mA,链路噪声系数变化很小,而链路的增益得到大幅提升。

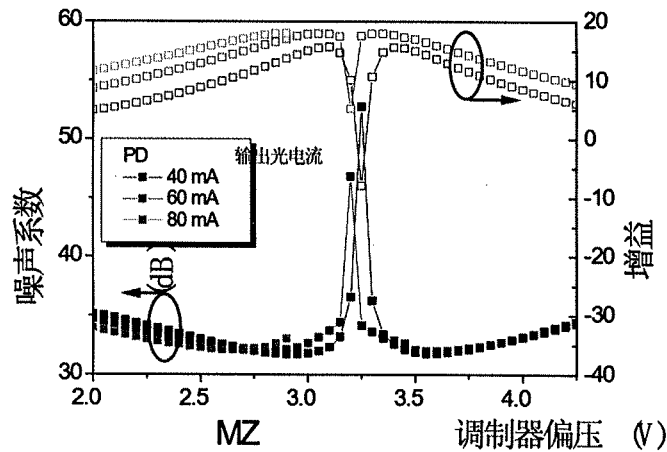


图 7.8 不同 MUTC-PD 输出光电流下链路(c)的噪声系数、增益与 MZM 调制器偏置电压之间的关系

我们对比了在激光器输出功率为 13 dBm、15 dBm、17 dBm,同时保持 EDFA 的输出光功率不变的情况下,链路的噪声系数和增益随调制器偏置电压之间的关系,如图 7.9 所示,探测器的光电流为 60mA。在 MZM 调制器偏置电压 2.5V 时,链路(c)的最低噪声系数为 30.3 dB,与链路(a)最低的噪声系数相差无几;而对应的链路增益高达 15.5 dB,相比链路(a)的增益提高了 41.3 dB。试验结果说明,在链路(c)中提升激光器的输出光功率对链路噪声系数影响效果与链路(a)一样,都能够带来噪声系数大幅降低;同时采用 EDFA 提高输入到探测器内的光功率,能够在不牺牲链路噪声系数的基础上,大幅提升链路增益。

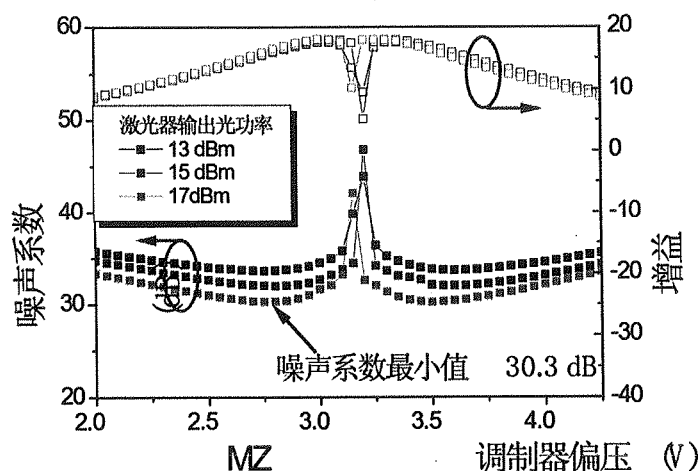


图 7.9 不同激光器输出功率、探测器电流 60mA 时，链路(c)的噪声系数、增益随 MZM 调制器偏置电压的变化

图 7.10 显示了链路(c)噪声系数测量值和理论计算值之间的对比。结果显示，在消光点附近理论计算结果和实验测试结果有很大差别：理论结果表明该处是噪声系数最低点，而测试结果显示此处噪声系数最大点。这是因为在理论计算中，对 EDFA 采用了理想模型，即对任何大小的输入功率，EDFA 都能有效的将其泵浦到设定的输出功率值。而在实际实验中，当 MZM 调制器偏置在消光点附近时，从 MZM 输出到 EDFA 中的光功率很低，EDFA 很难维持同样大的输出光功率；当 MZM 偏置点处于消光点时，此时 EDFA 已不能正常工作，输出的信号以 ASE 噪声为主，导致此处的实测的噪声系数非但不是理论预测的最低点，反而远远超过 MZM 在其他偏置相位下的噪声系数。

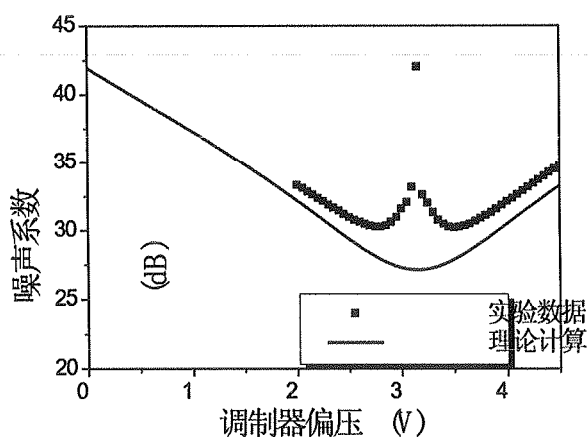


图 7.10 链路(c)在激光器输出功率 17 dBm、PD 输出电流 60 mA 时噪声系数计算结果和实

7.5 本章小结

本章研究了高性能探测器在提高模拟光链路噪声系数和增益性能的影响。首先通过理论分析对比了三种不同模拟光链路的噪声系数和增益，并通过实验验证理论结果。理论和实验结果均表明，提高输入到 MZM 调制器的光功率，能够降低系统的噪声系数，同时能够增加链路增益；在 MZM 调制器后面添加 EDFA 来放大调制器输出的光信号，同时采用了饱和电流高达 100mA 的 MUTC-PD 作为光电转换器件，在链路噪声系数基本不变的情况下，大幅提升了链路增益。测试结果表明，链路（a）在激光器输出功率 17dBm 时，链路噪声系数为 30.7 dB，对应的链路增益仅有 -25.8 dB；而采用 MZM 后置 EDFA 的链路（c），在激光器输出功率 17dB、探测器电流 60mA 时，链路噪声系数最低达到 30.3dB，相比链路（a）略微改善了 0.4 dB，而同时链路增益高达 15.5 dB，相比链路（a）增益提高了 41.3 dB。

结论

论文研究工作总结

本论文针对高性能微波光子链路对探测器的需求,开展了高效率、高饱和功率、高速光探测器研究,提出并实现新型光探测器芯片及其模块。首先对探测器的饱和机制展开了理论研究;再次基础上,针对探测器中高效与高速之间的矛盾,本论文提出了新型背靠背叠层 UTC 探测器,解决了高性能探测器的关键制作技术并完成器件制作。论文的主要成果及创新点如下:

(1) 系统研究了探测器的饱和机制,指出光生载流子对电场屏蔽作用、负载偏压摆幅以及串联电阻分压共同作用导致探测器饱和,并通过基于 MUTC-PD 结构的试验结果很好的验证了理论模型。基于此研究,指出降低探测器负载可以提高饱和效应,并通过基于阻抗自动调谐系统实现了快速阻抗调节,对不同负载下探测器的饱和特性进行了测量、并验证了理论分析。

(2) 针对 UTC 探测器高响应度与高速之间的矛盾问题,提出在光路上串联、在电路上并联的新型背靠背叠层 UTC 探测器结构,同时具备高响应度、高速、高饱和特性。研究并解决了高性能探测器的关键制作问题,通过优化器件结构、优化欧姆接触、背面抛光及抗反射镀膜技术,完成了背靠背叠层 UTC 光探测器的制作,实验测试其性能如下:直径 18 μm 和 24 μm 器件响应度分别高达 0.83 A/W 和 0.86 A/W;其中,直径 18 μm 器件带宽超过 40 GHz,4 V、30 GHz 下 1-dB 压缩点光电流高达 47 mA,饱和功率为 12.9 dBm;直径 24 μm 器件带宽高达 28 GHz,在 5 V、24 GHz 下的 1-dB 压缩点光电流高达 62 mA,饱和输出微波功率为 15 dBm。

(3) 针对台面型背入射式光探测器,自主设计并实现有特殊结构的封装模块,并对模块封装中的微波传输线设计、倒装焊封装、模块封装技术进行了研究,初步采用 MUTC-PD 芯片实现了高耦合效率、高稳定性的高性能探测器模块封装。

(4) 研究了高性能探测器对光链路性能的影响,通过在链路中结合 EDFA 和高性能探测器,在噪声系数保持基本不变(~ 30 dB)的情况下,将链路增益提高 41.3 dB,至 15.5 dB。目前该数据是国内所见报导的最好结果。

对未来工作的建议

对于该课题,在后续的研究中还可以进一步展开如下一些工作:

(1) 基于电镀制作 AuSn 焊点的微波热沉，完成探测器的封装；并在此基础上针对高频特性优化器件封装模块，实现高频模块封装。

(2) 开展对 B2B UTC-PD 的非线性、噪声性能等进行研究。

参考文献

- [1] Zapata A, Duser M, Spencer J, et al. Next-generation 100-gigabit metro Ethernet (100 GbME) using multiwavelength optical rings. *Journal of Lightwave Technology*, 2004, 22(11): 2420-2434.
- [2] Ali M, Chiruvolu G, and Ge A. Traffic engineering in metro Ethernet. *IEEE Network*, 2005, 19(2): 10-17.
- [3] Wang D-M, Lynch D, Li J, et al. Design of metro ethernet networks. *LANMAN 2010 - The 17th IEEE International Workshop on Local and Metropolitan Area Networks*, 2010: 1-6.
- [4] Zeadally S, MoustafaH, Siddiqui F. Internet protocol television (IPTV): architecture, trends, and challenges. *IEEE Systems Journal*, 2011, 5(4): 518-527.
- [5] Maisonneuve J, Deschanel M, Heiles J, et al. An overview of IPTV standards development. *IEEE Transactions on Broadcasting* 2009, 55(3): 315-328.
- [6] Hei X J, Liu Y, Ross K W. IPTV over P2P streaming networks: the mesh-pull approach. *IEEE Communications Magazine*, 2008, 46(2): 86-92.
- [7] Xiao Y, Du X. Internet protocol television (IPTV): the killer application for the next-generation internet. *IEEE Communications Magazine*, 2007, 45(11): 126-134.
- [8] Cianci P J. High definition television: the creation, development and implementation of hdtv technology. McFarland, 2012.
- [9] Patrikakis C Z, Papaoulakis N, Stefanoudaki C, et al. Streaming content wars: download and play strikes back. *User Centric Media - First International Conference, UCMedia 2009*, 2009: 218-226.
- [10] Vivek A. Fiber-optic technologies. Cisco Press, 2004.
- [11] Agrawal G P. Fiber-optic communications systems. New York: John Wiley & Sons, 2012.
- [12] Essiambre R and Tkach R W. Capacity trends and limits of optical communication networks. *Proceedings of the IEEE*, 2012, 100(5): 1035-1055.
- [13] Basch E B. Optical-fiber transmission. Sams Technical Publishing, 1986.
- [14] Kogelnik H. High-capacity optical communications: Personal recollections. *IEEE Journal of Selected Topics on Quantum Electronics*, 2000, 6(6): 1279-1286.
- [15] Gnauck A H, Tkach R W, Chraplyvy A R, et al. High-capacity optical transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, 26(9): 1032-1045.
- [16] Kach R T. Scaling optical communications for the next decade and beyond. *Bell Labs Technical Journal*, 2010, 14(4): 3-9.
- [17] Beling A, Campbell J C. InP-based high-speed photodetectors. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 343-355.
- [18] Shimizu N, Watanabe N, Furuta T, et al. InP-InGaAs uni-traveling-carrier photodiode with

- improved 3-dB bandwidth of over 150 GHz. *IEEE Photonics Technology Letters* 1998, 10(3): 412-414.
- [19] Ito H, Kodama S, Muramoto Y, et.al. High-speed and high-output InP-InGaAs uni-traveling-carrier photodiodes. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2004, 10(4): 709-727.
- [20] Niebert N, Schieder A, Abramowicz H, et al. Ambient networks: an architecture for communication networks beyond 3G. *IEEE Wireless Communications*, 2004, 11(2): 14-22.
- [21] Erasala N, Yen D C. Bluetooth technology: a strategic analysis of its role in global 3G wireless communication era. *Computer Standards & Interfaces*, 2002, 24(3): 193-206.
- [22] Zhao Y. Standardization of mobile phone positioning for 3G systems. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(7): 108-116.
- [23] Chen H-H, Fan C-X, Lu W W. China's perspectives on 3G mobile communications and beyond: TD-SCDMA technology. *IEEE Wireless Communications*, 2002, 9(2): 48-59.
- [24] Frattasi S, Fathi H, Fitzek F H P, Prasad R, et al. Defining 4G technology from the user's perspective. *IEEE Network*, 2006, 20(1): 35-41.
- [25] Hui S Y, Yeung K H. Challenges in the migration to 4G mobile systems. *IEEE Communications Magazine*, 2003, 41(12): 54-59.
- [26] Lezekiel S. Microwave photonics: devices and applications. Wiley-IEEE Press, 2004.
- [27] Bowers J. Devices for microwave photonics. Combined Optical-Microwave Earth and Atmosphere Sensing - Conference Proceedings, 1996: 29-32.
- [28] Jager D, Stohr A. Microwave photonics. 31st European Microwave Conference, 2001: 1-4.
- [29] Seeds A J. Microwave photonics. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2002, 50(3): 877-887.
- [30] Seeds A J, Fice M J, Liu C P, et al. New applications for microwave photonics. LEOS 2009 -22nd Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society. 2009: 701-702.
- [31] Cox C and Ackerman E. Microwave photonics: past, present and future. 2008 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP 2008), 2008: 8-11.
- [32] Gasulla I, Lloret J, Sancho J, et al. Capmany. Recent breakthroughs in microwave photonics. *IEEE Photonics Journal*, 2011,3(2): 311-315.
- [33] Yao J P. Microwave photonics. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 314-335
- [34] Manka M E. Microwave photonics for electronic warfare applications. MWP2008 /APMP2008, 2008: 275-278.
- [35] Merlet T, Formont S, Dolfi D, et al. Photonics for RF signal processing in radar systems. 2004 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, 2004: 305-308.
- [36] Symons R S. Modern microwave power sources. *IEEE Aerospace Electronic System Magazine*, 2002, 17(1): 19 -26.
- [37] Chen R-T, Fu Z-H. Optical true-time delay control systems for wideband phased array antennas. *Progress in Optics*, 2000, 41: 283-359.

-
- [38] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds. *Nature photonics*, 2007 1(6): 319-330.
- [39] Cox, C H III. *Analog optical links: Theory and Practice*. Cambridge University Press, 2006.
- [40] Chang W S C. *RF photonic technology in optical fiber links*. Cambridge University Press, 2002.
- [41] Corral J L, Marti J, Fuster J M. General expressions for IM/DD dispersive analog optical links with external modulation or optical up-conversion in a Mach-Zehnder electrooptical modulator. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, 10(2): 1968-1976.
- [42] Kalman R F, Fan J C, Kazovsky L G. Dynamic range of coherent analog fiber-optic links. *Journal of Lightwave Technology*, 1994, 12(7): 1263-1277.
- [43] Cox C H III, Ackerman E, Helkey R, et al. Direct-detection analog optical links. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1994, 45(8): 1375-1383.
- [44] Ackerman E I, Cox C H. RF fiber-optic link performance. *IEEE Microwave Magazine*, 2001, 2(4): 50-58.
- [45] Devenport J, Karim A. Optimization of an externally modulated RF photonic link. *Fiber and Integrated Optics*, 2008, 27(1): 7-14.
- [46] Cox C H III, Ackerman EI, Betts G E, et al. Limits on the performance of RF-over-fiber links and their impact on device design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(2): 906-920.
- [47] Vilcot A, Cabon B, Chazelas J. *Microwave photonics: from components to applications and systems*. 1st edition. Springer, 2003: 62-63.
- [48] Karim A, Devenport J. High dynamic range microwave photonic links for RF signal transport and RF-IF conversion. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, 26(15): 2718-2724.
- [49] Karim A, Devenport J. Optimization of linearity figure of merit for microwave photonic links. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, 21(13): 950-952.
- [50] Kazovsky L G, Yang F S, Lu C L. The performance and limitation of optically amplified analog links. *Conference Proceedings. LEOS '97, 10th Annual Meeting. IEEE Lasers and Electro-Optics Society 1997 Annual Meeting*, 1997, 1: 356-357.
- [51] Zhang B, Malouin C, Schmidt T J. Design of coherent receiver optical front end for unamplified applications. *Optics Express*, 2012 20(3): 3225-3234.
- [52] Nagatsuma T, Ito H, Ishibashi T. High-power RF photodiodes and their applications. *Laser & Photonics Reviews*, 2008, 3(1-2): 123-137.
- [53] Muramoto Y, Ishibashi T. InP/InGaAs pin photodiode structure maximizing bandwidth and efficiency. *Electronics Letters*, 2003, 39(24): 1749-1750.
- [54] Williams K J, Esman R D, Dagenais M. Nonlinearities in p-i-n microwave photodetectors. *Journal of Lightwave Technology*, 1996, 14(1): 84-96.
- [55] Williams K J. Comparisons between dual-depletion-region and uni-travelling-carrier p-i-n

-
- photodetectors. IEE Proceedings of Optoelectronics, 2002, 149(4): 131-137.
- [56] Maloney T J, Frey J. Transient and steady-state electron transport properties of GaAs and InP. *Journal of Applied Physics*, 1977, 48(2): 781-787.
- [57] Davis G A, Weiss R E, LaRue R A, et al. A 920-1650-nm high-current photodetector. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1996, 8(10): 1373-1375.
- [58] Ishibashi T, Shimizu N, Kodama S, et al. Uni-traveling-carrier photodiodes. *OSA Trends in Optics and Photonics Vol.13. Ultrafast Electronics and Optoelectronics*, 1997, vol: 83-87.
- [59] Ishibashi T, Kodama S, Shimizu N, et al. High-speed response of uni-traveling-carrier photodiodes. *Japanese Journal of Applied Physics*, 1997, 36(10): 6263-6268.
- [60] Ito H, Furuta T, Kodama S, et al. InP/InGaAs uni-travelling-carrier photodiode with 310 GHz bandwidth. *Electronics Letters*, 2000, 36(21): 1809-1810.
- [61] Ito H, Kodama S, Muramoto Y, et al. High-speed and high-output InP-InGaAs uni-traveling-carrier photodiodes. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2004, 10(4): 709-727.
- [62] Ito H, Furuta T, Nakajima F, et al. Photonic generation of continuous THz wave using uni-traveling-carrier photodiode. *Journal of Lightwave Technology*, 2005, 23(12): 4016-4021.
- [63] Chtioui M, Carpentier D, Bernard S, et al. Thick absorption layer uni-traveling-carrier photodiodes with high responsivity, high speed, and high saturation power. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, 21(7): 429-431.
- [64] Wu Y S, Shi J W. Dynamic Analysis of high-power and high-speed near-ballistic uni-traveling-carrier photodiodes at W-band. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2008, 20(13): 1160-1162.
- [65] Kuo F M, Wu Y S, Shi J W. Near-ballistic uni-traveling-carrier photodiode-based V-band optoelectronic mixers with low upconversion loss and high operation current performance under optical if signal injection. *IEEE Electron Device Letters*, 2009, 30(1): 21-23.
- [66] Shi J W, Kuo F M, Wu C J. Extremely high saturation current-bandwidth product performance of a near-ballistic uni-traveling-carrier photodiode with a flip-chip bonding structure. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2010, 46(1): 80-86.
- [67] Kurishima K, Nakajima H, Fukai Y K, et al. Electron velocity overshoot effect in collector depletion layers of InP/InGaAs heterojunction bipolar transistors. *Japanese Journal of Applied Physics*, 1992, 31(6B)-L768-L770.
- [68] Grann E D, Tsen K T, Sankey O F. Electron velocity overshoot in a GaAs-based p-i-n nanostructure semiconductor observed by transient subpicosecond Raman spectroscopy. *Applied Physics Letters*, 1995, 67(12): 1760-1762.
- [69] Tsen K T, Ferry D K, Wang J S, et al. Transient subpicosecond Raman studies of electron velocity overshoot in an InP p-i-n nanostructure semiconductor. *Applied Physics Letters*, 1996, 69(23): 3575-3577.
- [70] Tsen K T, Ferry D K, Wang J S, et al. Direct observation of electron velocity overshoot in an InP p-i-n nanostructure semiconductor. A subpicosecond raman probe. *Physica Status Solidi*,

-
- 1997, 204(1): 117-120.
- [71] Rohner M, Willen B, Jackel H. Velocity modulation in III/V-HBTs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2003, 50(5): 1205-1213.
 - [72] Shi J W, Wu Y S, Wu C Y, et al. High-speed, high-responsivity, and high-power performance of near-ballistic uni-traveling-carrier photodiode at 1.55- μm wavelength. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, 17(9): 1929-1931.
 - [73] Jun D H, Kang I H, Song J I. A modified UTC-PD having high speed and efficiency characteristics utilizing a frequency compensation. 2003 International Semiconductor Device Research Symposium, 2003: 86-87.
 - [74] Wang X, Duan N, Chen H, et al., InGaAs-InP photodiodes with high responsivity and high saturation power. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(16): 1272-1274.
 - [75] Pan H P, Wang X, Beling A, et al. Characterization and optimization of InGaAs/InP photodiodes with high saturation current. 2007 International Conference on Numerical Simulation of Semiconductor Optoelectronic Devices, NUSOD'07, 2007: 79-80.
 - [76] Li N, Li X, Demiguel S, et al. High-saturation-current charge-compensated InGaAs/InP uni-traveling-carrier photodiode. *Conference Proceedings - Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting-LEOS*, 2003, 2: 790-791.
 - [77] Li N, Li X W, Demiguel S, et al. High-saturation-current charge-compensated InGaAs-InP uni-traveling-carrier photodiode. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2004 16(3): 864-866.
 - [78] Li Z, Pan H P, Chen H, et al. High-saturation-current modified uni-traveling-carrier photodiode with cliff layer. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2010, 46(5): 626-632.
 - [79] Li Z, Fu Y, Piels M, et al. High-power high-linearity flip-chip bonded modified uni-traveling carrier photodiode. *Optics Express*, 2011, 19(26): B385-B390.
 - [80] Williams K J, Tulchinsky D A, Boos J B, et al. High-power photodiodes. 2006 Digest of the LEOS Summer Topical Meetings, 2006: 50-51.
 - [81] Williams K J, Tulchinsky D A, Hastings A. High-power and high-linearity photodiodes. 21st Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society. LEOS 2008: 290-291.
 - [82] Li X W, Li N, Demiguel S, et al. A partially depleted absorber photodiode with graded doping injection regions. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2004, 16(10): 2326-2328.
 - [83] Guo J C, Zuo Y H, Zhang Y, et al. Theoretical analysis and experimental study of the space-charge-screening effect in uni-traveling-carrier photodiode. *ACTA PHYSICA SINICA*, 2010, 59(7):4524-4529.
 - [84] Zuo Y H, Cao Q, Zhang Y, et al. InP-based evanescently coupled high-responsivity photodiodes with extremely low dark current density integrated diluted waveguide at 1550nm. *Chinese Physics B*, 2011, 20(1):018504.
 - [85] Zhang L Z, Zuo Y H, Cao Q, et al. High-speed and high-power uni-traveling-carrier photodetector. *Acta Physica Sinica*. 2012, 61(13):138501.
 - [86] Zhang Y X, Liao Z Y, Zhao L J, et al. A high-efficiency high-power evanescently coupled

- UTC-photodiode. *Journal of Semiconductors*, 2009, 30(4):51-54.
- [87] Guo L Q, Huang Y Q, Duan X F, et al. High-speed modified uni-traveling-carrier photodiode with a new absorber design. *Chinese Optics Letters*, 2012, 10(B06):178-181.
- [88] 李国余, 张冶金, 李小健等. 考虑速度过冲的单载子传输光探测器特性. *半导体光电*, 2010, 31(3):349-352.
- [89] Kato K. Ultrawide-band/high-frequency photodetectors. *IEEE Transactions on Microwave Theory Technique*, 1999, 47(7):1265-1281.
- [90] Xia F N, Thomson J K, Gokhale M R, et al. An asymmetric twin-waveguide high-bandwidth photodiode using a lateral taper coupler. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2001, 13(8): 845-847.
- [91] Xia F N, Wei J, Menon V, et al. Monolithic integration of a semiconductor optical amplifier and a high bandwidth p-i-n photodiode using asymmetric twin-waveguide technology. 2003, 15(3): 452-454.
- [92] Achouche M, Magnin V, Harari J, et al. Design and fabrication of a p-i-n photodiode with high responsivity and large alignment tolerances for 40-Gb/s applications. *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, 2006, 18(4): 556-558.
- [93] Beling A, Bach H G, Mekonnen G G, et al. Miniaturized waveguide-integrated p-i-n photodetector with 120-GHz bandwidth and high responsivity. *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, 2005, 17(10): 2152-2154.
- [94] Williams K J, Esman R D. Design considerations for high-current photodetectors. *Journal of Lightwave Technology*, 1999, 17(8), 1443-1454.
- [95] Williams K J, Esman R D, Dagenais M. Effects of high space-charge fields on the response of microwave photodetectors. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1994, 6(5): 639-641.
- [96] Sankaralingam R, Fay P. Drift-enhanced dual-absorption PIN photodiodes. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, 17(7):1513-1515.
- [97] Li N. High-Output-Power Photodetectors for analog optical links and avalanche photodiodes with undepleted absorber[Doctoral Dissertation], Austin: The University of Texas at Austin, 2005.
- [98] Katz A, Weir B E, Dautremont-Smith W C. Au/Pt/Ti contacts to p-In_{0.53}Ga_{0.47}As and n-InP layers formed by a single metallization common step and rapid thermal processing. *Journal of Applied Physics*, 1990, 68(3): 1123.
- [99] Chor E F, Chong W K, Heng C. H. Alternative (Pd,Ti,Au) contacts to (Pt,Ti,Au) contacts for In_{0.53}Ga_{0.47}As. *Journal of Applied Physics*, 1998, 84(2977).
- [100] Kok Y P, Abdul Aziz A. Influence of contact dimension on end resistance characterization for transmission line model. *IEEE International Conference on Semiconductor Electronics*, 2004. ICSE 2004. 2004, :10-14.
- [101] Saitoh T, Mukai T, Mikami O. Theoretical analysis and fabrication of antireflection coatings on laser-diode facets. *Journal of Lightwave Technology*, 1985, 3(2): 288-293.

-
- [102] 蔡鹏飞. 10 Gb/s AlGaInAs DFB 激光器与 40 Gb/s 集成光源模块的研究[博士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2007.
- [103] 张明俊. 高速集成光源模块封装关键技术研究[硕士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2007.
- [104] 徐建明. 40 Gb/s 集成光源模块的调制特性优化研究[博士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2010.
- [105] 武庆. 面向微波光子学的高性能光探测器的封装设计与实现[硕士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2011.
- [106] Tekin T. Review of packaging of optoelectronic, photonic, and MEMS components. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2011, 17(3): 704-719.
- [107] Assembly and packaging. International Technology Roadmap for Semiconductors, 2009 Edition. <http://public.itrs.net>.
- [108] Material Properties Data: Alumina (Aluminum Oxide). <http://www.makeitfrom.com/material-data/?for=Alumina-Aluminum-Oxide-Al2O3>.
- [109] 周奇伟. 40 Gb/s 高速集成光源模块封装关键技术研究[硕士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2009.
- [110] Bogdanovic J R, Milosevic S M, Donic G M, et al. Automated noise figure measurement using computer and spectrum analyzer. 12th International Conference on Microwaves and Radar, MIKON '98., 1998, 2: 624- 628.
- [111] 徐建明, 熊兵, 袁贺等. 基于反射光谱的单层抗反射膜的非在位膜厚精确控制. *光子·激光*, 2010, 10: 1507-1510.

致 谢

衷心感谢罗毅老师在学术研究和实验工作上的悉心指导。罗老师深厚的学术功底、对学术研究的敏锐洞察力、勤奋严谨的科研作风、精益求精的工作态度、敢于创新的科研精神以及为学先为人的人生准则将使作者终生受益。

衷心感谢熊兵老师在课题研究中给予作者竭尽全力的指导和帮助，他的谆谆教导帮助作者迅速成长，他不懈的求知精神、严谨的科研学术作风、以及对科研事业的执着和热爱将是作者毕生学之不尽的宝贵精神财富。

衷心感谢孙长征老师在课题研究中为作者提供的无私帮助和细致入微的指导，他深厚的理论功底、严谨的实验精神、细致的实验操作、一丝不苟的学术作风和对科研的热爱使作者在研究生期间得以迅速成长，也将是作者今后学习的榜样。

感谢徐建明师兄、黄缙师兄在实验技能、实验设备的使用和维护等方面对作者的指导和帮助；感谢武庆、柯旭同学、叶柳顺实验员在模块封装方面给予我的帮助；感谢刘振峰同学在实验中给予的大力协助；感谢赵湘楠、朱军浩、刘冬同学在实验安排中的协助；感谢集成光电子学国家重点实验室全体老师和同学们在日常科研和生活上的帮助和支持。

感谢清华大学微电子所田立林教授在器件仿真方面给予的无私帮助。

感谢武汉电信器件公司王任凡经理、周丹博士、阳洪涛工程师、李林工程师、刘巍工程师、宿至诚工程师等在芯片制作和封装方面给予的大力支持和帮助。

最后，感谢父母一直以来的支持和鼓励，感谢亲爱的妻子一直以来的陪伴和支持，感谢所有关心和帮助过作者的朋友们。

声 明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人享有著作权的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。

签 名：_____日 期：_____

个人简历、在学期间发表的学术论文与研究成果

个人简历

1984 年 12 月 23 日出生于江苏省扬州市。

2003 年 9 月保送进入清华大学物理系基础科学班（数学物理方向）专业，并于 2007 年 7 月本科毕业并获得理学学士学位。

2007 年 9 月免试进入清华大学电子工程系攻读工学博士学位至今。

发表的学术论文

- [1] Tuo Shi, Bing Xiong, Changzheng Sun, et al. Study on saturation characteristics of high-speed uni-traveling-carrier photodiodes based on field screening analysis. Chinese Optics Letters, 2011, 9(8): 082302.
(SCI 收录, 检索号: 000293821100022.)
- [2] Tuo Shi, Bing Xiong, Changzheng Sun, et al. Fabrication of high performance photodiodes with back-illuminated mesa structure. International Nano-Optoelectronics Workshop 2010, (i-NOW 2010): 290-291. (国际会议)
- [3] 石拓, 熊兵, 孙长征, 等. 高饱和电流光电二极管在低噪声系数、高增益模拟光链路中的应用. 光电子·激光 (已录用)
- [4] 武庆, 熊兵, 石拓, 等. 通过调节负载提高 RoF 系统中大电流光探测器的饱和特性. 光电子·激光, 2011, 22(12): 1751-1754.
(EI 收录, 检索号: 20120214672387.)

研究成果

- [1] 熊兵, 石拓, 孙长征, 罗毅. 光探测器集成器件及制备方法. 中国: 201110306839.4 (中国发明专利申请号).

