

超高速光电探测器及其载流子 输运机理研究

(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： 李 进

指 导 教 师： 罗 毅 教 授

二〇一七年四月

超高速光电探测器及其载流子输运机理研究

李 进

**Research on Ultra-High Speed Photodiodes
and the Carrier Transport Mechanism**

Dissertation Submitted to

Tsinghua University

in partial fulfillment of the requirement

for the degree of

Doctor of Philosophy

in

Electronics Science and Technology

by

Li Jin

Dissertation Supervisor: Professor Luo Yi

April, 2017

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： 李进

日 期： 2017.5.31

导师签名： 罗毅

日 期： 2017.5.31

摘 要

本论文针对高性能光纤通信和微波光子链路对光电探测器提出的新需求,开展了超高速光电探测器及其载流子输运机理研究。从载流子输运和等效电路模型两个方向对光电探测器中的饱和效应和速度过冲效应进行了理论研究。在此基础上,提出并实现了新型高性能光电探测器芯片。

在光电探测器的工作机理方面,首先通过蒙特卡洛仿真,分析了载流子在能量提升过程中受到的散射作用,获得了载流子速度过冲所需要的合适条件。其次,针对现有的等效电路模型未考虑光电流和电压的影响,无法有效分析光电探测器饱和效应与速度过冲效应的问题,建立了电流-电压相关的新型等效电路模型。我们在模型中增加基于外延结构的并联等效电容和电阻来拟合大电流情况下的S参数。利用新提出的等效电路模型成功分析了不同电压电流下光电探测器的性能,阐明了空间电荷效应对光电探测器饱和性能的影响,并进一步验证了电子速度过冲效应所需要的最佳条件。这对于超高速高饱和和特性光电探测器的设计具有重要的指导意义。

在光电探测器的饱和和特性方面,本论文设计并制作了电场增强型高饱和光电探测器。针对光电探测器吸收区和耗尽区能带不连续,易产生空间电荷效应的问题,我们通过在耗尽区插入掺杂层来增强导带不连续界面两侧的电场强度,制作了局部电场增强的高饱和和宽带光电探测器,光电探测器饱和光电流从54 mA提高到99 mA。

在光电探测器的带宽性能方面,针对光电探测器带宽与饱和和特性之间存在的矛盾以及大功率光电探测器带宽难以进一步提高的问题,我们通过在耗尽区中间插入一层薄p型InP,创新性地设计了双漂移层结构,既充分利用电子的速度过冲效应,又减小负载偏压摆幅效应的影响。制得的双漂移层光电探测器带宽达到106 GHz,输出光电流28 mA,为国际报道的同等条件下100 GHz以上光电探测器中最高水平。

综上所述,本论文从载流子的输运机理上对制约光电探测器性能提高的关键问题进行了研究,并成功制作了高性能的光电探测器芯片,相关性能指标达到国际领先水平,取得的成果为高性能半导体光电探测器的国产化奠定了基础。

关键词: 单行载流子光电探测器; 高速; 高饱和功率; 双漂移层

Abstract

In this dissertation, the ultra-high-speed photodetector and its carrier transport mechanism are studied for the new requirements of optical fiber communication and high performance microwave photonic link to detectors. From the carrier transport and the equivalent circuit model, the saturation effect and the velocity overshoot effect in the detector are studied theoretically. On this basis, new types of high performance photodetector chips are proposed and realized.

In the aspect of the photodetector's operation mechanism, firstly, the Monte Carlo simulation is used to analyze the carrier's scattering effect in the energy lifting process, and obtain the appropriate conditions which are necessary for the carrier velocity overshoot. Secondly, a new voltage- and photocurrent-dependent equivalent circuit model is established. By utilizing the existing equivalent circuit model which has not considering the influence of photocurrent and voltage, the saturation effect and velocity overshoot effect of the detector can't be effectively analyzed. We add parallel equivalent capacitance and resistance based on the epitaxial structure in the model to fit the S parameters with high photocurrent. The effect of space charge effect on the saturation performance of the detector is demonstrated by using the newly proposed equivalent circuit model. The best condition required for the electron velocity overshoot effect are further verified. This is of great significance for the design of ultrahigh speed and high saturation characteristic detectors.

In the aspect of the saturation characteristics of the detector, an electric field enhanced high saturation detector is designed and fabricated in this dissertation. Aiming at the problem that the energy band between the absorption region and the depletion region are discontinuous and the space charge is easy to be accumulated, we increase the electric field intensity on both sides of the discontinuous interface of the conduction band by inserting a doped layer in the depletion region, and demonstrated a local electric field enhanced high saturation broadband detectors, the detector saturation photocurrent increases from 54mA to 99mA.

In terms of the bandwidth performance of the detector, for the contradiction between the bandwidth and saturation characteristics of the detector, and the difficulty of further improving the bandwidth of the high power detector, we designed a dual-drifting layer structure by inserting a thin p-type InP layer into the middle of the depletion region, which makes full use of the velocity overshoot effect and reduces the influence of the load voltage swing effect. The dual-drifting layer detector has a bandwidth of 106GHz and the output photocurrent reaches up to 28mA, which is the highest level for 100 GHz detector with the same condition.

In summary, this dissertation has studied the key problems of improving the performance of the detector from the carriers' transport mechanism, and high performance detector chip has been successfully achieved. The related performance has reached the international leading level. The research achievements laid the foundation for the localization of high-performance semiconductor detectors.

Key words: uni-traveling-carrier photodiode; high speed; high saturation power; dual-drifting layer

目 录

摘 要	I
第 1 章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 国内外研究现状	4
1.3 高性能光电探测器研究中的关键问题	14
1.3.1 光电探测器的饱和机制	15
1.3.1.1 空间电荷效应	15
1.3.1.2 负载偏压摆幅效应	19
1.3.1.3 串联电阻分压	20
1.3.2 光电探测器带宽的制约因素	21
1.3.3 光电探测器性能指标之间的制约关系	23
1.3.3.1 输运时间与 RC 常数之间的矛盾	23
1.3.3.2 带宽与饱和特性之间的矛盾	24
1.3.3.3 带宽与响应度之间的矛盾	25
1.4 论文的主要内容介绍	26
第 2 章 光电探测器工作机理研究	28
2.1 载流子输运的理论研究	28
2.1.1 蒙特卡洛仿真介绍	28
2.1.2 载流子的散射	31
2.3.3 速度过冲分析	35
2.2 光电流相关的等效电路模型分析	36
2.2.1 光电流和电压相关的等效电路模型	39
2.2.1 光电探测器等效电路模型分析与论证	41
2.4 本章小结	50
第 3 章 光电探测器的制作工艺及性能测试技术	51
3.1 光电探测器的制作工艺	51
3.1.1 制作双台型结构	51
3.1.2 制作传输电极	54
3.2 光电探测器性能测试	57

3.2.1 I-V 曲线.....	57
3.2.2 S_{11} 测试.....	57
3.2.3 响应度测试.....	58
3.2.4 频率响应测试.....	59
3.2.5 饱和特性测试.....	60
3.3 本章小结.....	61
第 4 章 高饱和光电探测器研究.....	62
4.1 宽带高饱和光电探测器的设计思路.....	62
4.1.1 外延结构与器件制作.....	63
4.1.2 器件性能与评估.....	65
4.2 电场增强型高饱和光电探测器.....	69
4.3 本章小结.....	76
第 5 章 超高速光电探测器研究.....	77
5.1 超高速双漂移层光电探测器设计与制作.....	77
5.1.1 DDL 光电探测器结构设计.....	78
5.1.2 双漂移层光电探测器制作和性能测试.....	82
5.2 双漂移层光电探测器的性能分析和讨论.....	85
5.2 本章小结.....	87
第 6 章 结论与展望.....	88
6.1 论文研究工作总结.....	88
6.2 对未来工作的建议.....	89
6.2.1 未来在高响应度光电探测器方面的研究.....	89
6.2.2 未来对大功率光电探测器非线性特性的研究.....	89
参考文献.....	91
致 谢.....	99
声 明.....	100
个人简历、在学期间发表的学术论文与研究成果.....	101

主要符号对照表

AR	抗反射 (Anti-Reflection)
CMOS	互补金属氧化物半导体 (Complementary Metal Oxide Semiconductor)
CPW	共面波导 (Co-planar Waveguide)
DBR	分布布拉格反射器 (Distributed Bragg Reflector)
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)
GPIB	通用接口总线 (General Purpose Interface Bus)
ICP	电感耦合等离子体 (Inductively Coupled Plasma)
IMDD	强度调制直接探测 (Intensity-Modulated Direct-Detection)
IMD3	三阶互调失真 (Third Order Intermodulation)
InGaAs	铟镓砷 (Indium Gallium Arsenide)
InP	磷化铟 (Indium phosphide)
LD	半导体激光器 (Laser diode)
MBE	分子束外延 (Molecular Beam Epitaxy)
MOCVD	金属有机物化学气相沉积 (Metal-Organic Chemical Vapor)
MZM	马赫-曾德尔调制器 (Mach-Zehnder modulator)
MUTC-PD	改进单行载流子探测器 (Modified Uni-Traveling-Carrier Photodiode)
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)

主要符号对照表

OIP3	3 阶输出交调点 (the third-order Output Intercept Point)
PD	光电二极管 (Photodiode)
PIC	光子集成电路(Photonic Integrated Circuit)
	Deposition)
PC	偏振控制器 (Polarization Controller)
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)
SFDR	无杂散动态范围 (Spurious-free Dynamic Range)
UTC-PD	单行载流子探测器 (Uni-Traveling-Carrier Photodiode)

第1章 绪论

1.1 引言

用铜缆传输信号经历了几百年的历史,从最早的电报发明到当前的信号传输,铜缆依然被大量应用于传输网络。但由于铜缆通信随着速率的提升损耗增大,传输距离短而且成本高昂,逐渐被光纤取代^[1]。由于光纤具有传输频带宽、容量大、损耗低、抗电磁干扰等一系列优点,在中长距离的传输网络中得到广泛应用,而且随着光纤入户的普及,光通信也逐渐进入普通百姓的视野,被大家所认识。

随着移动互联网时代的到来,以及4G技术的成熟,传统的短信、语音业务逐渐向移动社交、高清视频、在线直播等业务升级^[2-9],流量逐年呈指数增长。未来随着5G、物联网等技术标准的确定以及网络的建设,现有的光纤通信网络已经远远不能满足当前和未来信息社会对高性能通信的需求。通信网络的带宽升级已经迫在眉睫,通信系统的传输容量和传输速率也成为通信领域最核心最紧迫的问题^[10-16]。光电探测器作为光通信系统的核心器件之一,其带宽性能需要不断提升以满足光通信网络升级的需求^[17-19]。

大部分光纤通信链路均为数字通信的。然而,模拟光链路的应用也越来越多,例如相控阵天线、远程传感、光信号处理和无线通信等^[20-25]。在相控阵天线中,利用光纤技术能有效减小波束发射系统的体积和重量;在光纤远程传感系统中,可以通过光纤将微波探测信号传送到远处,而信号在中心站处理即可;模拟光链路还可被广泛应用于处理宽带微波信号,以及今后的无线通信系统^[26-33]。由于模拟信号需要无失真的传输,这对于模拟链路的线性度和动态范围提出了更高的要求;对于链路接收端来说,高输出功率的光电探测器将有效提高链路的线性度和动态范围^[34-39]。

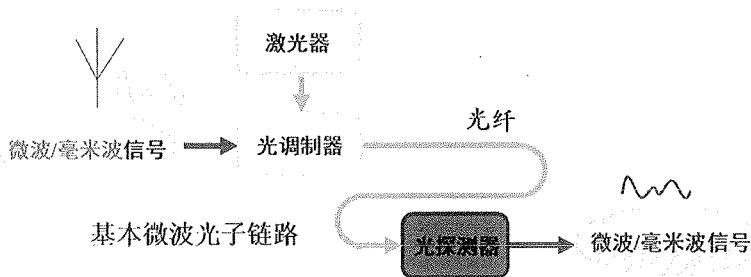


图 1.1 强度调制直接探测微波光子链路系统

基于强度调制直接探测 (Intensity-Modulated Direct-Detection, IMDD) 的模拟光链路是微波光子系统中的基本组成部分。最基本的微波光子链路结构如图 1.1 所示^[40-44], 微波信号通过马赫-曾德尔调制器 (Mach-Zehnder Modulator, MZM) 加载到半导体激光器 (Laser diode, LD) 产生的光信号上进行调制, 然后通过光纤传输至接收端, 由半导体光电二极管 (Photodiode, PD) 将光信号转换成微波或者毫米波信号后输出。

光通信网络和微波光子系统的快速发展均要求微波光子链路具有大带宽、宽无杂散动态范围 (Spurious-free dynamic range, SFDR)、高链路增益、低噪声系数 (Noise Figure, NF) 等特点^[45-48]。

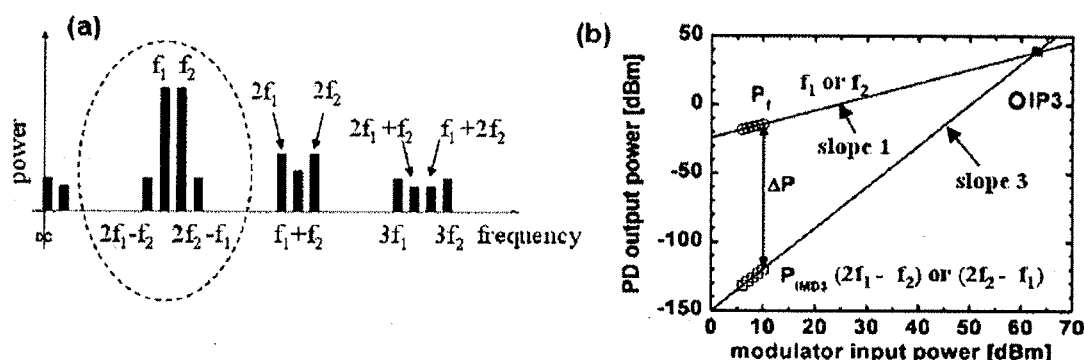


图 1.2 链路的无杂散动态范围^[50]

由于光电探测器和调制器的非线性, 微波光子链路的输出信号中不仅包含基频信号, 还包含二阶、三阶等高阶倍频项及交调项。如图 1.2 所示, 在所输出的交调谐波分量中, 三阶交调项 $2f_2 - f_1$ 和 $2f_1 - f_2$ 由于离基频信号非常近而且难以被滤波去除, 所以成为最重要的非线性分量^[49-50]。三阶交调点 (the third-order Output Intercept Point, OIP3) 是评价模拟光链路的关键指标, 被定义为基频和三阶互调失真 (Third Order Intermodulation, IMD3) 的外延曲线交点, 其值越高越好。假设基频信号功率的斜率为 1, IMD3 信号功率的斜率为 3, 则 OIP3 可以通过测试得到的基频功率 P_f 和三阶交调项功率 P_{IMD3} 简单定义如下:

$$OIP3 = P_f + \frac{1}{2}(P_f - P_{IMD3}) \quad (1-1)$$

从以上公式也可以看出, 要获得具有大动态范围的光子链路, 则要求链路中的关键器件—光电探测器—具有高饱和微波特性, 才能尽可能地提高基频信号的功率, 从而获得更宽的无杂散动态范围。

微波光子链路的增益定义为输出信号功率与输入信号功率之比，可以用如下公式表示^[39]：

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

其中 P 为到达接受端，即进入光电探测器的光功率， t_{ff} 为调制器插入损耗， $T'(V_b)$ 为表示马赫增德尔调制器电压偏置点对输出光功率的影响， L_f 为光纤传输损耗， R_d 为光电探测器的探测效率。如公式（1-2），要想实现高增益特性的微波光子链路，则需要光电探测器具有较高的饱和功率以及高响应度。

综上所述，高性能微波光子链路对其中的核心器件（光电探测器）的要求越来越高，需要光电探测器具有高响应度、高饱和电流和大带宽特性。此外，光通信系统的带宽和容量需求呈指数增长的情况下，也需要光电探测器不断提高带宽，以提高单通道传输数据的速率和容量。

1.2 国内外研究现状

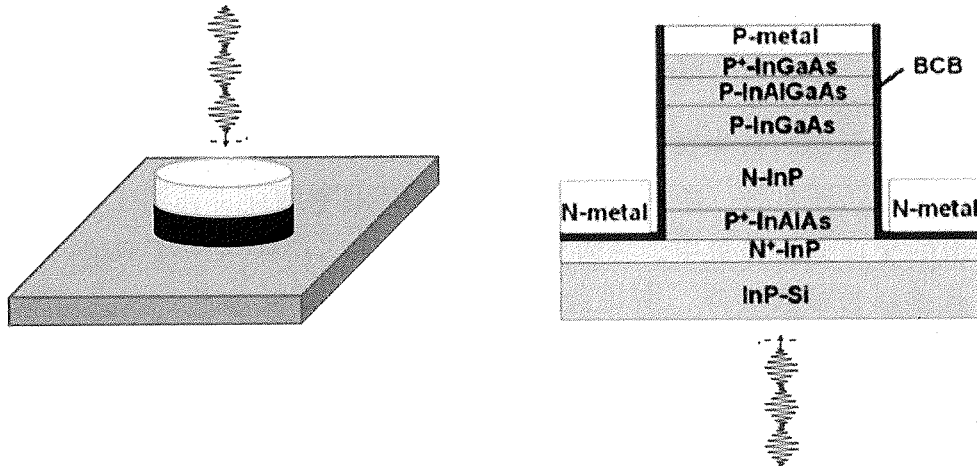
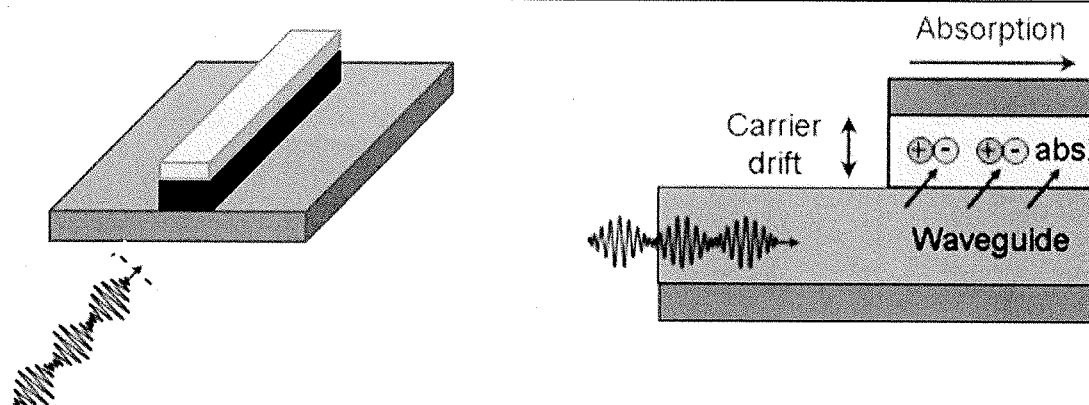


图 1.3 台面型光电探测器中顶入射与背入射式的比较^[51]

图 1.4 波导型与消逝波耦合光电探测器结构示意图^[52]

按照入射光的方向，可以将光电探测器的结构分为台面型光电探测器和波导型光电探测器。台面型的光电探测器由于受光面和入射光斑形状相同，产生的光生载流子分布较为均匀，耗尽区内的光生载流子浓度低，器件的饱和性能较好。但这种结构中，上下电极之间的耗尽区形成充放电效应，器件的带宽易受结电容限制，需要尽可能减小电容来提升器件带宽。台面型光电探测器又可分为顶入射和背入射光电探测器。顶入射结构中，光纤距离光吸收区较近；而背入射结构中，光纤距离吸收层虽远，但由于入射光从背面入射后，会被顶部金属电极反射，两次经过光吸收区，器件的响应度较高，因此背入射台面型结构被广泛采用。

波导结构的边入射型光电探测器由于可以采用行波电极的设计，使得器件电容可以忽略；但波导端面的耦合效率很低，而且端面面积小，受光密度高，器件容易饱和，限制了其往大功率方向发展。后来发展起来的消逝波耦合型光电探测器一定程度提升了光的耦合效率，但器件的饱和特性仍然受限。总的来讲，波导型光电探测器可以同时实现高带宽、高响应度；台面型光电探测器更容易同时实现高带宽、高饱和特性，相较于前者，制作工艺和测试的难度较低。

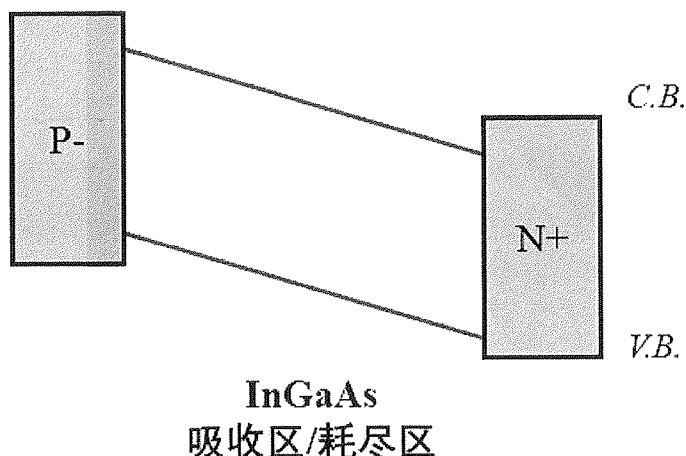
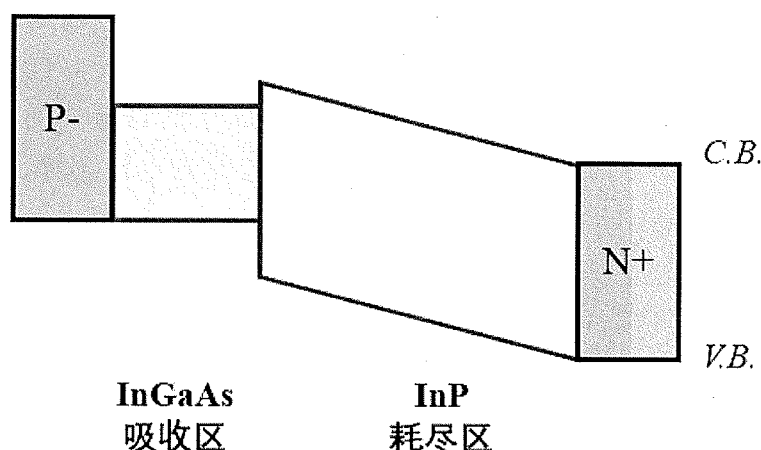


图 1.5 传统 pin 型光电探测器能带结构

传统的 pin 结构的光电探测器^[53]能带如图 1.5 所示，未掺杂的铟镓砷（Indium Gallium Arsenide, InGaAs）既作为光的吸收区，同时也是耗尽区。两端的电子和空穴收集层为重掺杂 InP 材料。入射光进入吸收区后，产生电子和空穴。光电探测器工作于反向偏置电压，在耗尽区电场作用下，电子向 n 电极漂移，最终达到 n 电极收集；而空穴朝着相反方向的 p 电极漂移，最终被 p 电极收集。由于空穴的有效质量远大于电子，其漂移速度比电子的漂移速度慢，所以光电探测器对信号的响应快慢主要由空穴的输运时间决定。这种结构的光电探测器带宽难以提高，而且由于空穴输运速度慢，且容易在耗尽区内形成堆积，制约着光电探测器的饱和特性。另一方面，由于吸收区与耗尽区的重合，当增加 $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ 的厚度来提高器件的响应度时，会导致载流子的输运距离变大，限制了器件带宽的进一步提高。后来，研究者提出部分掺杂吸收结构^[54-55]，双耗尽层结构^[56]等新型光电探测器，在提高光电探测器的带宽和响应度等方面取得了较大进步。

图 1.6 新型 UTC 结构光电探测器能带结构^[52]

1996 年 Davis 领导的课题组提出了一种单行载流子结构的光电探测器 (Uni-traveling-carrier photodiode, UTC-PD)，为提高光电探测器的带宽与饱和特性做出了重要贡献^[57]。在这种结构中，吸收区为窄禁带的重掺杂 InGaAs 材料，耗尽区为宽禁带的非掺杂磷化铟 (Indium phosphide, InP) 材料。相比于 pin 结构的光电探测器，UTC 光电探测器的吸收区与耗尽区相互分离，因而可以分别优化吸收区和耗尽区的厚度，同时提高光电探测器的响应度和带宽特性。

UTC 光电探测器吸收区为 p 型重掺杂，在反偏电压下并无电场。耗尽区是电子漂移区，同时也是电场加载区。空穴在重掺杂的吸收区是作为多子，输运过程中只要有等效的空穴被 p 电极收集即可，所以空穴在驰豫时间内被 p 电极收集，所需时间远小于 1 ps。而电子作为少子，需要先扩散输运出重掺杂吸收区，然后在电场作用下漂移输运出耗尽区达到 n 电极。由于电子的输运时间远大于空穴的输运时间，所以光电探测器对信号的响应快慢由电子决定，响应时间为电子在吸收区和耗尽区两部分区域输运时间之和。

在这种结构中，只有电子需要经历从最左侧输运到最右侧的完整过程，所以这种结构被命名为单行载流子光电探测器。这种结构中由于不需要考虑空穴的输运过程，相比于其它结构的光电探测器，器件的饱和特性和带宽都得到了很大的提升。

日本 NTT 公司的 Hiroshi Ito 研究小组

日本的相关研究所最早对高性能光电探测器进行了研究。除了日本的大学和高级研究所，日本的著名光电子企业也十分关注高速、高功率光电探测

器的研究和开发。其中, NTT 公司就是最为突出的一家, 也是最早提出并研制单行载流子光探测结构 (UTC) 光电探测器的单位之一。他们把重心集中在 UTC 型光电探测器^[58]及其应用开发上, 比如用于 THz 波的产生。在高速探测器方面, 2000 年他们报道了采用 UTC 结构的光电探测器, 面积为 $5\ \mu\text{m}^2$ 的器件获得了 310 GHz 的带宽^[59], 其结果如图 1.7 所示。

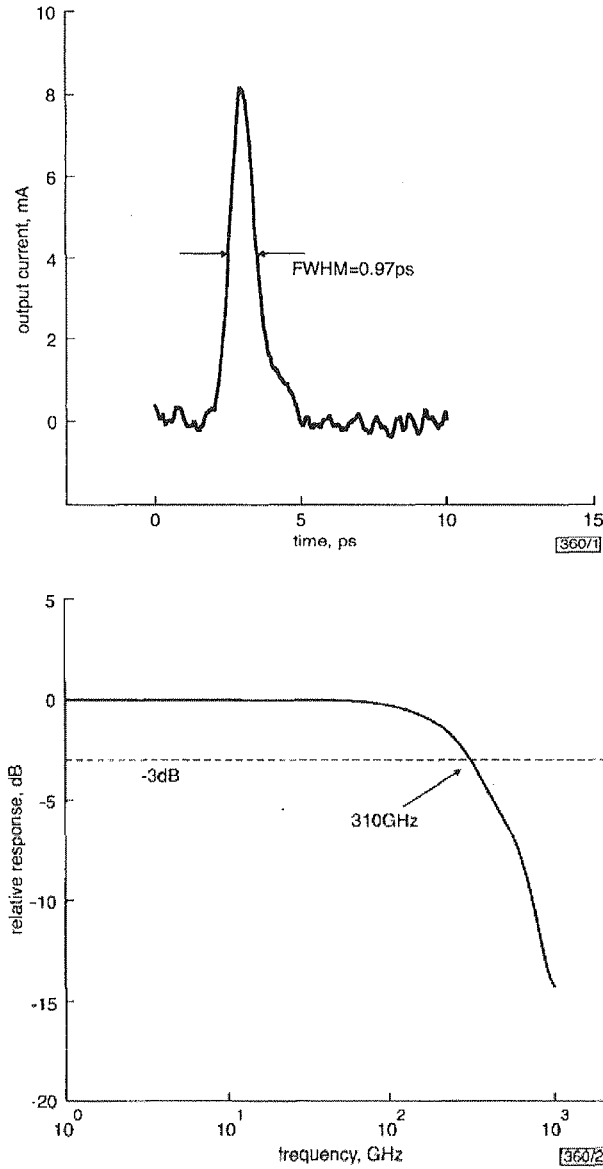


图 1.7 UTC 光电探测器脉冲测试以及相应的频率响应曲线^[59]

在高功率光电探测器方面, 1999 年他们报道了采用 UTC 结构的光电探测器。在 $40\ \mu\text{m}^2$ 光吸收面积上, 实现了脉宽 4.8 ps (对应 3-dB 频率响应带宽 65 GHz), 脉冲最大光电流达到 184 mA^[60]。但是, 缺乏在具体频点的光

电转换效率和光饱和电流数据，同时，由于采用非常短的工作脉冲时间，难以评价其光电探测器的最大微波输出情况。

美国 Virginia 大学的 Joe C. Campbell 教授研究小组

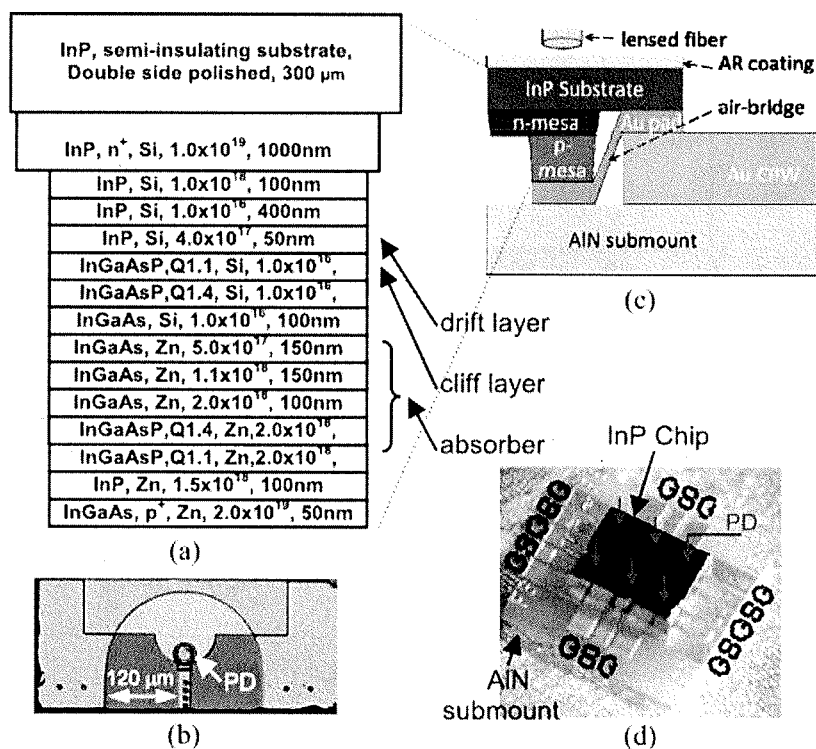


图 1.8 高性能 MUTC 光电探测器外延结构及器件

高性能光电探测器的研究虽然在日本起源，但目前研究的热点区域已经转移到了美国。美国 Campbell 教授的研究小组在实现高带宽、高饱和特性光电探测器方面进行了深入探索，研究了耗尽区掺杂对光电探测器饱和特性的影响，通过在耗尽区中预置正离子，有效抵消了进入耗尽区中的电子空间电荷效应^[61-62]。此外，通过在重掺杂吸收区和耗尽区中间引入非掺杂的 InGaAs，此层 InGaAs 不仅作为吸收材料，同时也是耗尽区，将这种在耗尽区掺杂的单行载流子光电探测器称为改进型单行载流子（Modified Uni-traveling-carrier photodiode, MUTC-PD）光电探测器，如图 1.8 所示。引入的 InGaAs 层不仅增加了器件的响应度，还增加了耗尽区的厚度，使得器件的电容减小^[63-64]。同时，由于引入的非掺杂 InGaAs 较薄，其中的空穴输运时间依然小于电子的输运时间，空穴的影响依然可以忽略。

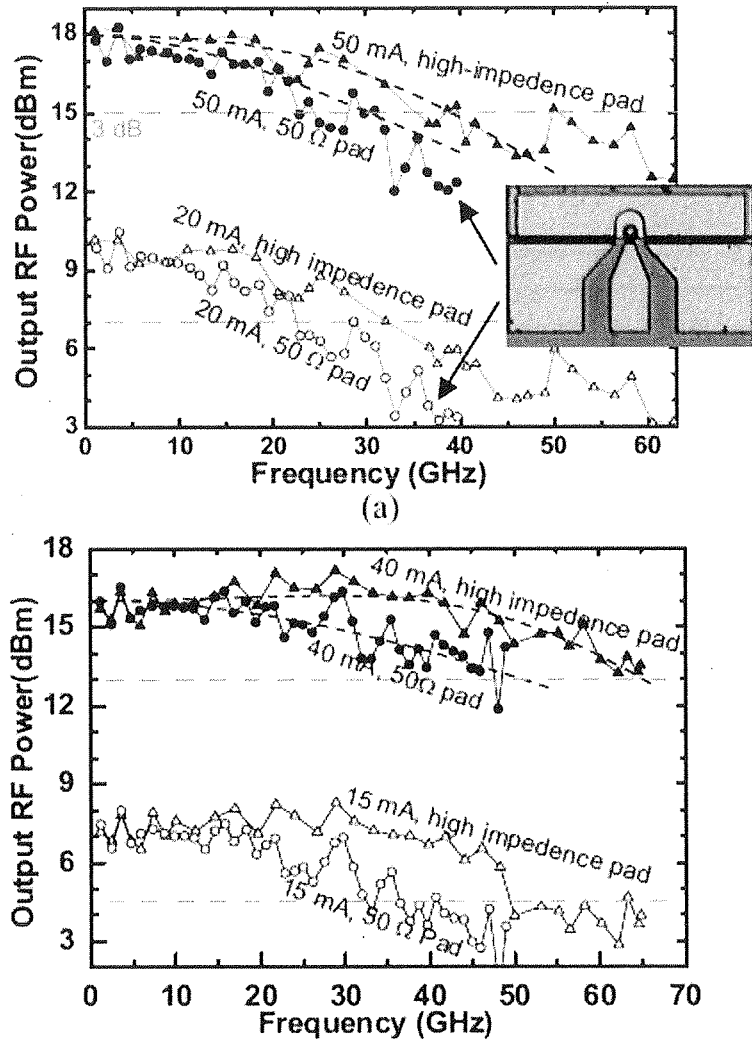


图 1.9 直径 20 μm 和直径 14 μm 的 MUTC 光电探测器频率响应特性

据此引入非掺杂 InGaAs 层的 MUTC 材料结构，2013 年 Campbell 小组制作出的背入射式光电探测器的光电转换效率在 1.55 μm 波长可达到 0.45 A/W。他们制作了吸收区直径为 20 μm 的光电探测器，3-dB 频率响应带宽达到 50 GHz，对应的微波功率达到了 20.3 dBm。而采用更小的直径为 14 μm 的吸收区，3-dB 频率响应带宽提高到 65 GHz，对应于 15.9 dBm 的微波输出功率，其频率响应曲线见图 1.9^[65]。

为了解决光电探测器在高电压大电流时发热严重的问题，该课题组采用倒装焊的方式，将光电探测器芯片焊接到散热特性强的热沉上，进一步提高了器件的饱和特性^[66]。

台湾大学的许晋玮研究小组

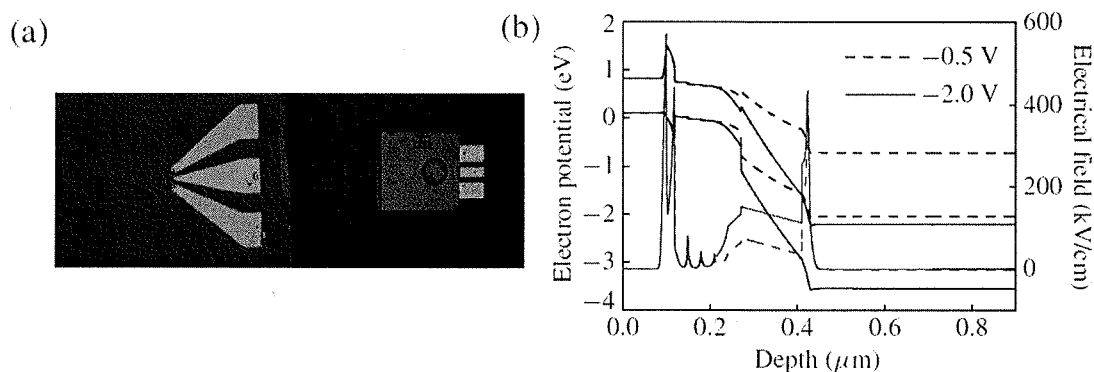


图 1.10 NBUTC 光电探测器能带结构以及倒装焊示意图

近年来,台湾国立中央大学许晋玮教授的研究组对极高速光电探测器进行了深入的研究,超高带宽的光电探测器成为此课题组的研究特色^[67-69]。1997 年日本研究小组首次研制超高速单行载流子时,发现了光电探测器中电子输运过程中存在速度过冲效应^[70-73],在此基础上,许晋玮研究小组通过在耗尽区后端插入一层 p 型 InAlAs 材料,使 InP 耗尽区中的电场得以降低,使其处于适合电子速度过冲所需要的电场范围内,极大提高了载流子的平均漂移速度,器件的带宽也得以提高。由于电子以超高速在耗尽区内漂移,将这种结构的光电探测器称为近弹道单行载流子 (Near ballistic Uni-traveling-carrier, NBUTC) 光电探测器。

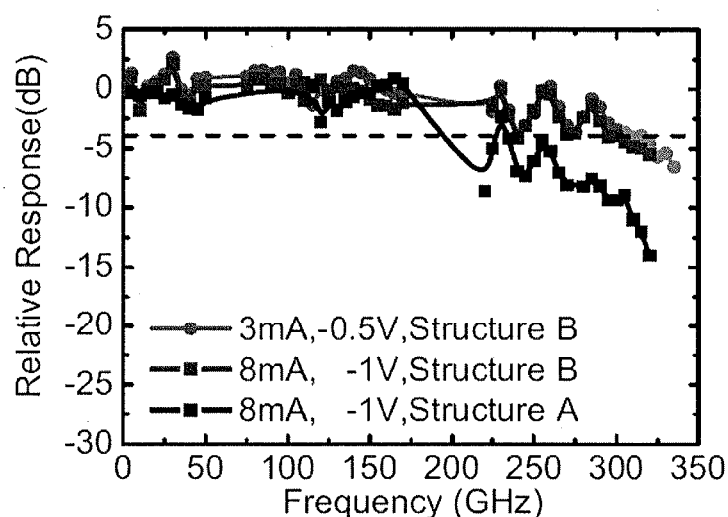


图 1.11 NBUTC 光电探测器频率响应特性

为了减小载流子的输运时间,2015 年他们通过减薄吸收区和耗尽区的

厚度，制作出 $3.5\ \mu\text{m}$ 直径的器件，负载电阻 $50\ \Omega$ 。采用多频段的测试方法，频响曲线显示光电探测器带宽达到 $315\ \text{GHz}$ ，相应的饱和光电流达到 $13\ \text{mA}$ ^[74]。

英国 UCL 大学的 A.J.Seeds 研究小组

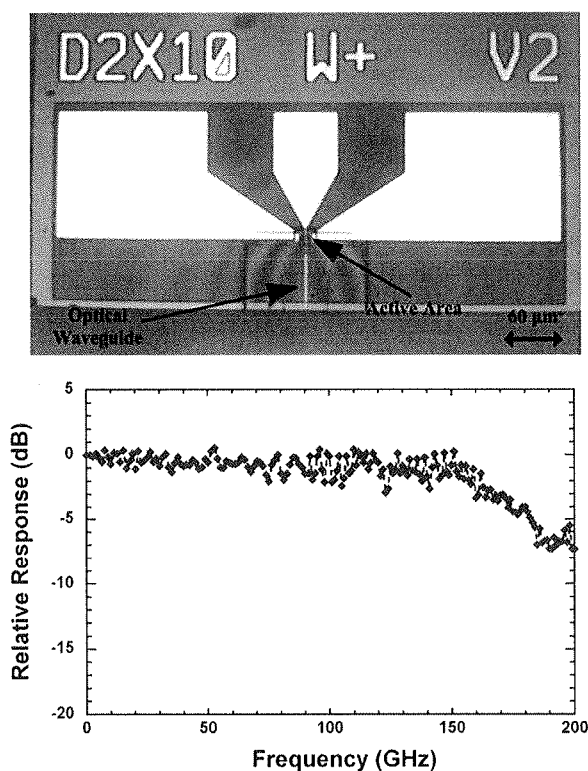


图 1.12 波导型 UTC 光电探测器及其频率响应特性

英国皇家工程院院士 A.J.Seeds 所领导的研究小组通过与法国 III-V 族实验室合作，在用于光子集成电路（Photonic Integrated Circuit, PIC）的超高速光电探测器方面进行了深入研究^[75-76]。PIC 技术可以提供紧凑、可调谐以及高效率的发射或者接受模块；光电检测器可以与可调谐激光器、放大器和调制器集成，也可以通过和天线单元集成作为微波或者毫米波信号的发射源。要达到光子集成的目的，需要采用波导结构的光电探测器。2012 年，该小组报道了采用分子束外延（Molecular Beam Epitaxy, MBE）技术生长材料并制作出的波导型 UTC 结构光电探测器，利用模式转换波导来接收光纤入射的光。他们制作的波导型光电探测器的波导尺寸为 $2 \times 25\ \mu\text{m}^2$ ，器件 3-dB 频率响应带宽达到 $170\ \text{GHz}$ ，光电转换效率为 $0.27\ \text{A/W}$ ，输出微波功率 $-5\ \text{dBm}$ ^[77]。

2000 年以后，国内开始有部分研究小组在高性能光电探测器的研究中取得较好的成果。主要包括中科院半导体所王启明院士组，北京邮电大学任晓敏教授组和清华大学研究小组（本实验室）。

清华大学研究小组

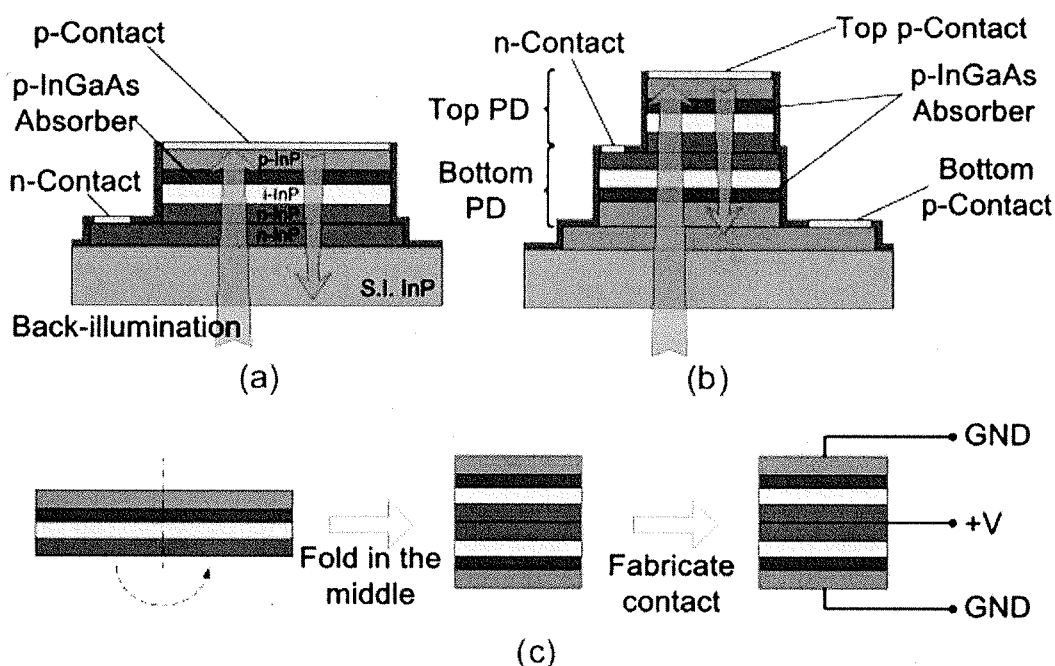
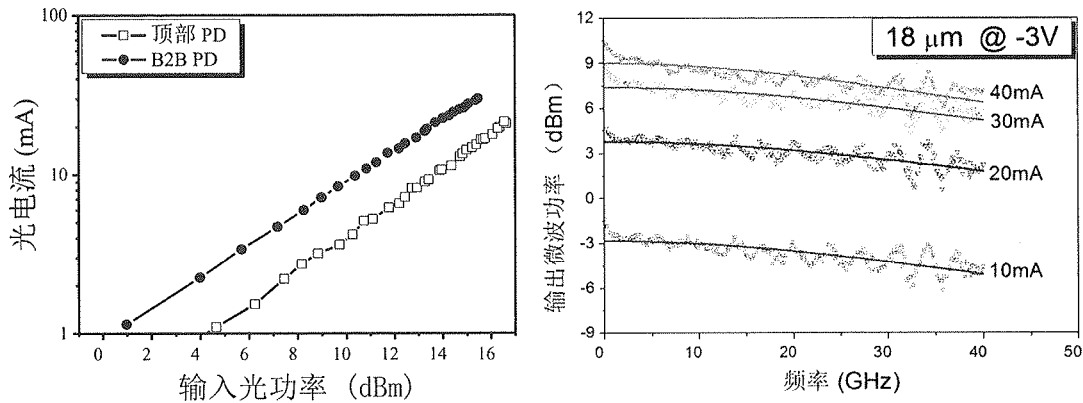


图 1.13 背靠背结构的 UTC 光电探测器

本实验室自 2004 年起开始半导体光电探测器的研究，并取得了一系列重要研究成果。由于在增加重掺杂吸收区厚度时，会导致载流子在吸收区内的输运时间较长，这一问题限制着 UTC 光电探测器带宽的提高。2013 年，本实验室提出了一种背靠背集成的光电探测器结构^[78]，在这种结构中上下两个光电探测器共用 n 电极。由图 1.13 所示，背入射式的光电探测器中，当光从背面入射经过两层吸收区后被顶部电极反射，然后再次经过两层吸收区，使得器件响应度得到极大地提高。此外，从电路的角度来看，吸收光后产生的光电流在 n 电极汇合，相比单个光电探测器，背靠背光电探测器的输出光电流和微波功率得到明显提升。

图 1.14 背靠背 UTC 光电探测器的输出光电流以及微波功率^[78]

本实验室制作完成的背靠背型光电探测器响应度达到 0.86 A/W ，且在相同强度的光入射下，单个光电探测器的输出光电流为整体光电探测器输出光电流的一半。对于直径为 $18 \mu\text{m}$ 的器件，带宽达到 40 GHz ；在 4V 偏压、 30GHz 条件下，器件的输出饱和光电流达到 47 mA ，对应的输出微波功率为 12.9 dBm 。

中科院半导体所研究小组

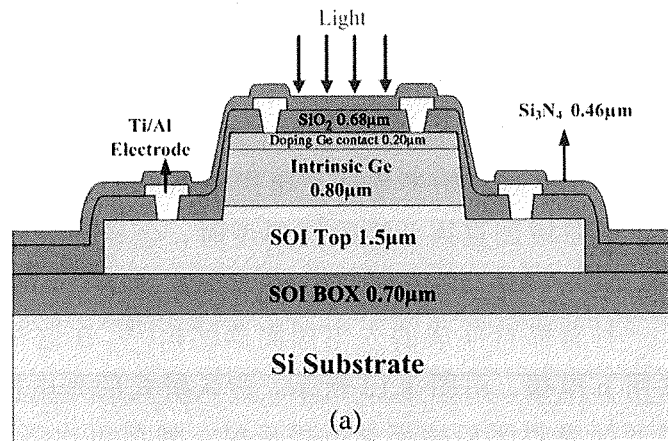


图 1.15 顶入射 Si-Ge 结构的 pin 型光电探测器

由于 Si 器件具有可以利用现有互补金属氧化物半导体（Complementary Metal Oxide Semiconductor, CMOS）工艺平台来降低制造成本，以及拥有便于与当前的 Si 器件集成的优势，Si 光电探测器的研究近年来也受到重视。但由于硅材料为间接带隙半导体，其发光和吸收光的效率都很低，目前通过采用 Si-Ge 外延的方式，部分解决了这一难题。体材料的 Ge 也是间接带隙

的半导体材料，但直接带隙和间接带隙之差仅为 136 meV，可通过外延工艺中引入应变以及 n 型重掺杂来消除带隙差^[79-80]。

2013 年，中国科学院半导体所的研究小组利用超低温外延技术，制作出顶入射式 Si-Ge 结构的 pin 型光电探测器，并利用 Ge 材料作为吸收层，如图 1.15 所示。70 μm 直径的器件在 3 V 反偏电压下为 13.4 GHz，光电转换效率为 0.31 A/W，饱和输出光电流达到 40 mA^[81]。

北京邮电大学研究小组

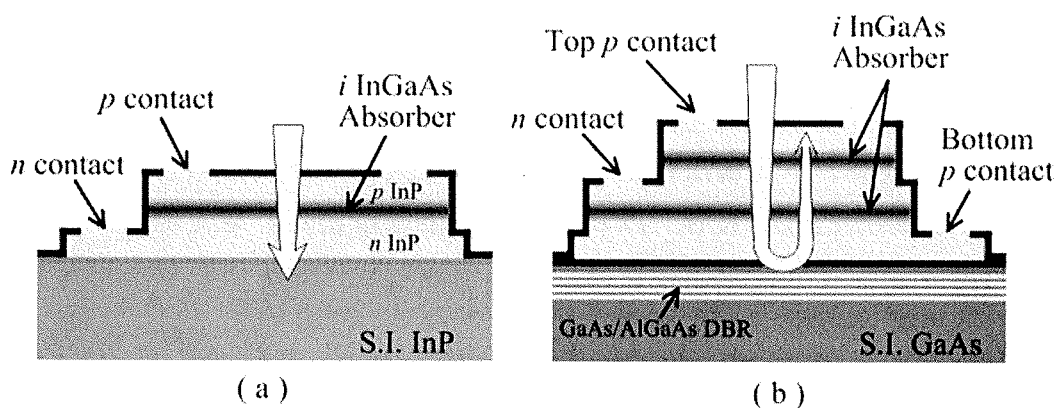


图 1.16 DBR 结构为底镜的背靠背叠层结构光电探测器

北京邮电大学任晓敏教授研究小组在提高光电探测器响应度方面，采用了谐振腔增强的光电探测器结构，将分布布拉格反射层（distributed Bragg reflection, DBR）作为反射镜，使光两次经过吸收层材料，来提高探测效率^[82-83]。如图 1.16 所示，2014 年北京邮电大学研究小组采用 DBR 结构作为底部反射镜，并借鉴背靠背的叠层结构，来进一步提高光电探测器的响应度。相比于不加底部反射镜的光电探测器，光电探测器量子效率提高了 48.8%。最终器件的量子效率达到了 64%，器件 3-dB 带宽为 26 GHz，未见器件饱和特性的相关报道^[84]。

从国内外半导体光电探测器的研究现状来看，国内在高性能光电探测器方面的研究力量还比较薄弱，光电探测器带宽都还在 20~40 GHz 水平，饱和特性与国际领先水平也还有很大差距。光电探测器总体性能与国外的研究成果差距巨大，且远不能满足未来微波光子学系统以及光通信系统对核心光电器件提出的新要求。

1.3 高性能光电探测器研究中的关键问题

目前高性能光电探测器的饱和特性主要受限于空间电荷效应和负载偏压摆幅效应；带宽主要受限于载流子的输运和电阻电容时间常数；而响应度取决于光电探测器吸收层的厚度。下面将详细讨论器件的饱和机制、带宽的制约因素，以及光电探测器三大性能指标之间的相互矛盾关系，并给出高性能光电探测器的设计思路。

1.3.1 光电探测器的饱和机制

当光电探测器的输出光电流与入射光功率之间不再呈线性关系，则意味着光电探测器发生了饱和。从光电探测器耗尽区的情况来看，主要表现为部分区域出现电荷堆积或者电场强度降低到零以下。影响器件饱和特性的因素有空间电荷效应、负载偏压摆幅效应、串联电阻分压以及热效应。其中热效应由光电探测器的散热特性，以及外部散热措施等决定，与光电探测器的工作机理关系不大，下文主要讨论空间电压效应、负载偏压摆幅效应以及串联电阻分压对光电探测器饱和特性的影响。

1.3.1.1 空间电荷效应

强光入射时，产生大量的光生载流子，由于部分载流子无法被及时扫出耗尽区，容易产生电荷堆积，形成与外加电场方向相反的屏蔽电场。尤其是在耗尽区电场最低的地方、以及异质结界面，更容易有大量的电子堆积，导致耗尽区电场的局部坍塌。在相同光电流的情况下，随着台面型光电探测器尺寸的逐渐减小，耗尽区中的电荷密度越来越大。因此在小尺寸的高速光电探测器中，空间电荷效应会更加严重。

空间电荷效应对器件性能的影响，可以用不同条件下耗尽区中的电场变化情况加以评估。耗尽区电场分布可通过联立泊松方程和电势方程来求解，分别如式（1-3）和式（1-4）表示^[85-86]：

$$\frac{\partial E}{\partial x} = \frac{q}{\varepsilon} (p - n + N_D - N_A) \quad (1-3)$$

$$V_{Bias} + V_{built-in} - I \cdot R_s = \int_{depletion} E dx \quad (1-4)$$

其中 p 和 n 分别为光生空穴和光生电子浓度， N_A 和 N_D 分别为受主掺杂和施主掺杂的杂质浓度， V_{Bias} 为外加直流偏置偏压， $V_{built-in}$ 为内建电压， I 为光生电流， R_s 为电阻，包含体材料电阻和电极接触电阻等（在交流情况下还

包括负载电阻)。

下面通过设计一个直径为 $10\ \mu\text{m}$, InP 耗尽区为 $300\ \text{nm}$, p 区和 n 区 InGaA 厚度均为 $100\ \text{nm}$ 的 UTC 结构光电探测器, 从外部条件逐渐变化的演变过程来分析反偏电压、掺杂和光电流对光电探测器耗尽区电场分布的影响情况, 便于直观理解光电探测器饱和效应的形成过程, 并为高饱和特性光电探测器的设计奠定基础。

(1) 耗尽区不掺杂, 不外加电压下的电场情况, 这也是最简单的电场分布。此时耗尽区的电场为自建电场, 电场方向从 n 区指向 p 区。由于 p-i 结和 n-i 结界面处掺杂浓度不连续, 有电场跳变的情况, 而耗尽区内的电场则完全为均匀分布。当少量电子注入, 此零偏电压下的光电探测器依然可以正常工作。

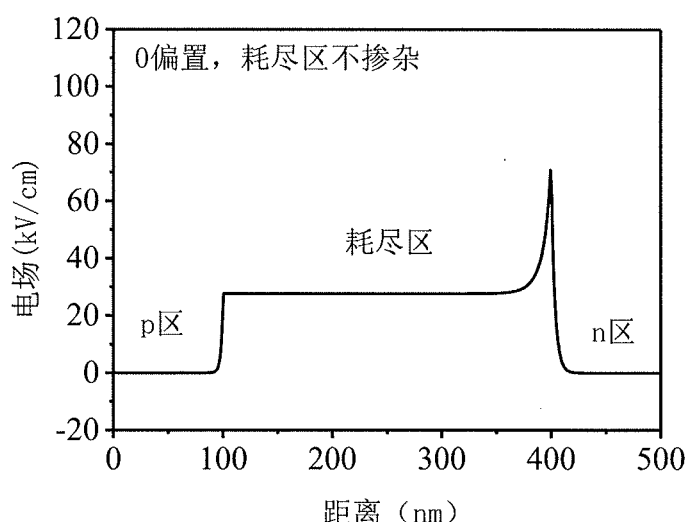


图 1.17 0V 偏置电压, 耗尽区不掺杂的电场分布

(2) 耗尽区不掺杂, 外加 $2\ \text{V}$ 电压下的电场情况。由于反偏电压提供的电场方向与内建电场的方向一致, 使得耗尽区内的电场提高, 增强了光电探测器对高光功率信号的响应能力。耗尽区内电场越强, 光电探测器饱和特性越高。

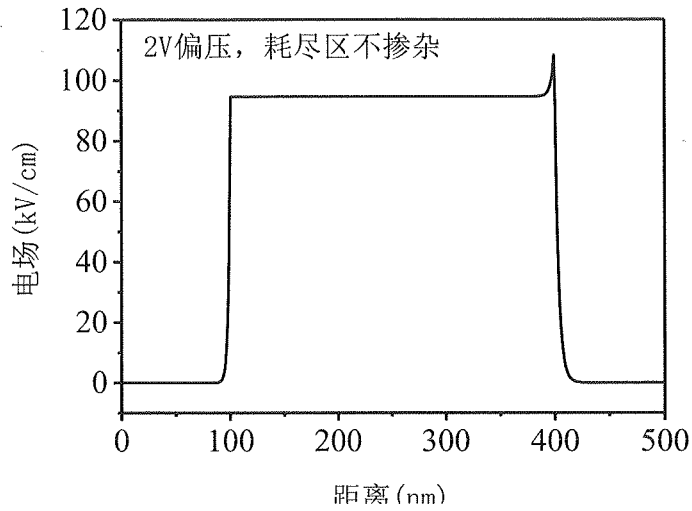


图 1.18 2V 偏置电压，耗尽区不掺杂的电场分布

(3) 耗尽区 n 型掺杂 $2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 、外加 2 V 反偏电压的情况。对于耗尽区 n 型掺杂的情形，相当于在耗尽区内提供了固定浓度的正离子，使得从左侧进入的电子刚进入时感受到的电场增强；而穿过耗尽区中间后，掺杂离子产生的电场与外电场方向相反，使得电子感受到的电场减小。掺杂浓度越高，电场的倾斜程度越大。这种掺杂能够一定程度补偿进入的光生电子对电场的影响。

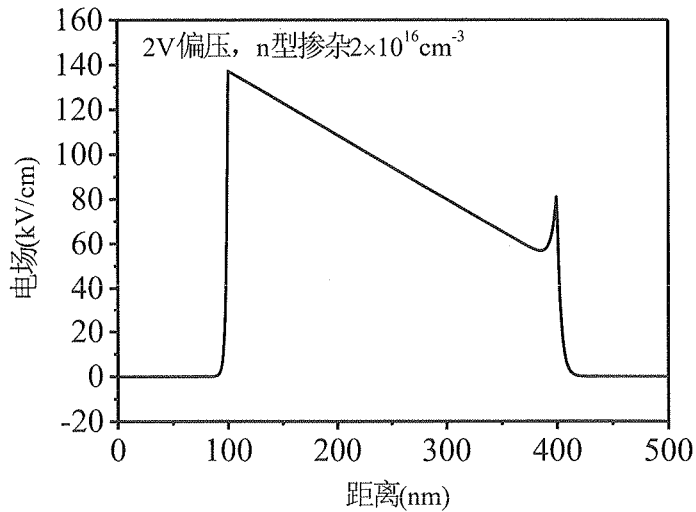


图 1.19 2V 偏置电压，耗尽区 n 型掺杂的电场分布

(4) 耗尽区 n 型掺杂 $2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 、外加 2V 电压、20 mA 光电流。如

图 1.20 所示, 当加入光电流后, 耗尽区的电子会部分抵消 n 型掺杂预置的正离子, 使得在 (3) 基础上, 耗尽区电场出现下降。对于 $10\text{ }\mu\text{m}$ 直径的器件, 20 mA 光电流产生的电子浓度依然低于掺杂浓度, 所以电场分布曲线的倾斜方向并未改变。

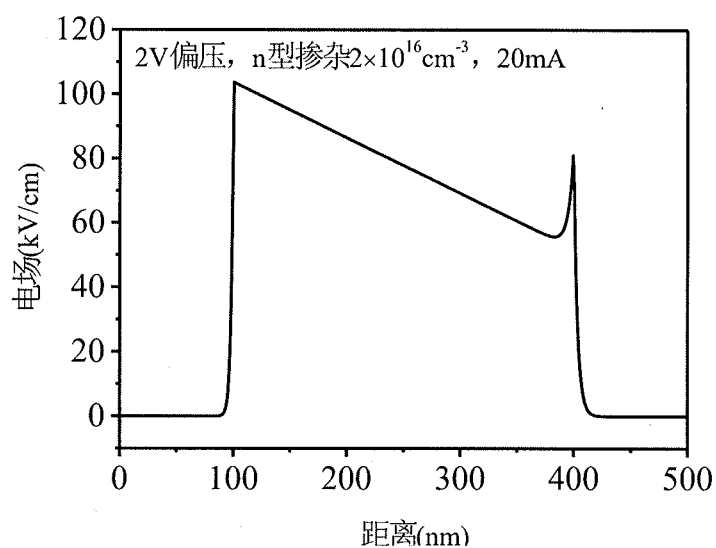


图 1.20 2V 偏置电压, 20 mA 光电流时耗尽区 n 型掺杂的电场分布

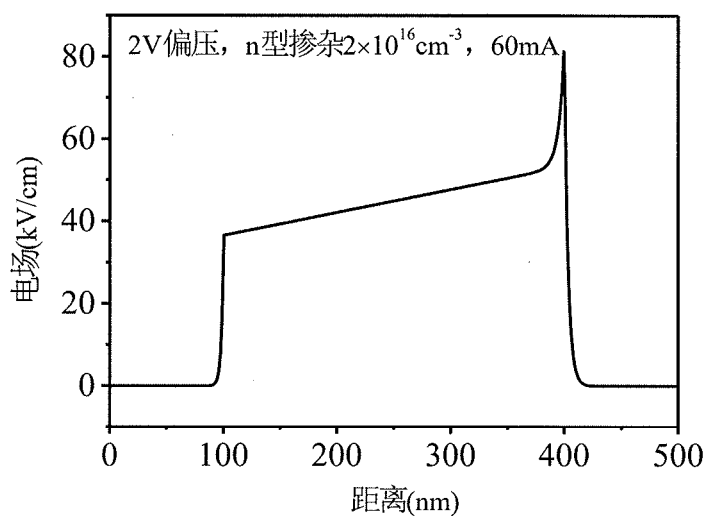


图 1.21 2V 偏置电压, 60 mA 光电流时耗尽区 n 型掺杂的电场分布

(5) 耗尽区 n 型掺杂 $2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 、外加 2V 电压、60 mA 光电流。当外加光电流进一步增大，当耗尽区内的电子数等于掺杂浓度时，耗尽区内的电场将为均匀分布的状态。如图 1.21 所示，随着光电流进一步增大，如增大到 60 mA 时，由于耗尽区内电子的浓度高于正离子的浓度，使得耗尽区内的电荷产生的电场与外加偏置电压形成的电场方向相反，电场分布形成前低后高的状态。最终总电场的变化趋势与 (4) 的情况相反。

(6) 耗尽区 n 型掺杂 $2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 、外加 2V 电压、80 mA 光电流。如图 1.22 所示，当光电流进一步增大到 80 mA 时，可以看到 p-i 结界面处的电场将降低到零，使得光电探测器无法正常工作，说明此时耗尽区内的电子浓度太高，导致部分电场出现坍塌。此外，可以看出，随着光电流的增加，探测器的分压减小，主要是因为光电流增加，负载分压变大。

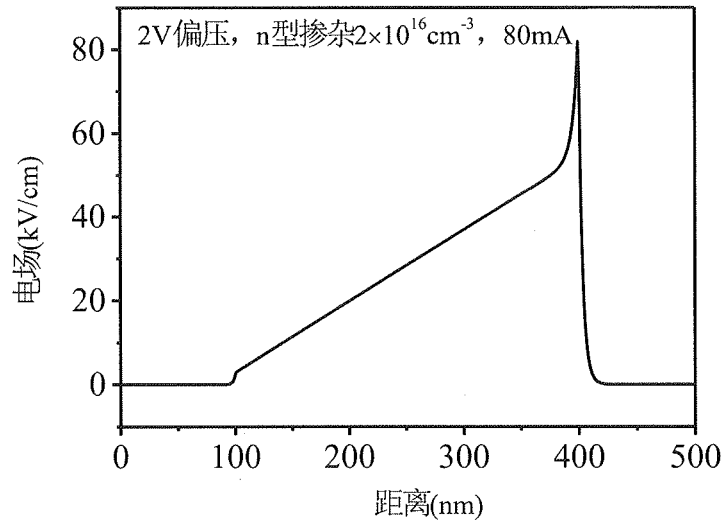


图 1.22 2V 偏置电压，80 mA 光电流时耗尽区 n 型掺杂的电场分布

从以上电场的变化情况可见，深入研究反偏电压、掺杂和光电流等因素对光电探测器耗尽区电场分布的影响情况，对设计高饱和特性的光电探测器具有重要意义。可以总结出如下几点规律：

1. 光电流对电场分布具有显著的影响，而且当光电流增加到一定程度时，出现空间电荷效应。耗尽区局部电场会出现坍塌，部分区域电场逐步降低到零，导致光电探测器出现饱和。
2. 空间电荷效应会最先出现在电场最低的界面处，如 p-i 结或者 n-i 结；或者异质结处。

3. 可以通过在耗尽区进行 n 型掺杂，预置一定浓度的正离子，来补偿进入的电子的影响，从而减弱空间电荷效应。

1.3.1.2 负载偏压摆幅效应

小信号调制情况下，空间电荷效应和热效应是限制光电探测器饱和特性提高的主要因素；在大信号调制的情况下，由于加载到负载电阻上的微波信号引起较大的分压，此时的负载偏压摆幅效应不能忽略。

交流情况下， $50\ \Omega$ 的匹配负载并联在光电探测器两端，光电探测器两端的电压则为外加直流偏置电压与负载电阻上的交流电压之和。负载两端电压周期性变化，其交流电压可以如下：

$$V = -\frac{R_L i_0}{1 + j\omega(R_L + R_S)C} e^{j\omega t} \quad (1-5)$$

负载及串联电阻电压摆幅对光电探测器耗尽区电场的周期性影响可以表示如下^[10]：

$$\int_{depletion} E dx = V_{DC} + V_{built} - \frac{(R_L + R_S) i_0}{1 + j\omega(R_L + R_S)C} e^{j\omega t} \quad (1-6)$$

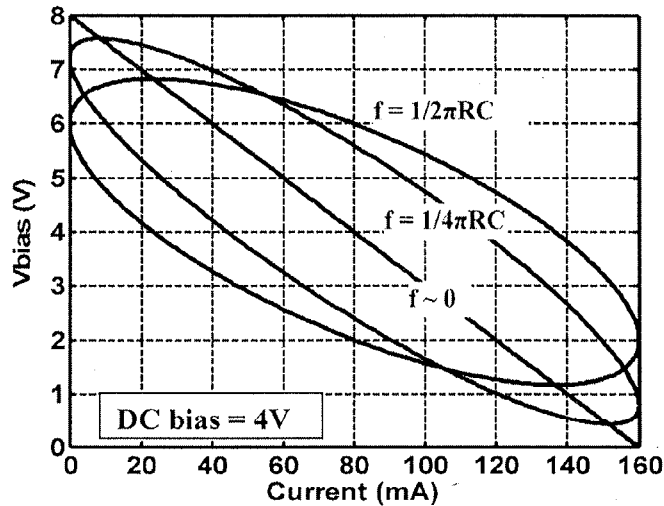


图 1.23 交流工作时光电探测器两端的电压变化情况^[50]

由于负载电阻通常大于串联电阻，所以在讨论电压摆幅效应时主要讨论负载电阻的影响。如图 1.23 所示，负载分压周期性变化，当电压摆幅处于负半周时，光电探测器耗尽区两端感受到的电压变小，不利于光电探测器的正

常工作。对于 $50\ \Omega$ 的匹配负载，若输出的光电流为 $100\ \text{mA}$ ，则最大负载分压将达到 $5\ \text{V}$ ，光电探测器耗尽区两端感受到的电压被极大的减小，进一步限制了器件饱和特性的提高。

1.3.1.3 串联电阻分压

光电探测器的 p 型区域与 n 型区域的体材料电阻、p 电极和 n 电极的接触电阻、导线电阻等统称串联电阻，串联电阻也会形成一定的分压。当光电流越大时，其分压也越大，从而落在耗尽区两端的实际电压则会减小，减小耗尽区内电场强度。

不同大小的串联电阻对耗尽区电场的影响可以通过仿真得到。仿真时假设偏置电压为 $2\ \text{V}$ ，光电流 $60\ \text{mA}$ 。当串联电阻为 0 、 10 、 30 、 $50\ \Omega$ 情况时，耗尽区内电场分布图如下：

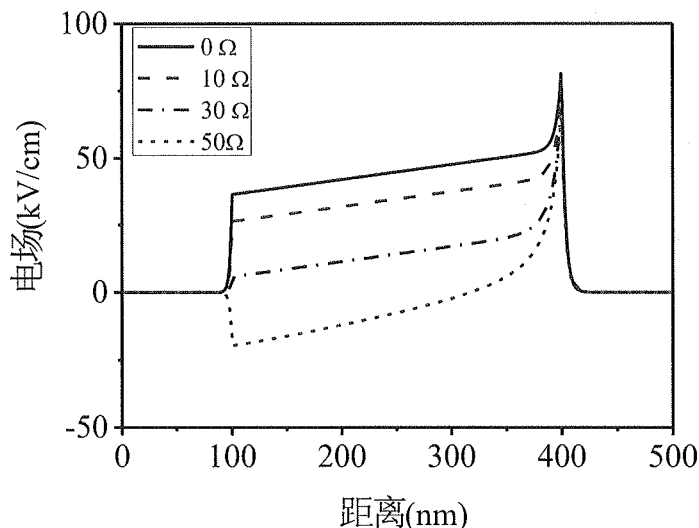


图 1.24 串联电阻对光电探测器耗尽区电场的影响情况

如图 1.24 所示，当光电探测器串联电阻从零逐渐增加到 $30\ \Omega$ 时，耗尽区电场逐渐降低，部分电场接近零；当串联电阻达到 $50\ \Omega$ 时，光电探测器在条件下已经无法正常工作。半导体材料的体电阻与其自身掺杂浓度有关，掺杂浓度越高电阻值越小，所以在设计外延材料时，p 型吸收区尽量采用高浓度的重掺杂。在减小接触电阻方面，需要采用快速热退火的方式，使电极与接触层之间形成良好的欧姆接触。通过各种工艺条件的优化，可以尽量减小串联电阻对光电探测器饱和特性的影响。

1.3.2 光电探测器带宽的制约因素

光电探测器另一个非常重要的参数为器件带宽。论文在研究如何获得高饱和特性光电探测器的基础上，进一步分析光电探测器带宽的制约因素。光电探测器的带宽主要由载流子输运时间和电阻电容时间常数两部分决定。

载流子渡越时间限制：

以目前发展最为迅速的单行载流子光电探测器为例，其能带如图 1.25 所示。单行载流子光电探测器的能带结构分为窄禁带的重掺杂 InGaAs 吸收区和宽禁带的 InP 耗尽区，宽禁带的耗尽区为本征掺杂，也是电场加载区；相比于传统 pin 结构的光电探测器，单行载流子光电探测器的吸收区和耗尽区相互独立，可以分别设计优化。入射光被吸收后，在吸收区产生电子和空穴，空穴作为多子，在 p 型重掺杂的区域，只要在最左侧有等效的空穴输运出重掺杂区域即可，所以空穴是以弛豫速度被 P 电极收集，所需要的输运时间远小于 1 ps，可以忽略不计。电子作为少子，首先在浓度梯度的帮助下扩散通过 p 型吸收区，然后在耗尽区电场作用下向 n 电极漂移。所以，UTC 光电探测器载流子输运时间主要由电子的输运时间决定，这也决定了光电探测器对高速信号响应的快慢。

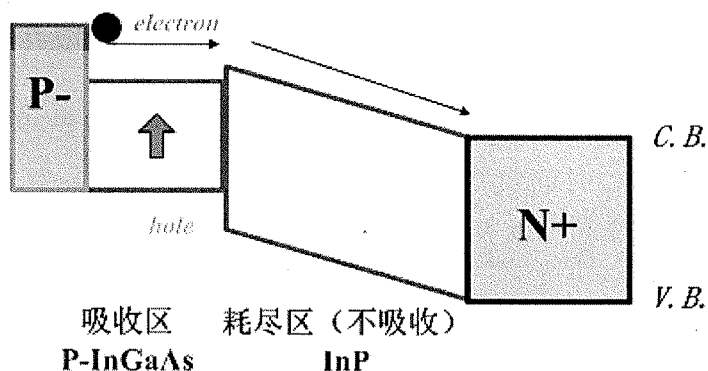


图 1.25 UTC 光电探测器的能带示意图

电子在重掺杂吸收区内的输运以漂移运动为主，其输运时间表示为 $W_a / v_{th} + W_a^2 / 2D_e$ ， W_a 是光电探测器重掺杂吸收区的厚度， D_e 为扩散系数， v_{th} 为电子热发射速度。电子在耗尽区电场作用下的输运时间可以表示为 W_c / v_e ，其中 v_e 为电子漂移速度， W_c 为耗尽区厚度。电子从产生到被 n 电极收集所需要的时间可以表示为：

$$\tau = \frac{W_c}{v_e} + \frac{W_a}{v_{th}} + \frac{W_a^2}{2D_e} \quad (1-7)$$

同时载流子输运时间限制的带宽则可以表示为^[87]:

$$f_t \approx \frac{2.8}{2\pi\tau} \quad (1-8)$$

因此, 为了提高光电探测器载流子输运时间限制的带宽, 需要尽可能减小光电探测器吸收区和耗尽区的厚度, 以及提高光电探测器在重掺杂吸收区和非掺杂耗尽区中的输运速度。

RC 时间常数限制:

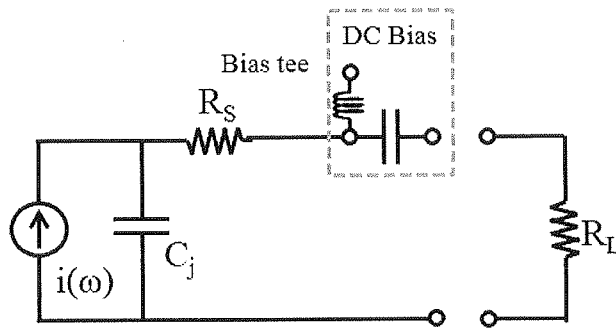


图 1.26 光电探测器等效电路图

如图 1.26 所示, 从等效电路角度来看, 光电探测器结电容和负载组成了一个 RC 回路, RC 时间常数也制约光电探测器带宽的大小。光电探测器 RC 时间常数限制的带宽可以表示为:

$$f_{RC} \approx \frac{1}{2\pi RC} \quad (1-9)$$

光电探测器总的频率响应带宽由这载流子输运时间和 RC 时间常数共同决定, 器件的 3-dB 带宽可以表示为:

$$f_{3-dB} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{(\tau_{trans}^2 + \tau_{RC}^2)}} \quad (1-10)$$

RC 时间常数一般由器件的尺寸设计和工艺水平决定, 载流子渡越时间由电子在光电探测器吸收区和耗尽区中的输运决定。因此, 若要提高探测器的带宽, 不仅需要提高工艺制作水平, 还需要深入研究探测器中载流子的输运机理。

1.3.3 光电探测器性能指标之间的制约关系

在提升光电探测器某一方面的性能时，往往伴随着其它性能指标的下降。下面将重点讨论光电探测器响应度、带宽与饱和特性之间的制约关系。

1.3.3.1 输运时间与 RC 常数之间的矛盾

电子的输运时间由电子在吸收区和耗尽区两部分输运时间组成。如果减小耗尽区的厚度，则可以显著减小总输运时间；但由于器件结电容与耗尽区厚度成反比，厚度的减小必然带来结电容的增加，使得 RC 时间常数变大，从而导致光电探测器带宽减小。

因此，根据光电探测器的带宽目标，需要合理设计器件的台面积和耗尽区厚度，使电子输运时间和器件电容之间达成较好的平衡。还可以通过提高载流子的漂移速度，使电子在厚的耗尽区内输运时间尽可能短，来解决输运距离与电容之间的矛盾。

1.3.3.2 带宽与饱和特性之间的矛盾

矛盾一：器件面积的考虑

由于强光入射时，光生电子密度提高，使得空间电荷效应严重，阻碍器件饱和特性的提高。增大器件面积可以有效提高光电探测器饱和特性，但同时也增大了器件结电容，使 RC 限制的带宽减小，光电探测器带宽难以提高。

这一矛盾本质上是小尺寸器件耗尽区中空间电荷效应更加严重的问题，可以通过在耗尽区中采取掺杂调控的方法来改变耗尽区电场分布，设计新的器件结构，尽可能的减小空间电荷效应的影响，并提高小尺寸光电探测器的饱和特性。

矛盾二：工作电压的考虑

通常负载电阻选定为 $50\ \Omega$ ，在交流情况下负载偏压摆幅对光电探测器内电场分布可以产生严重的影响。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，光电探测器将难以正常工作。在大功率工作时，负载偏压摆幅效应严重制约了饱和特性的提高。

由于负载偏压摆幅效应的影响，饱和特性与带宽之间的矛盾关系如图 1.27 所示。提高器件的饱和特性需要减小负载偏压摆幅效应，最直接有效的方法是加载高的直流偏置电压，使负载分压所占的比例降低，减小负载偏压摆幅效应对器件耗尽区电场的影响。但高偏置电压下耗尽区电场较高，使得电子进入耗尽区后很快以饱和速度进行漂移，增加了载流子的输运时间，使器件的带宽难以提高。

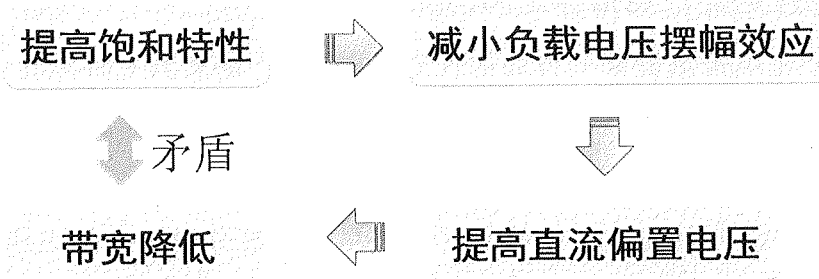


图 1.27 光电探测器交流工作时饱和特性与带宽之间的矛盾

从以上分析中,可以明显看到在同时提高光电探测器饱和特性与带宽这两方面性能时出现了矛盾。要解决这一矛盾,关键在于如何保证电子在高偏置电压下依然能够保持高速漂移的状态,这需要引入新机理和新的器件结构使光电探测器同时保持高带宽与高饱和特性。

1.3.3.3 带宽与响应度之间的矛盾

对于传统 UTC 光电探测器,提高器件响应度的有效方法是增加重掺杂吸收区的厚度。由于其吸收区与耗尽区相分离,增加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,但会影响载流子在 p 区的渡越时间。可见,光电探测器响应度的增加往往伴随着光电探测器带宽的下降。

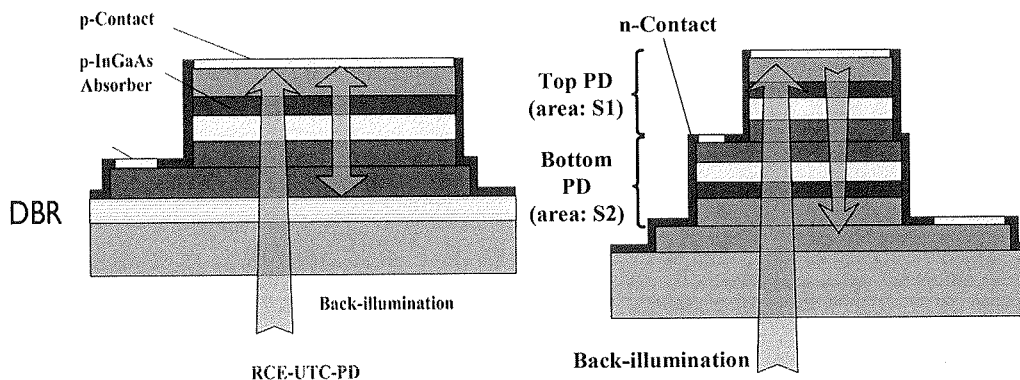


图 1.28 左: 谐振腔增强型光电探测器, 右: 背靠背结构光电探测器

目前,可采用如图 1.28 的两种方式来提高器件的响应度,且不影响器件的带宽。一是采用谐振腔增强型光电探测器结构,二是采用背靠背光电探测器集成结构。这两种方案均没有增加单个光电探测器中载流子的输运时间,可以有效解决光电探测器带宽与响应度之间的矛盾。

综上所述,面向微波光子学应用的高性能光电探测器除了需要尽可能的

提高带宽, 还需要增大其输出微波功率。对于台面型的光电探测器, 其带宽由载流子输运时间和电容电阻时间常数共同决定, 在不改变载流子输运时间的前提下, 最有效的方法则是减小器件的面积。小面积的光电探测器通过设计合适的外延结构, 虽然可以获得大带宽, 但由于小面积情况下载流子浓度较高, 电荷屏蔽效应比较严重。同时, 难以消除的负载偏压摆幅效应进一步限制了器件饱和特性的提高。在高性能的光电探测器中, 带宽与饱和特性之间的相互矛盾是光电探测器性能进一步提高的主要限制因素。

1.4 论文的主要内容介绍

针对高性能信息光网络和微波光子链路对光电探测器的带宽以及饱和特性提出了更高的要求, 本论文深入研究了提高光电探测器饱和特性与带宽需要解决的关键因素。针对高性能光电探测器的载流子输运、空间电荷效应和负载偏压摆幅效应等问题, 从理论和实验两个层面着手研究, 最终制作了带宽超过 100 GHz, 饱和光电流达到 28 mA 的高性能光电探测器, 器件性能达到国际领先水平。

本论文的内容安排如下:

第 2 章从载流子输运和等效电路模型两个方面对光电探测器的工作机理进行研究。载流子输运方面, 首先讨论电子在能量增大过程中受到的散射作用, 然后通过蒙特卡洛仿真获得了不同电场强度下电子速度的分布情况, 以及维持电子速度过冲所需要的合适条件。等效电路模型方面, 针对现有文献报道的等效电路模型无法分析大电流或高偏压下器件性能的问题, 在新提出的电路模型中增加了等效的电阻和电容, 来分析大电流高电压情况时光电探测器耗尽区内的空间电荷效应和速度过冲效应。通过等效电路分析的方法不仅获得了空间电荷效应对器件性能的具体影响, 还进一步证实了速度过冲效应所需要的合适条件, 为高饱和超高速光电探测器的设计奠定了理论基础。

第 3 章详细介绍了高性能光电探测器制作工艺和测试过程中的关键问题。制作工艺方面, 主要针对小尺寸台面型光电探测器对工艺要求较高的问题, 在减小器件的接触电阻和寄生电容、降低器件暗电流等方面进行深入研究, 通过优化氮化硅侧壁钝化和快速热退火等工艺, 形成一套完整有效的制作工艺。在高性能光电探测器测试方面, 主要针对 40 GHz 以上频段测试的困难, 搭建了超高速光电探测器频率响应的拍频测试系统。

第 4 章详细介绍了高饱和特性光电探测器的研究。针对目前空间电荷效应制约高性能光电探测器饱和特性进一步提高的问题, 首先通过工艺优化,

将典型尺寸的光电探测器暗电流降低到了 10 nA 以下,器件串联电阻减小到 10 Ω 以下;在此基础上,通过在 InGaAs/InP 异质结后方插入一层薄的 n 型 InP,提出了一种电场增强型的高饱和光电探测器结构,有效减小了耗尽区内的空间电荷效应。制作完成的 22 μm 直径的光电探测器带宽高达 28GHz,和我们之前的结果相比,此器件饱和光电流由 55mA 提高到了 99 mA,相应的微波功率从 15.5 dBm 提高到了 20.1 dBm。此外,对于此结构的 12 μm 器件带宽达到 50 GHz,相应的饱和光电流和微波功率分别为 61 mA 和 15.3 dBm。

第 5 章详细介绍了高带宽光电探测器的研究。针对光电探测器带宽与饱和特性之间的矛盾,我们首次提出了双漂移层结构的高性能光电探测器,这种结构不仅减小了大电流条件下光电探测器的负载偏压摆幅效应,还有利于维持电子的速度过冲效应。最终制得的双漂移层光电探测器响应度为 0.17 A/W,在 4 到 8V 的电压范围内 3-dB 带宽达到 106 GHz。器件的输出光电流达到 28 mA,是国际已报道的同等条件下带宽超过 100 GHz 的光电探测器中的最高水平。

论文的最后对整个工作的主要内容进行总结并列出创新点,以及对今后相关研究工作的建议。

第2章 光电探测器工作机理研究

本章将从载流子输运和等效电路模型两个方面对光电探测器的工作机理进行研究。首先利用蒙特卡洛仿真方法,研究电子在能量提升过程中受到的散射作用,并分析电子速度过冲效应背后的物理机理,确定电子速度过冲所需要的合适条件。在理论计算的基础上,通过建立电流相关的等效电路模型,进一步分析空间电荷效应对器件的影响程度,并验证维持速度过冲的合适电压电流条件,为高性能光电探测器的设计奠定基础。

2.1 载流子输运的理论研究

载流子在电场作用下的输运过程可通过蒙特卡洛仿真来模拟。蒙特卡罗模拟属于半经典的模拟方法,在载流子受到的散射时使用量子力学的方法,而在处理载流子的自由飞行等物理过程时采用经典牛顿力学方法。

2.1.1 蒙特卡洛仿真介绍

在运用蒙特卡罗算法时,首先设定载流子的初始状态,然后在电场作用下进行加速漂移和散射,根据散射后的状态情况确定下一次的漂移和散射类型。当粒子经历完设定的漂移次数后,即可统计载流子输运的各个参数结果。载流子在两次散射之间经历的输运可以看做自由加速运动,自由加速时间越长,载流子面临散射的概率越大,而载流子自由加速的平均时间取决于载流子的散射速率。散射过程涉及到载流子能量、动量和波函数等状态的变化。

如图 2.1 所示,完整的单粒子蒙特卡罗模拟包括四个主要步骤:首先随机选择自由飞行时间;然后根据初始波矢和粒子感受到的电场强度来确定散射前波矢状态,并选择合适的散射机制;最后决定散射终态波矢,接着进行下一次自由飞行^[88, 89]。

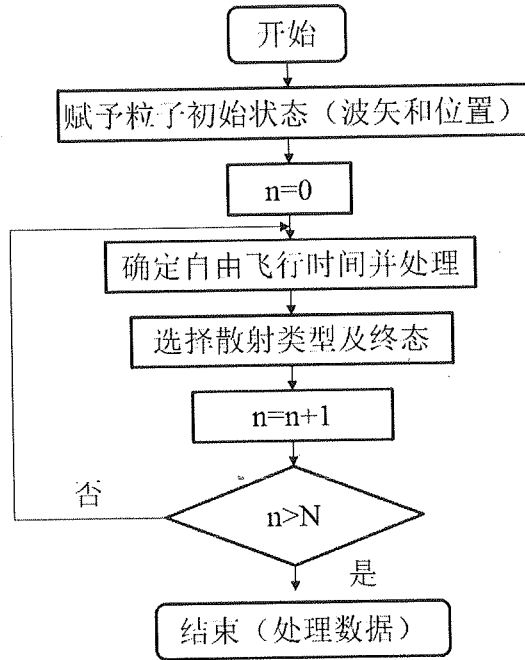


图 2.1 单粒子蒙特卡洛模拟流程图

(1) 自由飞行时间

用 $N(t)$ 来表示在 t 时间内未发生第一次散射的粒子数。因而，在 dt 时间内发生散射的次数可表示如下：

$$-dN(t) = N(t)\lambda(t)dt. \quad (2-1)$$

其中，设 $\lambda(t)$ 为散射率随时间变化的函数。可以通过引入随机数 r_t 来选择自由飞行时间 t_f ，可以表示如下：

$$r(t) = 1 - \exp[-\int_0^{t_f} \lambda(t')dt'], \quad (2-2)$$

通过推导，求 t_f 的问题可以转变为求解积分方程，表示如下：

$$-\int_0^{t_f} \lambda(t)dt = -\ln(1 - r_t). \quad (2-3)$$

(2) 处理自由飞行

电子在自由飞行过程中，波矢 k 与能量的关系可表示为：

$$\frac{d\hbar k}{dt} = eE, \quad (2-4)$$

波矢量随时间的变化为：

$$k(t) = k(0) + \frac{eE}{\hbar}t \quad (2-5)$$

电子动能 ϕ 随时间的变化可表示为:

$$\phi(t) = \frac{\hbar^2 k^2(t)}{2m} \quad (2-6)$$

t 时刻粒子的位置 $x(t)$ 可表示为:

$$x(t) = x(0) + \frac{\hbar k(0)}{m} t + \frac{eE}{2m} t^2 \quad (2-7)$$

确定电子的波矢、动能以及位置之后, 则可以进一步求得电子沿电场方向的位移分量, 以确定电子的终态。

(3) 确定散射类型

电子的散射类型可通过随机数 r_m (介于 0~1 之间) 来进行选择。若假设第 i 种散射出现的几率表示为:

$$P_i = \lambda_i / \lambda \quad (2-8)$$

其中 λ_i 和 λ 分别为第 i 种散射发生的散射率以及总散射率, 则可以通过各个散射率之和得到函数 F_j :

$$F_j = \sum_{i=1}^j P_i \quad (2-9)$$

若共有 M 种散射, 则 $\sum_{i=1}^M P_i = 1$, 同时 P_j 可以表示为 $P_j = F_j - F_{j-1}$ 。若随机数 r_m

满足条件 $F_{j-1} < r_m \leq F_j$, 则可判定此时发生第 j 种散射。

(4) 确定散射终态

确定载流子的散射终态需要考虑以下三个参数: 电子将处于哪一个能谷、终态能量以及终态波矢。设常数 L 对应电子处于不同能谷。若为谷间散射, 且终态落在 J 能谷, 则 L 将变为 L_j , 且随后将采用 J 能谷的相应数据。

若载流子发生弹性散射, 则散射后能量保持不变; 若发生非弹性散射, 电子能量的变化可以表示为:

$$\Phi' = \Phi \pm \hbar \omega_0 \quad (2-10)$$

若发生谷间散射, 电子能量则可以表示为:

$$\Phi' = \Phi \pm \hbar \omega_0 + \Delta_{ij} \quad (2-11)$$

其中, Δ_{ij} 代表 i 和 j 不等价能谷的谷间能量差。对于载流子终态时的波矢, 可以表示为 $K' = (2m\Phi)^{1/2} / \hbar$ 。对于终态波矢的方向选择, 可以分别引入两个与散射角和方向角相关的随机数 r_θ 和 r_ϕ 来确定, 在此不再赘述。

2.1.2 载流子的散射

在 InP 材料中, 电子在电场作用下将主要发生如下几种类型的散射作用, 图 2.2 也列出了相应的近似处理方法:

散射类型	各向同性	动量弛豫近似	平均角近似
极化光学支散射			√
弹性声学波散射		√	
电离杂质散射		√	
电子谷间散射	√		

图 2.2 主要散射的近似处理

极性光学波散射为各向异性散射, 而其它散射均处理为各向同性的散射。若发生谷间散射以及非弹性散射, 则有能量的变化, 散射后 k 的变化由随机数表示。

(1) 极化光学支散射

如果极性不同的原子之间产生相对运动, 原子位移的偏离将导致产生极化现象。极化光学波散射发生非弹性散射, 动量及能量发生变化需要进行近似处理以保持散射率不变, 极性光学波散射率可以表示如下^[90]:

$$\lambda = \frac{e^2 m^{1/2} \omega_l}{4\sqrt{2}\pi\hbar\epsilon_0\epsilon_p} \left(N_q + \frac{1}{2} \mp \frac{1}{2}\right) \frac{1+2\alpha E'}{\gamma^{1/2}(E)} F_0(E', E) \quad (2-12)$$

其中 F_0 是与电子能量 E 有关的函数^[91], $\gamma = E(1+\alpha E)$ 是与电子终态有关的函数, e 和 m 分别为电子电荷量和有效质量, $\hbar$ 为普朗克常数, ϵ_p 为材料相对介电常数, N_q 为声子数量, ω_l 代表光学声子角频率, α 为非抛物性系数。

(2) 弹性声学波散射

纵声学波会引起晶体体积周期性的压缩和膨胀,使晶体带边产生周期性的移动,形成形变势。这种准弹性散射的散射率可以表示如下^[92]:

$$\lambda = \frac{\sqrt{2}m^{3/2}kT\Xi^2}{\pi\hbar^4c_l} \frac{E^{1/2}(1+\alpha E)[(1+\alpha E)^2 + (\alpha E)^2/3]}{1+2\alpha E} \quad (2-13)$$

其中 Ξ 称为形变势常数, $c_l = \rho v_s^2$ 为纵弹性模量。

(3) 杂质散射

半导体中掺入的杂质在电场作用下处于电离状态,杂质散射是最重要的各向异性弹性散射。由于裸电荷的势能为长程作用,对电离杂质散射的处理通常采用屏蔽库伦势来代替裸库伦势进行简化。电离杂质散射的散射率可以表示如下^[93]:

$$\lambda = \frac{\sqrt{2}\pi N_i e^4}{(4\pi\epsilon_0\epsilon)^2 m^{1/2}} E^{1/2} \frac{1+2\alpha E}{(1+\alpha E)^{3/2}} \left\{ \frac{(1+2ab)^2}{4b(1+b)} + a(1+2ab) \ln \frac{b}{1+b} + a^2 \right\} \quad (2-14)$$

其中 $a = \frac{\alpha E}{1+2\alpha E}$, b 为与粒子质量和能量相关的函数, N_i 可以近似处理为掺杂浓度, 参数 α 为描述非抛物性能带的常数。

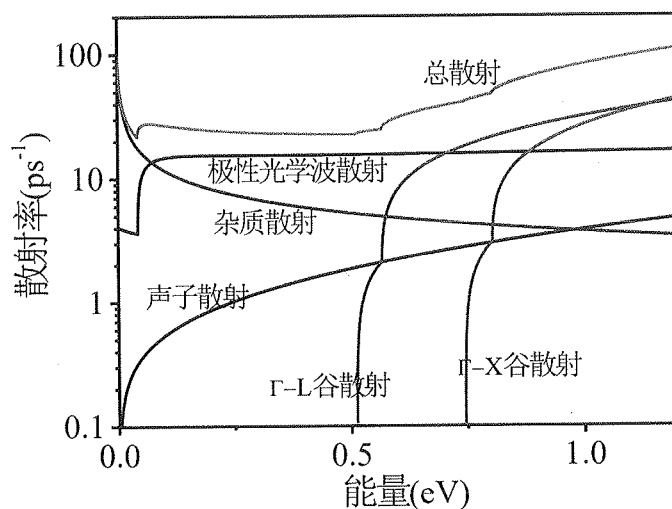
(4) 谷间散射

载流子在电场作用下自身能量不断提升,当能量高到一定程度,谷间散射将起主导作用。由于谷间散射中载流子波矢变化较大,声学波散射、杂质散射和极性光学波散射的作用通常可以被忽略。谷间散射率可以表示如下^[94-95]:

$$\lambda = \frac{e^2 m^{3/2} D_{jk}^2}{\sqrt{2}\pi\rho\hbar^2(\hbar\omega_{jk})} \left(N_{jk} + \frac{1}{2} \mp \frac{1}{2} \right) (E_j \pm \hbar\omega_{jk})^{1/2} \quad (2-15)$$

其中 D_{jk} 为谷间形变势常数, $\hbar\omega_{jk}$ 为声子能量。

Γ 能谷中各种散射的散射率随着电子能量的变化情况如下:

图 2.3 Γ 能谷中各种散射率随能量的变化情况

InP 材料的 Γ -L 和 Γ -X 能谷谷间能量差分别为 0.6 eV、0.8 eV。 Γ 谷散射中，当电子能量高于 0.5 eV 后， Γ -L 谷散射率迅速提升；当电子能量高于 0.75 eV 后， Γ -X 谷散射率也开始迅速提升。可以从图中看到当电子能量高于谷间能量差之后，谷间散射将占据主导地位，其散射率明显高于其它类型的散射。

L 能谷中各种散射的散射率随着电子能量的变化情况如下：

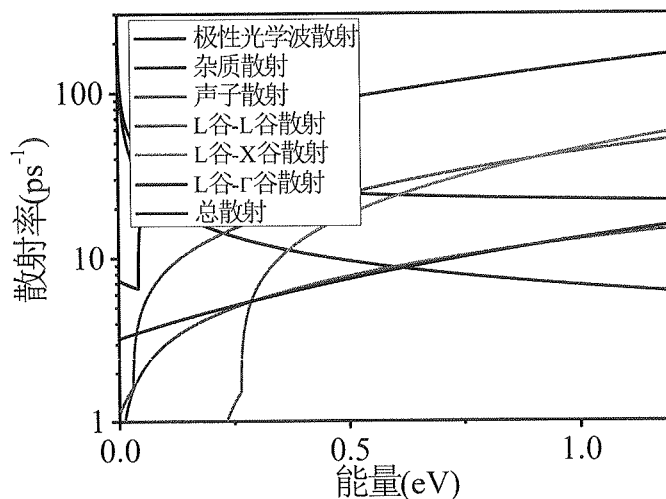


图 2.4 L 谷各种散射率随能量的变化情况

从 L 能谷中各种散射的散射率变化曲线可以看出，由于 L 谷的能量处于 Γ 和 X 能谷之间，所以其散射到另外两个谷比较容易，电子发生谷间散射时所需要的能量阈值较低。其中 L-L 和 L-X 谷间散射率较高，在电子能量

提升过程中，起着决定总散射率的作用。

X 能谷中各种散射的散射率随着电子能量的变化情况如下：

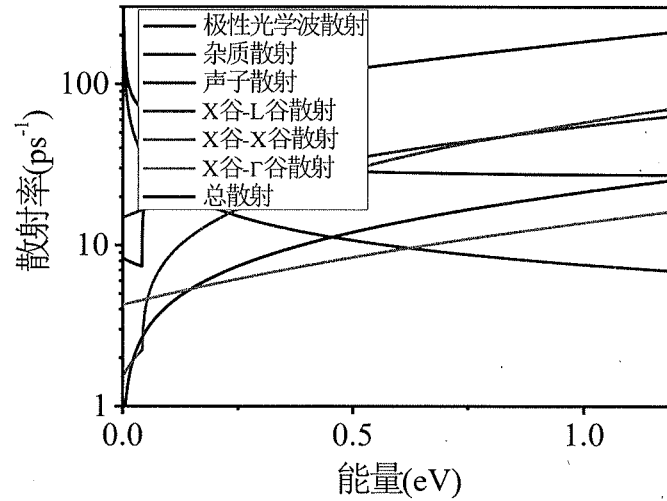


图 2.5 X 谷各种散射率随能量的变化情况

X 能谷的各种散射中，随着电子能量的提高，X-X 和 X-L 谷间散射逐渐起着主导作用，其散射率最高。当电子能量高于 0.5 eV 后，X 谷中的谷间散射率大约为 40 ps^{-1} ，会明显高于 L 谷中发生的各种谷间散射率，这说明在高性能谷中的电子也更容易发生散射，电子处于不稳定的状态。

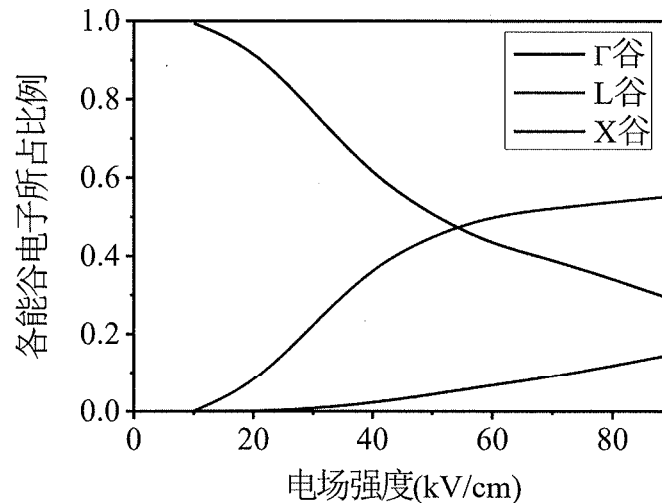


图 2.6 各个能谷电子占比情况

图 2.6 描述了电子能量提升过程中电子在各个能谷中的占比情况。从图中可以明显看到，L 和 X 能谷电子所占比例随着电场升高显著提升；而且当

电场强度进一步提高后，电子在无能谷中的增加逐渐趋缓。

通过分析电子受到的散射作用，并仿真电子的散射率的分布情况，可以清晰认识到电子在能量提升过程中的主要散射作用。

2.3.3 速度过冲分析

电子输运过程受到各种散射的影响，散射过程涉及到载流子能态的变化，能态的变化涉及能量、动量和波函数的变化。对于高速光电探测器的设计来说，最重要的就是电子在输运过程中的瞬态速度变化情况。通过仿真不同电场强度下电子的输运特性，得到速度变化随传输距离的变化曲线。

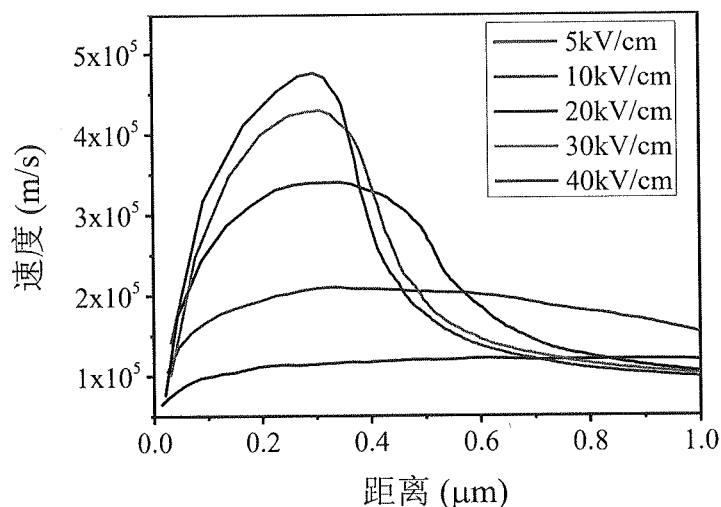


图 2.7 各电场下的速度分布比较

从仿真曲线可以看出，在载流子输运的初始阶段出现了明显的速度过冲效应，而随着电场强度的提高，载流子过冲的峰值速度增加，过冲距离变短。最终各个电场值下的饱和漂移速度趋向与接近同一个稳定值。

由前面分析电子在输运过程中发生的散射可知，随着电子能量的提高，谷间散射是形成电子速度过冲现象的主要原因。谷间散射的作用机制也可以通过图 2.6 进行直观的分析。谷间散射中，起初载流子处于 Γ 谷，电子在电场作用下能量不断提高，而速度也逐渐上升；当载流子能量高到一定程度时，部分电子进入 L 谷甚至是 X 谷；而高能谷电子有效质量大、速度低，从而导致电子的平均速度降低。

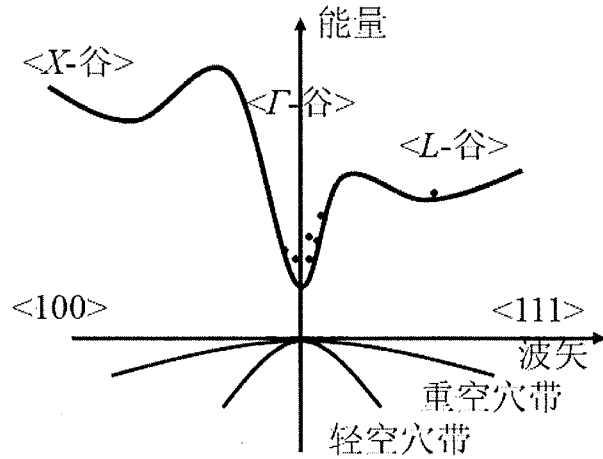


图 2.8 各个能谷电子占比情况

电子在光电探测器重掺杂吸收区产生后,在电场作用下漂移穿过耗尽区(300 nm 吸收区和 600 nm 耗尽区结构),考虑电子速度过冲的速度分布,即可得到如图 2.9 所示的电子输运时间情况,并根据此输运时间,可进一步得出电子输运时间限制的光电探测器带宽。

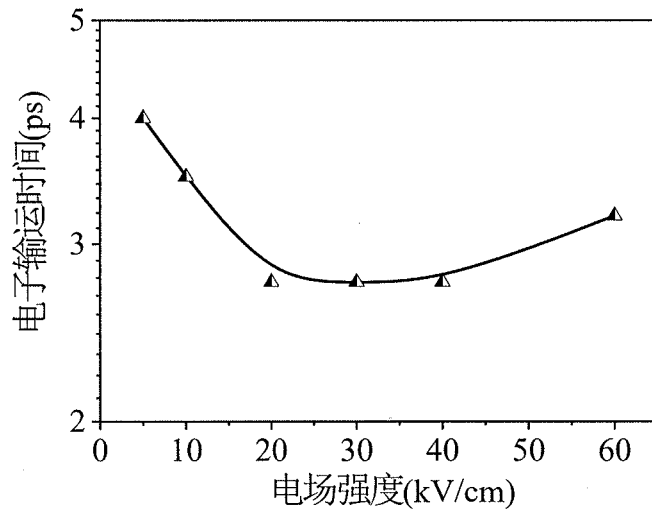


图 2.9 电子输运时间随电场的变化情况

通过蒙特卡洛仿真的方法,不仅有助于深入理解电子在电场作用下的输运机理,还能获得电子输运的最佳条件,为高速光电探测器的研究和设计提供了理论指导。

2.2 光电流相关的等效电路模型分析

在载流子输运的理论分析基础上,通过理论结合实验的方法对大电流条件下的载流子输运进行研究,来分析空间电荷效应对器件性能的影响,以及进一步验证载流子输运所需要的合适电压电流条件。

目前等效电路模型分析已经成为国际上分析光电探测器性能的主要方法,而现有的等效电路模型并不能解释大功率光电探测器中的饱和现象以及速度过冲效应。我们建立新的等效电路模型,一方面希望分析耗尽区空间电荷效应对输运过程的影响;同时希望获得了电子的平均输运速度,并进一步验证增强速度过冲效应的合适条件。

本课题组采用 AWR 公司的 Microwave Office 模拟开发设计环境进行射频、微波电路设计及仿真。本论文提出的等效电路模型基于目前高性能光电探测器最为广泛采用的改进型单行载流子光电探测器结构,其外延结构如图 2.10 所示。该背入射式 InGaAs/InP 单行载流子光电探测器 (MUTC-PD) 实验测得 3-dB 带宽为 40 G,饱和电流达到 33 mA^[96],本文根据其外延结构建立电路模型,并对实验测得数据进行拟合。

50 nm P ⁺ -InGaAs Layer, $2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$	
400 nm P ⁺ -InP Layer, $>1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	
50 nm P ⁺ -InGaAs Layer, $5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	
50 nm P ⁺ -InGaAs Layer, $2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	
100 nm P ⁺ -InGaAs Layer, $1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	
100 nm P ⁺ -InGaAs Layer, $2.5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	
200 nm U-InGaAs	Absorbing depletion region
15 nm U-InGaAsP, Q1.4	
15 nm U-InGaAsP, Q1.1	Nonabsorbing depletion region
605 nm N-InP, $1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$	
400 nm N ⁺ -InP, $1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$	
20 nm N ⁺ -InGaAs, $1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	
400 nm N ⁺ -InP, $1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$	
500 nm P ⁺ -InP Buffer Layer, $>1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	
Semi-Insulating InP Substrate	

图 2.10 MUTC-PD 的外延结构

光电探测器外延结构包含一个 300 nm 厚的阶梯重掺杂的 InGaAs 吸收区, 200 nm 厚 InGaAs 吸收的耗尽区, 以及一个 635 nm 的非吸收耗尽区。利

用实验室开发的工艺，制作了直径为 $14\text{ }\mu\text{m}$ 的光电探测器，其在 1550 nm 处的响应度达到 0.5 A/W 。图2.11显示了用双激光拍频系统测试得到的频率响应曲线。由于探针、Bias-T、微波探头等处的微波反射，频率响应曲线出现了上下起伏的现象。在 3 V 偏压下光电流处于 15 到 25 mA 范围时，器件带宽达到了 40 GHz 。

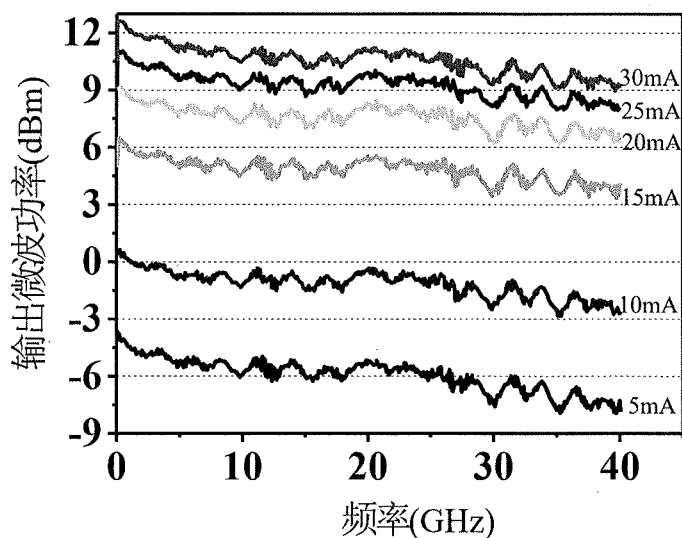


图 2.11 3 V 偏压时不同光电流下 MUTC 光电探测器的频率响应

在较低的电压条件下，随着光电流的增加，由于耗尽区中的空间电荷效应，器件带宽出现了明显的下降，如图2.12所示。当电压增加到 4 V 时，相比于 3 V 时的结果，器件带宽出现了轻微的下降，在之前的研究中也出现了相似的带宽变化过程^[97]。高偏压下器件带宽的下降可能由于在高偏压下电场偏离了电子速度过冲所需的合适条件。

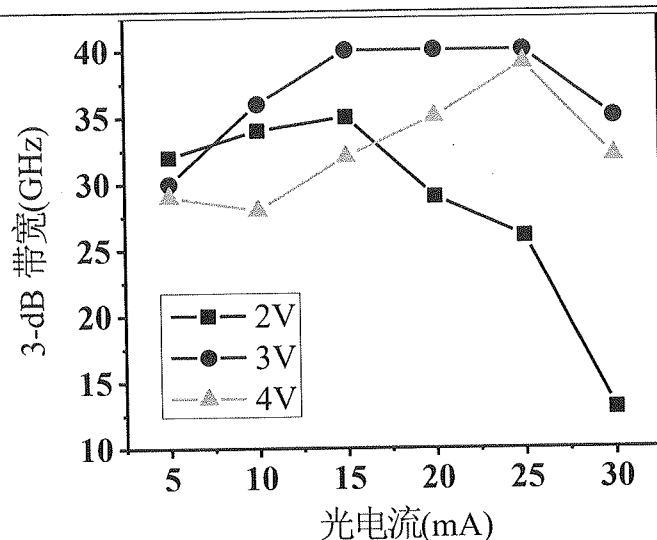


图 2.12 不同偏压和电流下的带宽

40 GHz时, 不同偏压下器件的输出微波功率如图2.13所示。在2、3和4V下, 器件的1-dB压缩点光电流分别为22、31和33mA。在光电流超过饱和值后, 器件的频率响应出现了恶化, 其中的原因将在接下来进行深入分析。

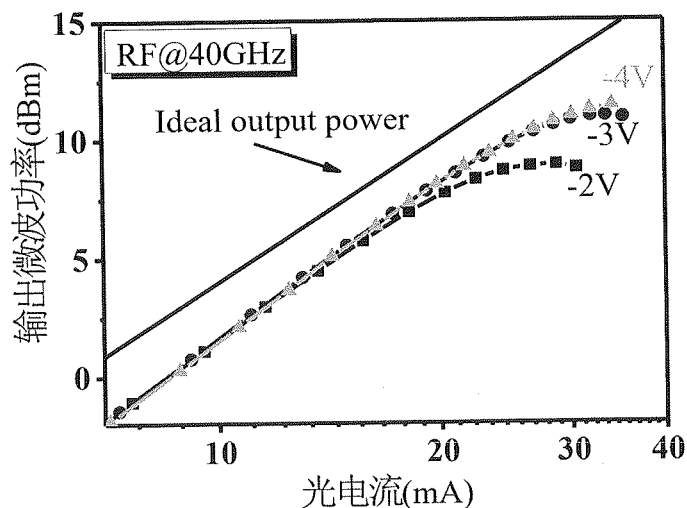


图 2.13 40 GHz 时, 不同偏压下器件的输出微波功率

2.2.1 光电流和电压相关的等效电路模型

为了研究带宽随光电流强度以及偏压大小变化的情况, 需要一个与电流和电压相关的等效电路模型来模拟分析。沿用pin-PD等效电路模型的思

路，如图2.14，采取两个区域等效的方法，即表征RC时间常数的区域2和表示载流子渡越时间的区域1。

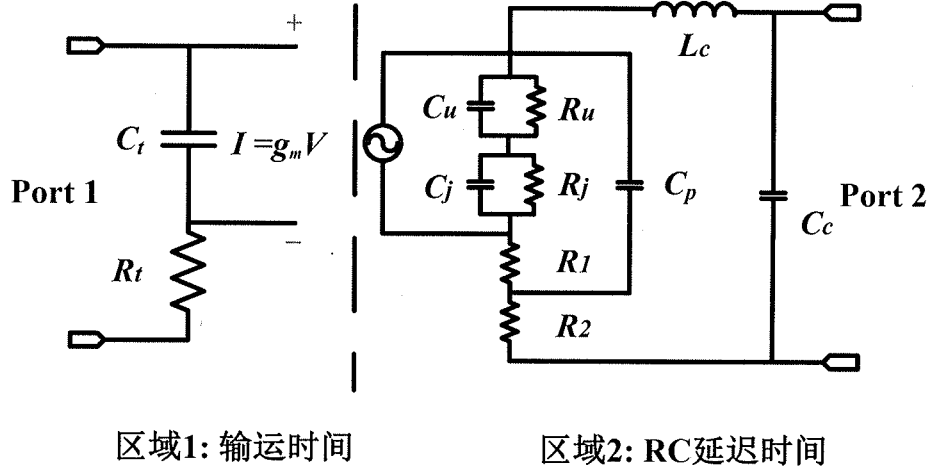


图 2.14 MUTC-PD 的等效电路模型

在等效电路图中，设定端口1端口2的阻抗均为 $50\ \Omega$ ， R_1 为体材料电阻， R_2 为P与n电极相关的接触电阻。 C_u 、 R_u 分别代表吸收耗尽区光生载流子所带来的电阻电容， C_j 、 R_j 代表非吸收耗尽区的电阻和电容（与载流子在该区域的积累有关）， C_p 是p电极的寄生电容， L_c 、 C_c 是微波传输线部分的寄生电感和电容效应。

流向区域2的交流电受区域1表示载流子运输时间的电压控制。区域2的电流源与 C_t 两端的电压 $V(\omega)$ 有关，可表示为 $I = g_m \cdot V(\omega)$ ，其中 g_m 为常数，表示光电转换效率。

在分析过程中，通过拟合反射参量 S_{22} 得到有源区域2的电阻电容参数，则能获取RC时间常数限制的带宽。接着通过调节 R_t 和 C_t 来拟合传输参量 S_{21} 以及测试得到的频率响应曲线，载流子运输时间限制的带宽可以表示为 $f_t = 1/(2\pi R_t C_t)$ 。器件总的3-dB带宽 f_{3dB} 可以表示为： $1/f_{3dB}^2 = 1/f_t^2 + 1/f_{RC}^2$ [98]。

2.2.1 光电探测器等效电路模型分析与论证

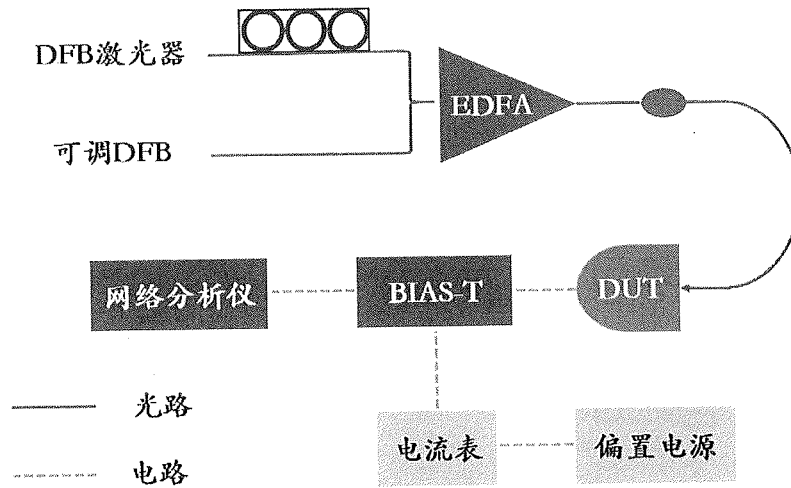
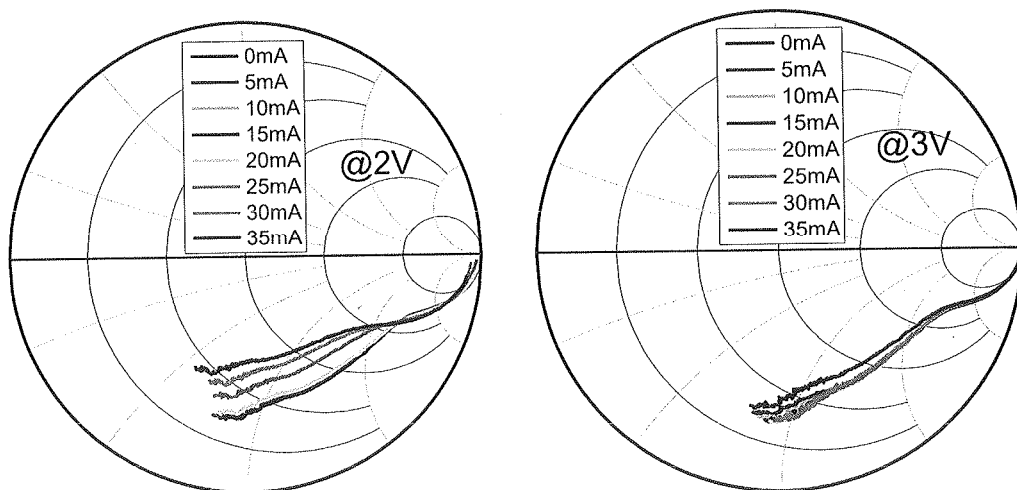


图 2.15 光电探测器反射参数测试链路图

在测试不同电流电压下的反射参数 S_{22} 时，采用与测试光电探测器频率响应相似的测试链路，可以很好地避免引入与测试频率响应曲线时有差异的因素。通过调节掺铒光纤放大器的泵浦电流，可以改变入射光功率；光电探测器的反向偏置电压由直流偏置电路决定。在进行测量之前，需要对探针、微波线缆和 bias-T 等进行开路、短路和 50Ω 的校准，然后通过网络分析测量和记录光电探测器在不同电压和电流下的反射参量。



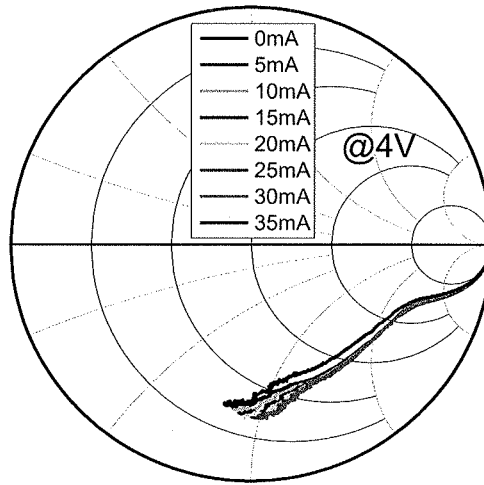
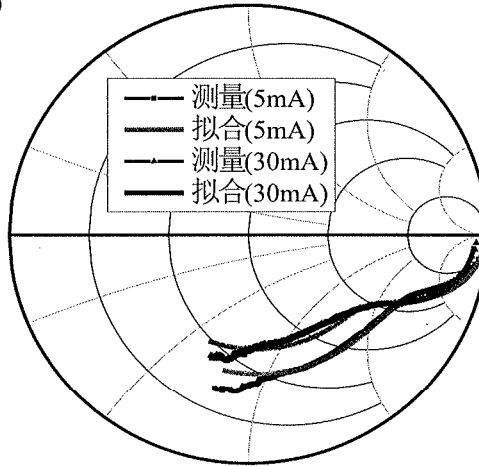


图 2.16 不同电压和电流的下的 S_{22} 曲线

测量得到的不同电压电流条件下的 S_{22} 参量如图 2.16 所示。当光电流超过饱和值后，可以看到 S_{22} 参量出现了明显的变化。然而，当光电流低于饱和值时， S_{22} 参量几乎保持不变，如图中 3V 和 4V 下的情况。 S_{22} 参量基本保持不变，意味着等效电路区域 2 的电阻电容参数将保持不变，这主要是由于高偏压下光电探测器耗尽区内将不会有残余电荷存在，光电探测器在处于完全耗尽的状态。

(a)



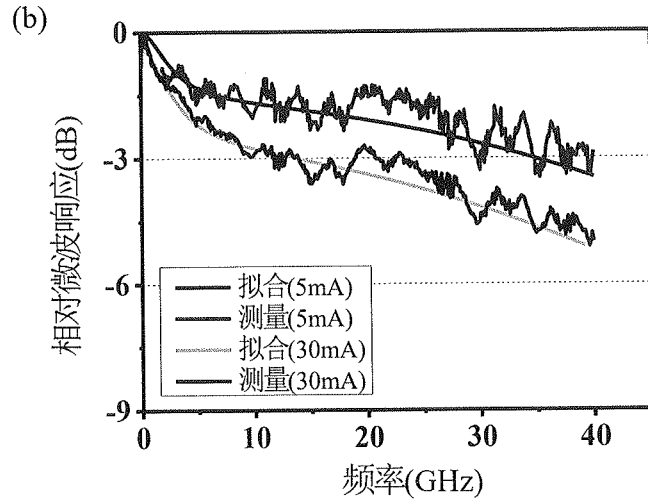
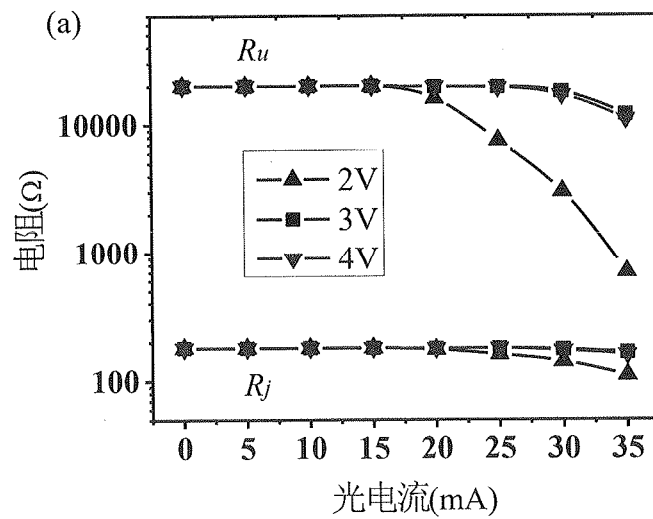


图 2.17 (a) 测试和拟合得到的 S_{22} 曲线对比, (b) 相对频率响应曲线

为了研究空间电荷效应对并联电阻和电容的影响, 图 2.17 展示了 2V 偏压下在 5 mA 和 30 mA 时测量和拟合得到的圆图曲线。在获得区域 2 的电阻电容参数的基础上, 通过调节区域 1 载流子渡越时间相关的 R_t 和 C_t 可以得到 S_{21} 曲线和频率响应曲线的最佳拟合效果。在图 (a) 中对比了不同光电流情况下, S 参数的明显变化; 相应的从图 2.17 (b) 中也可以看到, 当光电流从 5 mA 增加到 30 mA 时, 器件带宽从 35 GHz 降低到了 13 GHz。带宽恶化的主要原因是电流增加时导致耗尽区部分电场降低到 0 kV/cm 之下, 其可以通过 Nextnano 软件仿真器件耗尽区内的电场分布来得以证实。



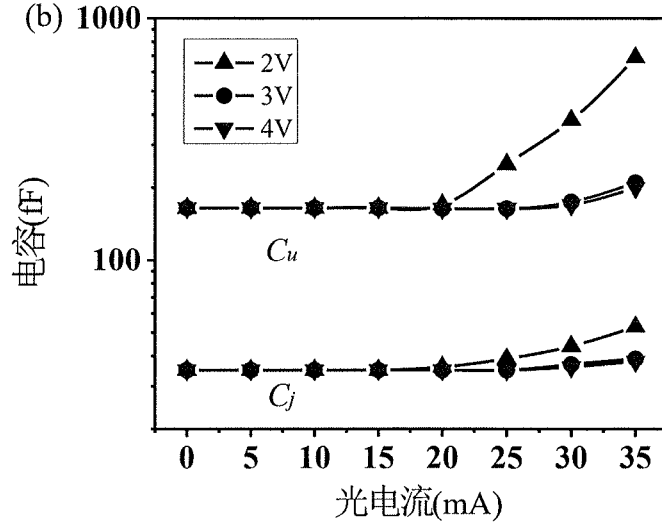


图 2.18 不同偏置电压下提取出来的电阻(R_u 和 R_j)和电容(C_u 和 C_j)随着光电流的变化曲线

通过拟合S参数,获得完整的电阻电容参数,如图2.18所示。通过提取出来的电阻和电容值与光电流的变化关系,可评估大电流情况下耗尽区的空间电荷效应。由于光电流较小时测得的 S_{22} 曲线几乎重合,提取出来的电阻和电容几乎保持不变。在小电流条件下,提取出来的电阻电容分别为 $R_u = 20 \text{ k}\Omega$, $R_j = 180 \Omega$, $C_u = 161 \text{ fF}$ 和 $C_j = 35 \text{ fF}$ 。拟合过程中,寄生电容 C_p 保持为32 fF,体材料电阻 R_1 为5 Ω 接触电阻 R_2 为3 Ω ,CPW电极引入的寄生电容和电感分别为 $L_c = 78 \text{ pH}$ 和 $C_c = 1.4 \text{ fF}$ 。在分析过程中,通过对s曲线进行分段拟合,提取出来的电阻电容值是唯一确定的。

光电探测器耗尽区等效电阻的变化情况可用如下公式表示:

$$\begin{cases} R(I,V) = \frac{d}{qs\mu n_0}, & I \leq I_0 \\ R(I,V) = \frac{d_1}{qs\mu n_0} + \frac{d_2}{qs\mu(n_0+n)}, & I > I_0 \end{cases} \quad (2-16)$$

在以上公式中, I_0 是光电流,在2、3和4V条件下 I_0 分别为22、31和33 mA。 d 和 s 分别表示耗尽区的面积和厚度, q 和 μ 分别为电子的电荷量和迁移率。在耗尽条件下, n_0 是耗尽区内的残余电荷密度,吸收的耗尽区内残余电荷密度在 10^{12} cm^{-3} 量级,而非吸收的耗尽区内残余电荷密度在 10^{14} cm^{-3} 量级,均远低于掺杂浓度。 n 为耗尽区内堆积的电荷密度。当光电流小于 I_0 ,由于没有电荷堆积拟合的电阻几乎保持不变。当光电流大于 I_0 ,由于电场坍塌,部分耗尽区(d_1)出现耗尽,而另一部分(d_2)无耗尽出现,因此 n 的增加在 R_j 和 R

u 下降过程中起到主导作用。 d_1 和 d_2 的大小与光电流和偏置电压有关。由于InP耗尽区的残余电荷浓度远大于InGaAs耗尽区的残余电荷浓度,导致 R_j 远小于 R_u 。同时,由于吸收的耗尽区中的空间电荷效应更严重,导致 R_u 比 R_j 下降更快。2 V偏置电压时,当光电流增加到35 mA, R_u 和 R_j 的值分别降低到700和110 Ω 。30mA光电流的条件下,计算得到的 R_u 对应的 n 约 $\sim 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ (假设 $d_{2,u} = 6d_{1,u}$); R_j 对应的 n 约 $\sim 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ (假设 $d_{2,j} = 1/2d_{1,j}$)。在3V和4V条件下,由于空间电荷效应更弱,相应的电阻在大电流的情况下降得不如2V条件下变化的明显。

光电探测器耗尽区等效电容 C_u 和 C_j 的变化情况可用如下公式表示:

$$\begin{cases} C(I,V) = \frac{\epsilon s}{d}, & I \leq I_0 \\ C(I,V) = \frac{\epsilon s}{d} + \frac{qsd_2 \cdot \Delta n}{\Delta U}, & I > I_0 \end{cases} \quad (2-17)$$

在以上方程中, ϵ 为介电常数, ΔU 是交流工作时负载和串联电阻上的偏压摆幅效应引起的电压变化量, Δn 表示耗尽区内堆积的电荷浓度的变化量。 $\frac{\epsilon s}{d}$ 表示光电探测器结电容,当光电流小于饱和值时($I \leq I_0$),结电容几乎保持不变。 $qsd_2 \cdot \Delta n$ 表示耗尽区内堆积电荷的变化量。当光电流超过 I_0 ,由于产生大量的电荷堆积,由 Δn 引起的附加电容则必须加以考虑,且此时电容的变化主要由 $\frac{qsd_2 \cdot \Delta n}{\Delta U}$ 所决定。对于2V偏压下光电流为30mA时,假设 $\Delta U = 0.5 \text{ V}$,计算得到 C_u 对应的耗尽区 Δn 为 $\sim 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 以及 C_j 对应的 $\Delta n \sim 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ 。由图中可见,2 V偏置电压下35mA时, C_u 和 C_j 分别增加到了690 fF和53 fF。这种耗尽区内电容的变化现象与p-i-n光电探测器中的情况相类似^[98]。

从以上的讨论中,可以看到空间电荷效应与光电流相关的等效电阻和电容密切相关。当光电流高于饱和值时,3V和4V下也同样可以得到类似的电阻电容变化关系。在低电流情况下,由于 S_{22} 参量几乎重合,响应条件下的电阻和电容变化在我们的模型中无法得以体现。

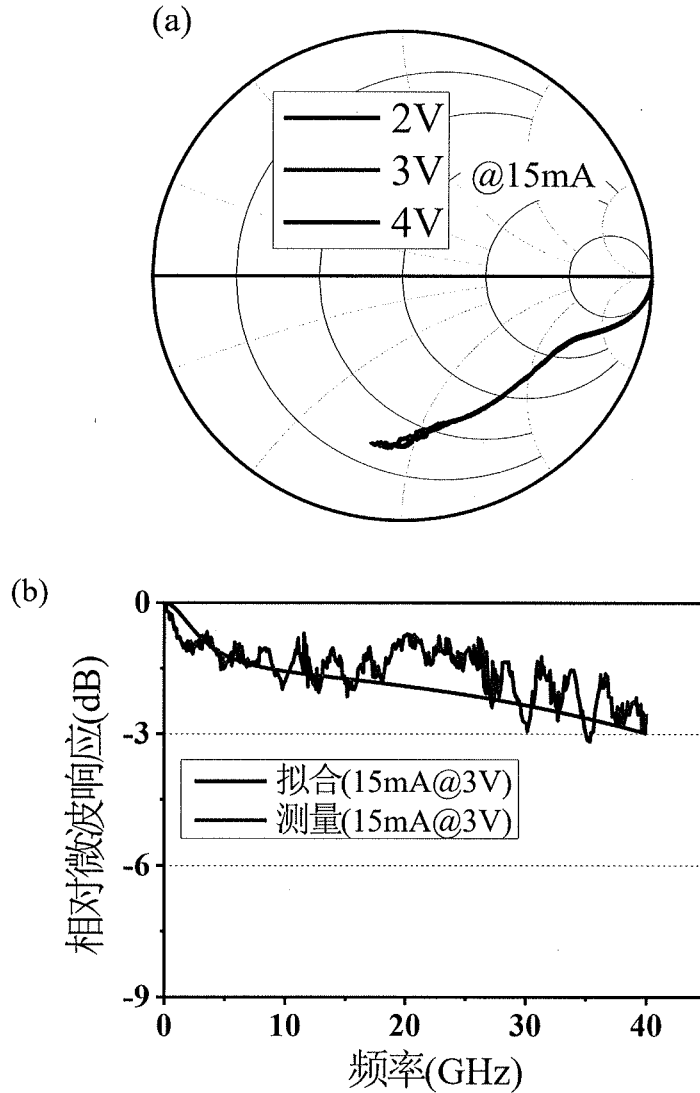


图 2.19 (a) 15 mA 时不同反偏电压下测得的 S_{22} 参量。(b) 15mA 和 3V 条件下，测试与拟合得到的 S_{21} 曲线对比

图2.19显示了15 mA时不同反偏电压下测得的 S_{22} 曲线。可以看到不同条件下获得的曲线几乎重合，这使得拟合提取出来的电阻电容值也保持不变。由于在光电流低于饱和电流值时并联电阻和电容保持不变，可知器件带宽的变化仅由载流子渡越时间的变化引起。通过进一步拟合频率响应曲线，得到了 R_t 和 C_t 的值。如图2.19 (b) 所示，在15 mA和3V条件下，器件的3-dB带宽达到40 GHz。然后通过拟合 S_{21} 参曲线，提取出来的 $R_t = 21 \Omega$ 和 $C_t = 35 \text{ fF}$ ，并计算出相应的载流子输运时间大约为4.6 ps。

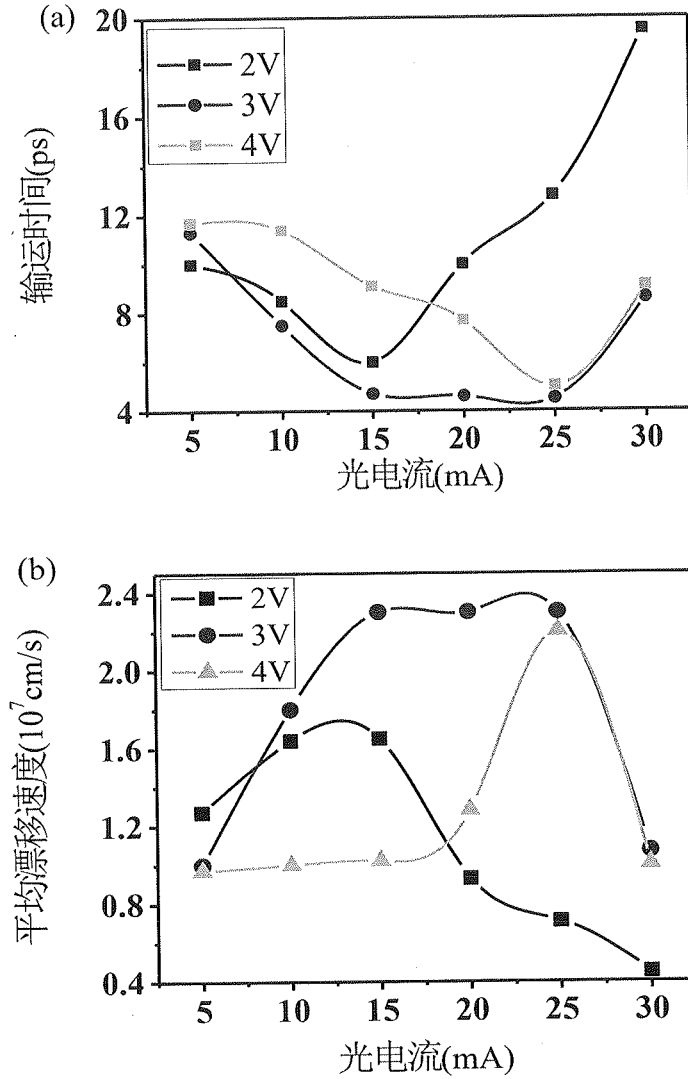


图 2.20 不同电压电流情况下, (a) 提取出来的电子漂移时间, (b) 对于 835nm 的耗尽区计算得到的电子平均漂移速度。

为了分析电子渡越时间限制的器件带宽变化情况, 渡越时间随着光电流的变化曲线如图2.20所示。在3 V反偏电压下, 随着光电流从5 mA提升到15 mA, 提取得到的电子输运时间从11.4 ps降低到4.5 ps; 当光电流在15到25 mA之间时, 电子输运时间基本保持不变。电子输运时间的降低主要是有重掺杂吸收区电场变化以及耗尽区内电子的速度过冲效应引起。p型重掺杂吸收区内的等效电场可以表示为^[99]

$$E_{\text{ind}} = \frac{I_{\text{photon}}}{q\mu_h p_0 s}, \quad (2-17)$$

其中 I_{photon} 是输出光电流, q 是电子电荷, μ_h 是空穴迁移率, p_0 是吸收

区掺杂浓度, s 为MUTC光电探测器的圆台面积。从以上公式可见, 重掺杂吸收区的电场值正比于光电流的大小。当光电流较小时, 重掺杂吸收区的电场可以忽略, 此时电子主要以扩散方式输运出吸收区。电子的扩散时间可以表示为^[100]

$$\tau = \frac{W_A}{3D_e} + \frac{W_A}{v_{th}}, \quad (2-17)$$

其中 W_A 为p型重掺杂吸收区的厚度, $D_e = 200 \text{ cm}^2/\text{s}$ 是电子的扩散系数, $v_{th} = 5.5 \times 10^7 \text{ cm/s}$ 为电子的热发射速度。在5 mA和10 mA条件下, 计算得到的扩散时间 τ 约等于3.4 ps。当光电离增加到15 mA时, p型吸收区内的电场可达到几 kV/cm, 这意味着电子将以漂移方式输运出吸收区。假设电子的漂移速度为 $3.0 \times 10^7 \text{ cm/s}$ ^[101], 电子在重掺杂吸收区内的输运时间将降低到1ps, 此值远低于在5 mA和10 mA下的电子扩散时间3.4 ps。

3 V 偏压下, 当光电流超过 15 mA 时耗尽区内的速度过冲效应在较小的电子输运时间方面起着主导作用。当光电流增加时, 空间电荷效应和负载偏压摆幅效应会使耗尽区的电场降低, 使电场值落在速度过冲所需要的合适电场范围(5 ~ 30 kV/cm) ^[102, 103]。通过解泊松方程来进行耗尽区内的电场分布仿真, 也能够证实不同电流电压下耗尽区内的电场分布情况。3 V 条件下的速度过冲效应在图 2.20 中得到清晰的显示。3 V 下当光电流从 15 增加到 25 mA, p 型重掺杂吸收区的漂移时间大约为 1 ps, 器件总的输运时间达到 4.6 ps, 则电子在 835nm 耗尽区内的总漂移时间大约为 3.6 ps, 计算得到的耗尽区平均漂移速度约为 $2.3 \times 10^7 \text{ cm/s}$ 。当光电流增加进一步到 30 mA 后, 由于空间电荷的屏蔽效应, 会使得吸收的耗尽区内电场强度显著降低, 如图 2.20(b)所示。同时, 也会导致电子的平均漂移速度降低到 $1.0 \times 10^7 \text{ cm/s}$ 。但由于重掺杂吸收区的等效电场效应, 30mA 时载流子的输运时间会显著低于 5 mA 时的情况。

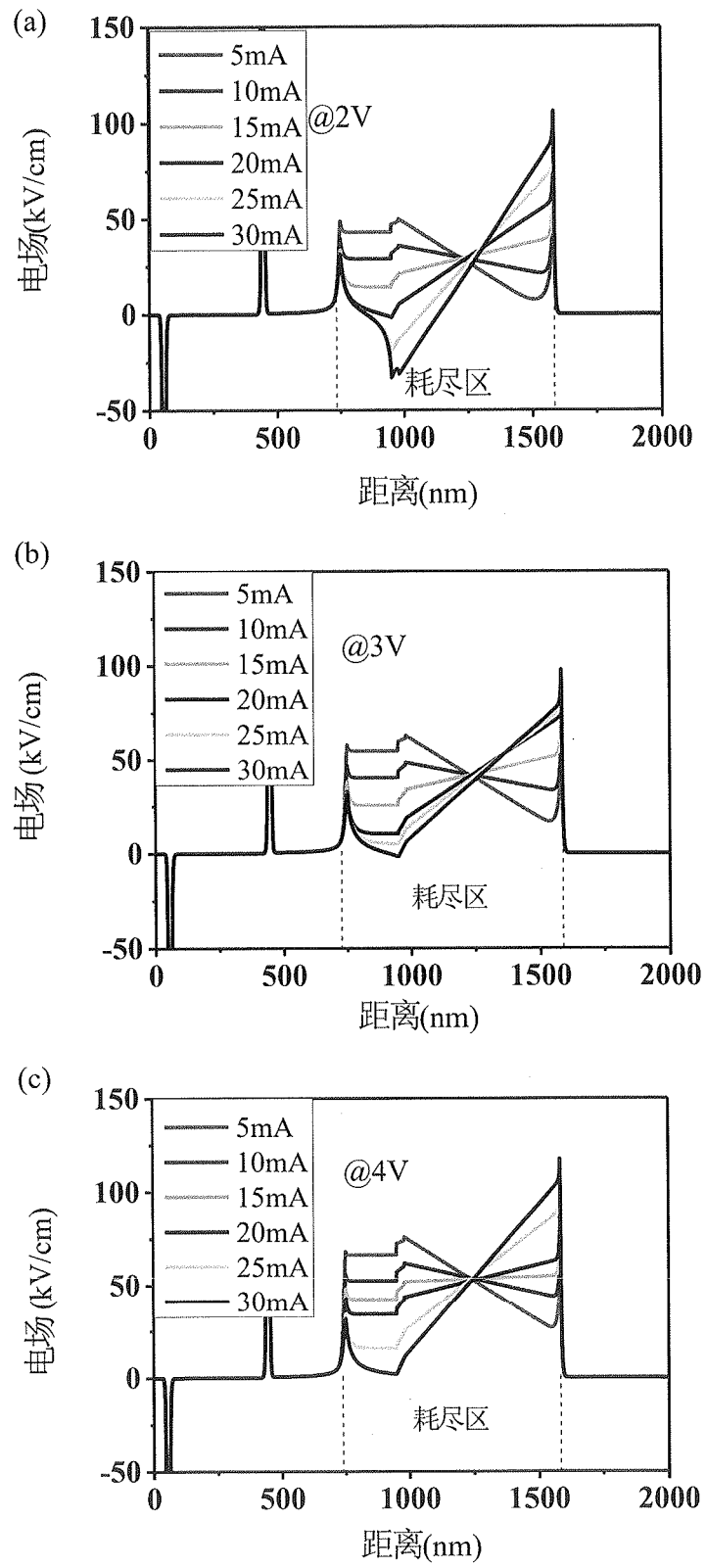


图 2.21 2、3 和 4V 时不同光电流下的光电探测器电场分布情况

4 V 反偏电压下, 从图 2.21 (c) 可知, 仅当光电流为 25 mA 时, 耗尽区内的电场是落在适合速度过冲的电场范围。由于高偏置电压下的散射作用以及热效应, 电子漂移速度略低于 3 V 下的速度值。当光电流进一步升高到 30 mA 时, 由于电场较低, 电子漂移速度进一步降低。而光电流小于 20 mA 时, 吸收的耗尽区内的电场高于速度过冲所需要的合适电场范围, 所得速度过冲效应并不明显。这意味着进一步增加反偏电压虽然可以提高器件的饱和特性, 但对于提高光电探测器的带宽却是不利的。2 V 下不同光电流值时的电场分布如图 2.21 (a) 所示, 表明 2 V 下仅 15 mA 时的电场落在速度过冲所需要的最佳范围。

综上所述, 可知只有在合适的电压和电流范围内, 光电探测器才能实现高带宽性能。另一方面, 在更大的电压下耗尽区电场增大, 虽然有利于提高光电探测器的饱和特性, 但使得速度过冲效应被抑制, 导致带宽降低。根据我们的分析, 关键是怎样在高偏压和高光电流的情况下使电子速度过冲效应得到保持, 这一问题只有通过提出新的器件结构来加以解决。

2.4 本章小结

本章对光电探测器的工作机理进行了深入研究。首先分析了载流子输运过程中受到的散射作用, 并利用蒙特卡洛仿真对电子的输运进行了理论分析, 获得了维持电子速度过冲效应所需要的合适电场范围。然后针对当前已报到的等效电路模型并不能解释大电流条件下的空间电荷效应以及速度过冲效应的问题, 本文根据光电探测器的外延结构引入了等效的电阻和电容, 建立了新的等效电路模型。通过分析等效电阻和电容随着电流(电压)的变化趋势, 评估了空间电荷效应对器件的影响程度, 并在此基础上进一步验证了电子速度过冲所需要的合适条件。通过本章的研究, 为高性能光电探测器如何提升饱和特性和带宽特性奠定了理论基础, 并提供了良好的设计思路。

针对本章分析的空间电荷效应问题, 增加电荷堆积处的电场强度将是有效的解决途径, 相关的设计思想将在第四章进行阐述; 而针对如何充分利用速度过冲效应, 来实现超高速光电探测器的问题, 我们将在第五章进行重点阐述。

第 3 章 光电探测器的制作工艺及性能测试技术

本章介绍高性能光电探测器的制作和测试技术。背入射型光电探测器主要依靠感应耦合等离子体刻蚀的方法来制作双台型结构，工艺水平决定了光电探测器的串联电阻、寄生电容和暗电流等参数，影响着光电探测器的带宽特性以及饱和特性。尤其是小尺寸光电探测器的制作过程中，需要进行多次精确的套刻工艺，具有较高难度。在光电探测器性能测试方面，除了标准的 I-V 测试和响应度测试，还需要搭建频率超过 40 GHz 的高频测试系统和评估器件电阻电容参数的 S 参量测试系统。

3.1 光电探测器的制作工艺

台面型光电探测器的制作工艺主要是为了获得承载 p 和 n 电极的双台型结构，以及传输高频微信信号的传输电极。具体包括 p 电极、p 台刻蚀、n 电极、n 台刻蚀、开电极窗口、制作共面波导 (Co-Planar Waveguide, CPW) 电极等工艺过程。

光电探测器的外延材料通过金属有机物化学气相沉积 (Metal-organic Chemical Vapor Deposition, MOCVD) 技术制得。先在 InP 衬底上生长缓冲层，然后从下至上依次外延 n 型欧姆接触层、耗尽层、重掺杂 p 型吸收层、p 型欧姆接触层。

3.1.1 制作双台型结构

制作 p 电极

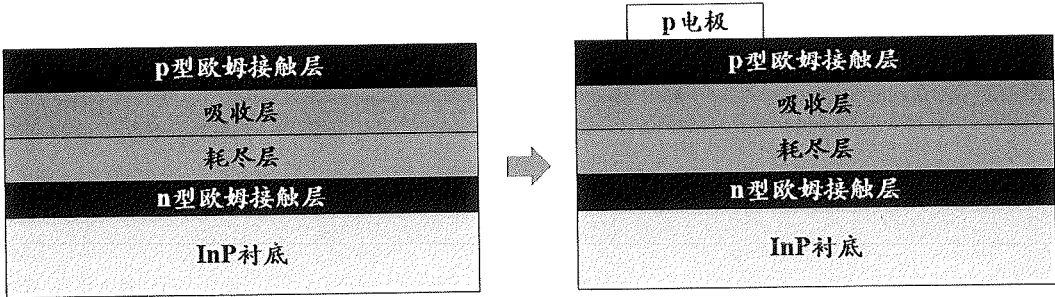


图 3.1 光电探测器 p 电极制作工艺示意图

对于高速高饱和光电探测器，制作 p 型电极是一步关键的工艺步骤，如图 3.1 所示。良好的欧姆接触意味着较低的串联电阻。先通过光刻露出需要制作电极的外延层材料，本实验室采用 AZ5214 光刻胶，在 3600rpm 的转速下大约可以获得 $1.5\mu\text{m}$ 厚的光刻胶掩模。根据光刻机的功率情况，适当调整曝光时间。显影完成后获得的光刻胶图形不需要后烘，迅速放入溅射台制作 p 电极。p 电极由 20nm Ti/20nm Pt/200nmAu 组成，金属 Ti 有利于增加与 p 型欧姆接触层的附着性，铂 Pt 能阻挡金 Au 对半导体材料的穿透。利用磁控溅射仪溅射完 p 型电极之后，在丙酮热水浴的帮助下进行抬离，即可得到所需要的圆形 p 电极图案。

为了降低 p 型欧姆接触电阻，通常还需要采用快速热退火的方式来形成良好的欧姆接触。本实验室采用在 360°C 下，持续退火 60 秒来达到此目的。

制作 p 台

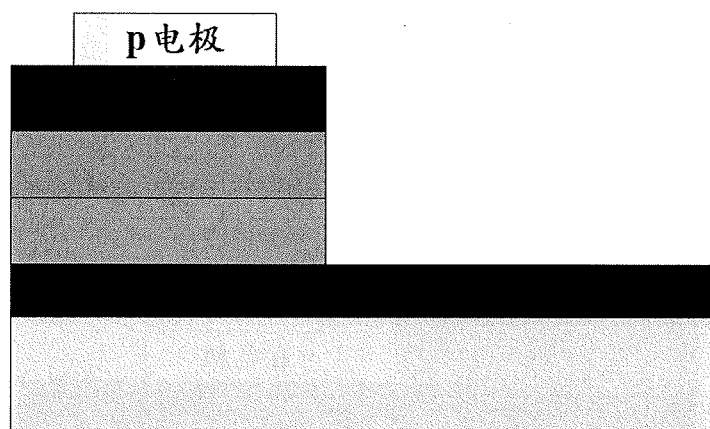


图 3.2 光电探测器 p 台制作工艺示意图

如图 3.2 所示，完成 p 电极的制作之后，需要刻蚀到 n 型欧姆接触层以便下一步制作 n 电极。刻蚀 InP 系材料分为干法刻蚀和湿法刻蚀。湿法腐蚀工艺简单，但腐蚀速率不易控制且侧蚀现象严重，所以目前主流工艺是通过干法刻蚀来制作 p 台。在刻蚀 InP 系材料时，通常采用 SiN_x 或者 SiO_2 做为掩模。

第一步：制作 SiN_x 掩膜。首先通过等离子体增强化学气相沉积法 (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition, PECVD) 沉积 300 nm SiN_x 掩膜，然后在 SiN_x 表面旋转涂布光刻胶 (AZ5214)，再通过光刻-显影形成刻蚀 SiN_x 的光刻胶掩模图形；再通过后烘工艺使光刻胶固化。通过反应离子刻蚀 (Reactive

Ion Etching, RIE) 干法刻蚀 SiN_x , 将光刻胶的台柱图形转化到 SiN_x 上, 最后通过 RIE 氧气辉光的方法去除顶部残留的光刻胶, 则形成了刻蚀 InP 材料的 SiN_x 掩膜。

第二步: 刻蚀 InP 台柱。由于干法刻蚀难以精确控制刻蚀速度且刻蚀选择性差, 实验室采用干法刻蚀与湿法腐蚀相结合的方式, 使 p 台恰好刻蚀到 n 型欧姆接触层停止。首先, 以 SiN_x 为掩膜, 利用电感耦合等离子体 (Inductive Coupled Plasma, ICP) 干法刻蚀完成 InP、InGaAs 等材料的刻蚀, 刻蚀气体为 $\text{Ar}/\text{Cl}_2/\text{CH}_4$ 气体组合, 适当控制刻蚀时间, 刻蚀至欧姆接触层之上的 n^+ -InP 层中间, 使 n 型 InGaAs 欧姆接触层上方预留 200 nm 左右的 InP。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 至第底部的 InGaAs 欧姆接触层, 由于 InGaAs 只会选择性的腐蚀 InP, 并不会对欧姆接触层造成损伤, InGaAs 对于盐酸溶液来说也是腐蚀停止层。此步湿法腐蚀的时间不应超过 10s, 以免造成太多的侧蚀。

制作 n 电极

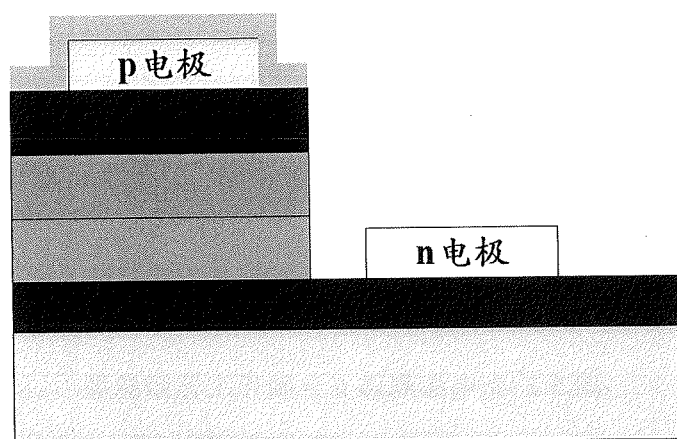


图 3.3 光电探测器 n 电极制作工艺示意图

为了形成良好的 n 型欧姆接触和粘附性, 通常采用 Ni/Au 的金属组合来制作 n 电极。相比 p 型欧姆接触, n 型欧姆接触更加容易形成。

首先通过光刻-显影在欧姆接触层上露出需要制作电极的外延材料, 此步骤制作光刻胶掩模图形的工艺与制作 p 电极时类似, 光刻后不需要进行后烘, 便于溅射后能够顺利抬离掉不需要的金属。光刻显影完成后将外延片放进溅射台制作 20nm Ni/100nm Au 的 n 电极, 然后在丙酮热水浴的帮助下进行抬离, 形成 n 电极。若部分沟道内的金属难以抬离, 可借助低功率超声的

方法来帮助形成完整的 n 电极。

制作 n 台

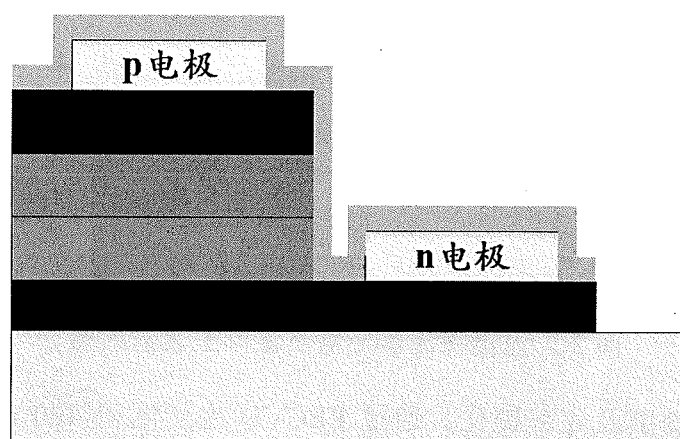


图 3.4 光电探测器 n 台制作工艺示意图

超高速光电探测器需要尽可能地减少寄生电容的影响，从而提高器件的响应速度。因此需要去除多余部分的重掺杂 n 型欧姆接触层，以避免其与后续制作的 p 型引出电极之间形成寄生电容。通常通过制作氮化硅掩模图形来对下方的重掺杂 InP 材料进行刻蚀。

第一步：制作基台掩膜。首先通过 PECVD 技术沉积 300 nm SiN_x ，然后在 SiN_x 表面涂布光刻胶（AZ5214），通过光刻-显影技术形成刻蚀图形；再通过后烘工艺和氮气氛围下的高温固化过程来形成刻蚀氮化硅的光刻胶掩模。通过反应离子刻蚀机（RIE）干法刻蚀 SiN_x ，将光刻胶图形转移到 SiN_x 上，再 RIE 氧气辉光去除残留的光刻胶即可得到刻蚀 InP 的氮化硅掩膜。

第二步：制作基台。以 SiN_x 为掩膜、用 ICP 干法刻蚀 InGaAs 和 InP 层材料直到半绝缘 InP 衬底，刻蚀气体为 $\text{Ar}/\text{Cl}_2/\text{CH}_4$ 气体组合。此步刻蚀到半绝缘 InP 衬底可有效减小寄生电容的影响，其中，干法刻蚀深度可通过设备终点检测仪进行监测。

3.1.2 制作传输电极

开电极窗口

为了进一步减小器件寄生电容以及漏电流，需要用氮化硅或者二氧化硅对台面型结构四周及底部进行绝缘并加厚，然后再开出电极窗口，以便于下一步制作微波信号引出电极。

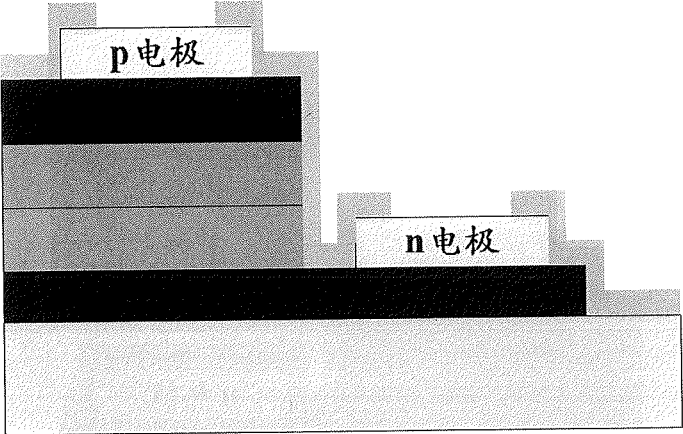


图 3.5 光电探测器开电极窗口工艺示意图

第一步：侧壁及底部钝化。通过 PECVD 先后沉积 400 nm SiO_2 和 400 nm SiN_x 介质膜作为光电探测器的钝化层以及绝缘层。 SiO_2 相比 SiN_x 的致密性更好，可实现更好的绝缘效果；但 SiO_2 刻蚀速度减慢，需要进行多次光刻制作光刻胶掩模，也增加了工艺的复杂度，因此采用 SiO_2 与 SiN_x 相结合的方式加厚绝缘层。

第二步：开电极窗口。沉积完成厚绝缘层后，需要将制作电极的区域露出来以便于制作微波信号传输电极。利用光刻—显影技术在 p 电极和 n 电极顶部制作开孔图形，然后通过后烘和氮气氛围的高温固化进行坚膜，通过 RIE 干法刻蚀将光刻胶上的图形转移到下方的钝化层上，完全去除表面的 SiO_2 和 SiN_x ，直到露出光亮的 p 电极和 n 电极为止。若 RIE 刻蚀过程中发现光刻胶掩模不够，需要重新光刻制作掩模再次进行干法刻蚀。由于湿法腐蚀侧蚀效应严重，开电极窗口时避免采用湿法腐蚀的方法。

制作 CPW 电极

高速光电探测器微波信号需要采用 CPW 电极进行引出。为了减小高频信号传输过程中的损耗, 需要采用化学电镀的方法对 CPW 电极进行加厚处理。

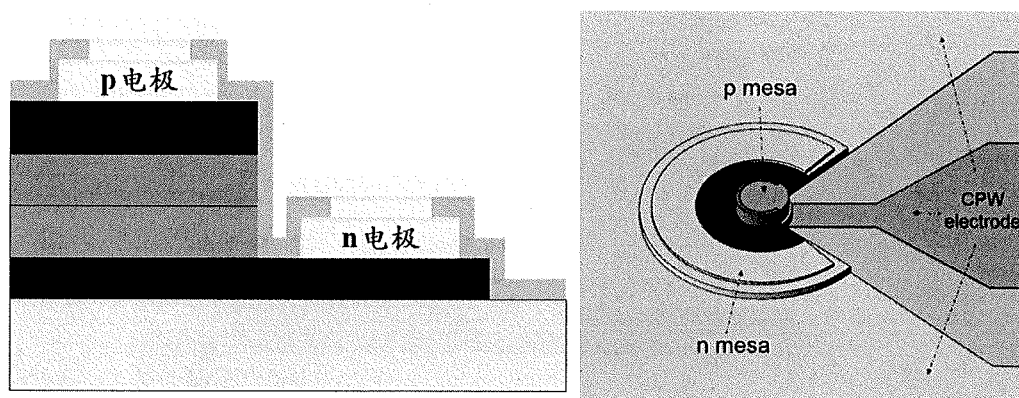


图 3.6 光电探测器 CPW 电极侧视图和顶视图

第一步：制作 CPW 电极。首先通过光刻-显影制作 CPW 电极图形，以便顺利地将 p、n 电极的信号引出。然后采用磁控溅射方法制作 Ti (20 nm)/Au (200 nm) 金属层，并作为电镀种子层；在不抬离第一次光刻剩余的光刻胶的情况下，接着再次套刻，光刻-显影制作相同的 CPW 图形，以保护无需电镀加厚的区域。

第二步：电镀。采用 EEJA 公司提供的镀金液，电镀采用的时间和电流大小与芯片需要电镀的面积有关。通常情况，对于 1cm^2 的芯片在 3 mA 电流条件下，需要电镀十分钟使 CPW 电极增厚到 $1.5\text{ }\mu\text{m}$ 。电镀完成后，需要在丙酮热水浴的帮助下抬离去除两层光刻胶中间的金属。此部分抬离若不能完全去除沟道内的金属，还需要再次光刻与 CPW 相反的图形，并采用碘水碘化钾溶液对窄沟道内残余的金属通过湿法腐蚀的方法来去除。即便腐蚀完成后，依然会在 p-n 电极间的沟道内留下一层薄的 Ti 层，此时可用 RIE 干法刻蚀的方法将其去除干净。

沉积抗反射膜

由于入射光有一定的发射角，需要将厚度大约 $300\text{ }\mu\text{m}$ 的 InP 衬底尽可能的减薄，使入射光尽可能多的进入光电探测器吸收区。考虑到后续工艺的可操作性，通常将芯片减薄到 $120\text{ }\mu\text{m}$ 。为了减小入射光在器件背面的反射，还需要对衬底进行抛光。如图 3.7 所示，抛光工艺完成后，通过 PECVD 在器件背面沉积折射率为 1.8、厚度 215 nm 的 SiN_x 抗反介质膜，确保入射光的反射率低于 1%。

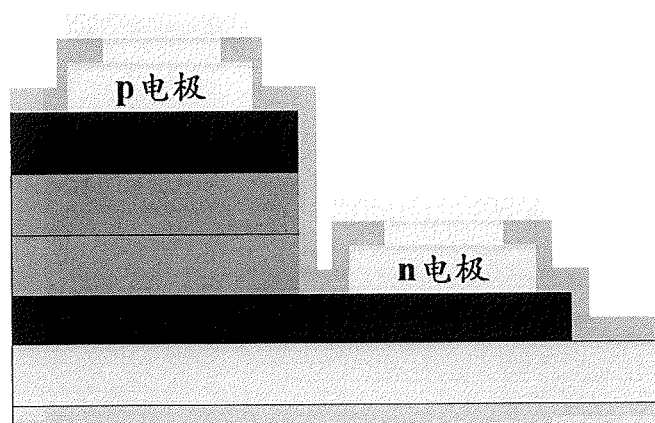


图 3.7 光电探测器抗反射膜制作示意图

3.2 光电探测器性能测试

光电探测器性能测试包括评价器件串联电阻和漏电流水平的直流 I-V 曲线测试，提取光电探测器电阻电容参数的 S_{11} 测试，反映光电探测器光电探测器效率的响应度测试，反映光电探测器带宽水平的频率响应测试以及对大功率光耐受特性的饱和测试，这些测试均有助于评估器件的综合性能。

3.2.1 I-V 曲线

光电探测器芯片制作完成之后，需要对其性能进行初步评测。直流 I-V 测试能有效评估芯片的漏电流、串联电阻以及是否正常开启等情况，有助于评测器件的工艺制作水平。实验室利用 HP 4155C 参数测试系统，来测量光电探测器的二极管特性。I-V 测试相对简单，可直接获取光电探测器在无入射光、无偏压条件下的二极管特性曲线，并获得相应参数。

3.2.2 S_{11} 测试

光电探测器的电阻电容参数制约着器件带宽、饱和特性等指标的提高，通过微波参数的测量，对相关参数进行评估显得非常有必要。

实验室采用 Cascade 测试平台来测试器件芯片阻抗参数。用 Cascade 系统阻抗参数之前，需要对探针、线缆等部分进行校准，消除连接部分的损耗，以及可能引入的误差。将微波线缆、以及高速微波探针连接到网络分析仪（VNA），通过标准开路、短路和 50Ω 负载进行校准。简单的芯片测试时，只需要将芯片至于操作台，连接微波探针及线缆即可测量。若需要测试不同电压、不同光电流下的阻抗参数，则需要连接高速 bias tee，通过 bias tee 加

载直流偏置电压到光电探测器芯片；通过六维控制系统调节光纤的位置，使入射光进入芯片，在有入射光电流的情况下进行测试光电流相关的 S 参量，精确提取出光电探测器的电阻电容参数。

通过 LCA 系统测得芯片的反射曲线后，通过获得的史密斯圆图可以提取出光电探测器的电阻和电容参数。这种方法测试方法能有效评估器件的电阻和电容大小，为分析器件的频率响应特性以及饱和特性等提供指导。

3.2.3 响应度测试

光电探测器的响应度与吸收层厚度直接相关。对于背入射式台面型结构，入射光首先被光电探测器吸收层部分吸收，然后被顶部电极反射，再次通过吸收层被第二次吸收。通过测量入射到光电探测器的光功率以及相应的光电探测器输出光电流，即可计算得到光电探测器的响应度。

测试链路如下图所示，光源由分布反馈式 (Distributed Feedback, DFB) 激光器产生波长为 1550nm 的激光，先通过掺铒光纤放大器 (erbium-doped optical fiber amplifier, EDFA) 进行放大，然后通过 95/5 光纤耦合器分为两路，5% 支路的光进入到光谱仪，检测入射光的强度和波长；95% 支路的光直接进入光电探测器，通过六维控制系统精细地调节入射光纤的位置，使光纤发出的光最大限度的进入到待测光电探测器中。光电探测器的输出信号通过 bias-T，直流电流由电流表测量。光电探测器的响应度可以表示为输出电流与出入光功率的比值。

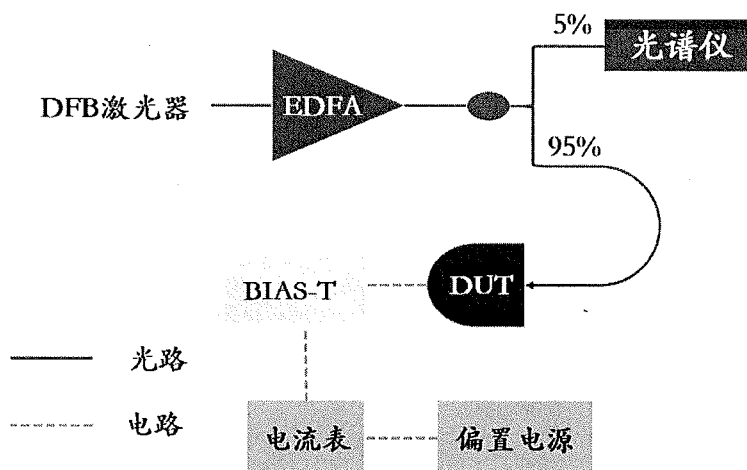


图 3.8 光电探测器响应度测试系统示意图

3.2.4 频率响应测试

光电探测器的频率响应是指高频光信号入射到光电探测器后,光电探测器的输出微波功率随着入射信号频率的提升而逐渐降低的过程。利用调制器产生高频信号的方法中,容易引入调制器的非线性,而且在产生高频调制信号时对调制器的要求较高,存在一定的困难。光电探测器的典型测试系统中,通常采用光外差拍频系统来测量光电探测器的频率响应带宽,如图 3.9^[97]所示。利用两个产生 1550nm 波长的 DFB 激光器,通过两束光的拍频来产生外差的等效高频光信号。其中一个激光器的输出波长可在一个较大范围内进行调节,另一个激光器输出波长固定不变,以产生频率超过 100 GHz 的拍频信号。为了产生 100%调制深度的拍频信号,激光器的输出光功率和输出光的偏振状态可以调节。

两路 1550 nm 附近的输出光通过光耦合器合路之后,输入到 EDFA 放大后再输出。放大后的光通过分束器分为强度 5%和 95%的两束,其中 5%支路的光进入带宽为 40 GHz 的商用光电探测器转变为电信号,再进入频谱分析仪,对拍频信号的频率进行监测。95%支路的光进入被测芯片,通过精细调节入射光纤的定位系统使光尽可能多的耦合进光电探测器中。从被测芯片出来的电信号通过微波探针引出,连接到 Bias Tee,信号被 Bias Tee 分为直流和交流两条支路。直流支路连接电流表,来监测输出的直流光电流,同时偏置电源也通过此路来为光电探测器芯片提供反偏电压;交流支路进入负载电阻为 50 Ω 微波功率探头,通过微波功率计来监测输出微波信号的功率。

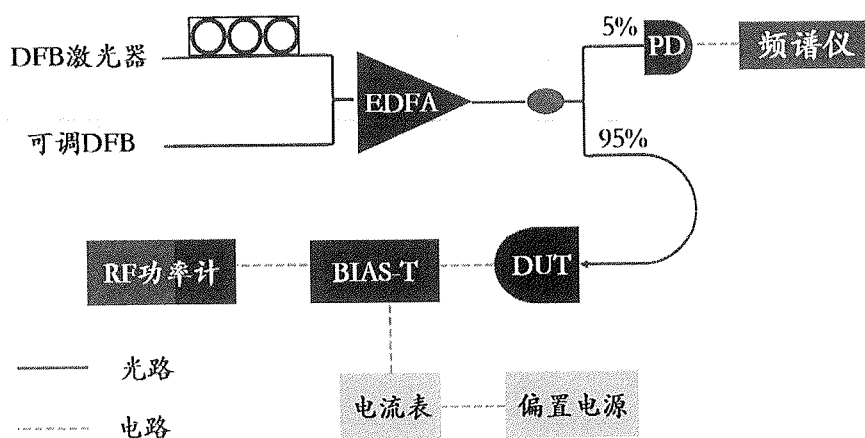


图 3.9 基于光外差拍频系统的光电探测器频响特性测试系统

由于频率监测支路的光电探测器和频率仪测量的频率受限,在测试带宽

超过 40 GHz 的光电探测器芯片时，频率监测支路可以用光谱仪来替代，如下图所示。通过监测两束拍频光的波长差，计算得到拍频信号的频率（此频率结果已经用频谱仪结合混频器的方案进行验证）。我们分别采用三种不同频段的微波探头来测量 0 到 50 GHz，50-75 GHz（V 带）和 75-110 GHz（W 带）频率范围的器件频率响应特性。

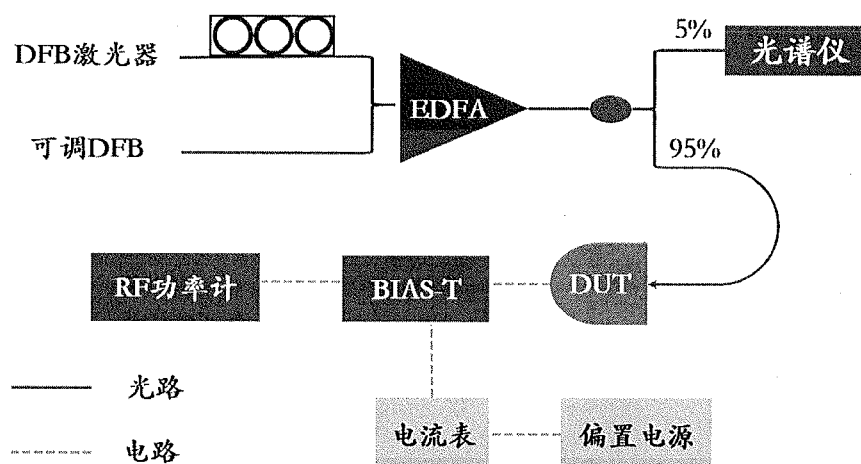


图 3.10 基于光外差拍频系统的光电探测器频响特性测试系统

3.2.5 饱和特性测试

光电探测器交流饱和特性的测试系统与带宽的测试系统相同，通过输出两路强度和偏振相同的光通过拍频来获得 100% 调制深度的信号。在测试饱和特性时，先通过可调 DFB 激光器的波长，固定拍频光的频率，从而在特定频率下对器件的饱和特性进行测量；通过调节 EDFA 泵浦电流的大小，可以调节输入的拍频信号的强弱。同时记录输出光电流和微波功率，即可得到光电探测器的饱和特性曲线。

光电探测器饱和特性与偏置电压的大小密切相关，且在高偏压下，光电探测器发热严重，容易损坏。在测试光电探测器饱和特性时，需要先在低偏压下进行测试，然后逐步提高偏置电压来检验光电探测器对大功率入射光的耐受程度。

3.3 本章小结

本章介绍高性能光电探测器的制作工艺和测试技术。背入射型光电探测器主要依靠 ICP 刻蚀的方法来制作双台型结构，主要的工艺技术包括 p 电

极、p 台刻蚀、n 电极、n 台刻蚀、开电极窗口、CPW 电极、抗反镀膜等工艺过程；器件制作的结果，需要相应的测试技术来进行评测，包括 I-V 曲线测试， S_{11} 测试，响应度测试，频率响应测试，以及饱和特性测试等。随着台面型光电探测器的器件直径越来越小，制作难度也越来越大，开发出光电探测器的完整制作工艺是实现高性能器件的基础；同时，对于 40GHz 以上光电探测器的测试也需要引入新测试方案，来评估光电探测器的性能。新的制作工艺和测试系统都为高性能光电探测器的研究提供了必要的基础。

第4章 高饱和光电探测器研究

本章介绍大功率改进型单行载流子光电探测器芯片的研究工作,通过在耗尽区中间插入一层优化后的薄 n 型掺杂层,空间电荷效应得到了有效抑制。为了获得高速大功率光电探测器,首先,优化工艺减小光电探测器串联电阻和结电容,并优化 UTC 光电探测器的外延结构,获得带宽超过 28 GHz,饱和光电流达到 55 mA 的高性能光电探测器。然后,为了进一步抑制小尺寸光电探测器中的空间电荷效应问题,提出了电场增强型高饱和光电探测器。通过在耗尽区中间插入一层薄的 n 型 InP 材料,有效减小了异质结界面处的电荷堆积。最终制作完成的 22 μm 直径的光电探测器带宽高达 28 GHz,和我们之前的工作相比,此器件饱和光电流由 55 mA 提高到了 99 mA,相应的微波功率从 15.5 dBm 提高到了 20.1 dBm。此外,此结构的 12 μm 器件带宽达到 50 GHz,相应的饱和光电流和微波功率分别为 61 mA 和 15.3 dBm。

4.1 宽带高饱和光电探测器的设计思路

为了提高模拟链路的性能,就必须采用高带宽、高饱和特性的光电探测器。单行载流子光电探测器结构被认为是最有希望同时实现高速与高饱和特性光电探测器,相比于传统的 pin 型光电探测器,UTC 光电探测器由重掺杂的吸收区和非掺杂的宽禁带耗尽区组成。在这种结构中,空穴在驰豫时间内被 p 电极收集,而仅电子的输运时间决定了光电探测器对信号的响应时间,由于电子的速度漂移速度高,这种结构极大地提高了器件的带宽和饱和特性。在 UTC 光电探测器的基础上,改进型单行载流子 (Modified uni-traveling carrier photodiode, MUTC-PD) 光电探测器通过在重掺杂吸收区和耗尽区中间插入一层非掺杂的 InGaAs 材料,来提高器件的响应度和带宽^[104],这种 MUTC 结构也成为同时实现高饱和和高带宽光电探测器的主要研究方向之一。

器件的带宽由两大因素共同决定:一是载流子渡越时间,二是电阻电容时间常数。为了获得超高速的光电探测器,减小器件台面积和吸收区厚度就成了十分有效的方法。更薄的吸收区意味着更短的渡越时间和更高的饱和电流;但减小器件面积往往意味着更大的串联电阻和更高的电流密度,这也会严重限制光电探测器的饱和特性^[105]。

在高光电流工作时, 由于空间电荷效应和负载偏压摆幅效应的存在, 使得耗尽区内电场降低, 器件的饱和特性和频响特性均会出现恶化^[106,107]。值得庆幸的是可以通过优化耗尽区的电场分布来提高载流子的输运速度, 并减小其电荷堆积效应。因此, 研究耗尽区内的电场分布对于小面积的光电探测器实现高饱和特性则显得至关重要。

4.1.1 外延结构与器件制作

在我们之前的工作中, 研究了 $40\text{ }\mu\text{m}$ 直径的高饱和光电探测器, 其外延结构和频率响应测试结果如图 4.1 所示。从图中可见, 器件的 3-dB 带宽超过 9 GHz, 而且 100 mA 光电流时, 器件的带宽还未出现明显地下降。可通过减小光电探测器吸收区的厚度来达到减小载流子渡越时间的目标, 同时优化器件结构减小串联电阻和电容。在新的器件设计中, 将光电探测器直径减小到 $22\text{ }\mu\text{m}$, 同时减小吸收区厚度来减小载流子输运时间。

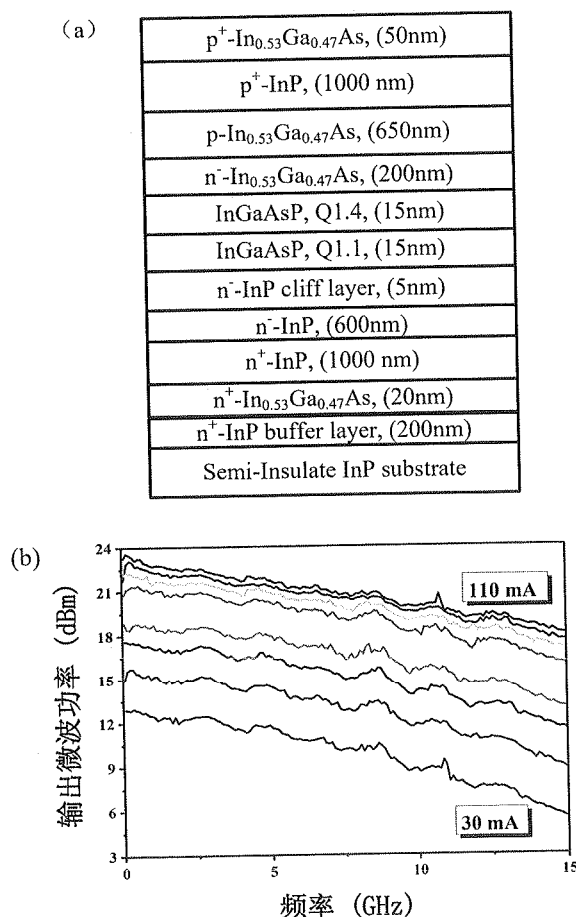
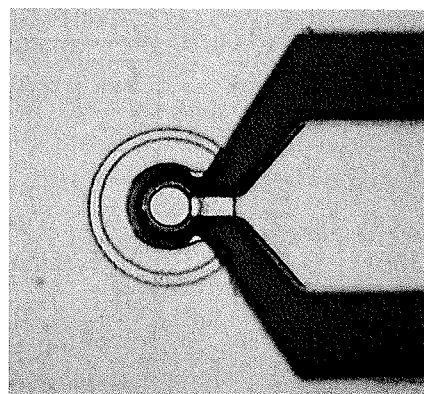


图 4.1 直径 $40\text{ }\mu\text{m}$ 的 MUTC (a) 外延结构和 (b) 不同光电流条件下的频率响应曲线

新设计的光电探测器的外延结构如图 4.2 所示, 通过金属有机化学气相沉积 (metal organic chemical vapor deposition, MOVCD) 的方法在 InP 衬底上进行材料外延。光电探测器吸收区由 300 nm 梯度掺杂和 200 nm 未掺杂的 InGaAs 构成, 掺杂浓度由 $5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 逐渐降低到 $5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, 这样的梯度掺杂结构有利于在吸收区内形成一定的电场, 加速电子迁移出吸收区。耗尽区由 200 nm 未掺杂的 InGaAs 和 605 nm 的 InP 材料组成。InP 耗尽区采用低浓度的 Si 掺杂 (n 型) 为耗尽区提供固定的正电荷分布, 此部分补偿电荷将有效地补偿从吸收区迁移过来的空间电荷, 从而起到调节耗尽区电场分布的作用, 有利于提高器件的饱和特性。

50 nm P ⁺ -InGaAs Layer ($2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$)
400 nm P ⁺ -InP Layer ($>1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$)
50 nm P ⁺ -InGaAs Layer ($5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$)
50 nm P ⁺ -InGaAs Layer ($2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$)
100 nm P ⁺ -InGaAs Layer ($1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$)
100 nm P ⁺ -InGaAs Layer ($2.5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$)
200 nm U-InGaAs
15 nm U-InGaAsP (Q1.4)
15 nm U-InGaAsP (Q1.1)
605 nm N ⁻ -InP ($1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$)
400 nm N ⁺ -InP ($1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$)
20 nm N ⁺ -InGaAs ($1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$)
400 nm N ⁺ -InP ($1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$)
500 nm P ⁺ -InP Buffer Layer ($>1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$)
Semi-Insulating InP Substrate

(a)



(b)

图 4.2 新 MUTC (a) 外延结构和 (b) 器件顶视图

利用论文第三章描述的工艺技术, 制作 $22 \mu\text{m}$ 直径的背入射台面型光电探测器。采用两步 ICP 干法刻蚀的方法制作出双台型的光电探测器, 通过磁控溅射和抬离的方式制作 Ti/Pt/Au p 电极和 Ni/Au 的 n 电极。光电探测器的顶视图见图 4.2 (b), n 电极的形状和位置已经过优化以实现最小的微波传输损耗。

为了提高 MUTC 光电探测器的带宽, 器件结构经过优化后来减小电阻和电容。如图 4.3 所示, 与之前的器件结构相比^[97], 光电探测器 p 型台面的直径从 $40 \mu\text{m}$ 减小到了 $22 \mu\text{m}$, p 电极距离 n 电极的距离由 $10 \mu\text{m}$ 减小到了 $5 \mu\text{m}$ 。 $22 \mu\text{m}$ 直径的器件理论结电容大约是 $40 \mu\text{m}$ 直径器件的 30%。此外, 由于 p 台与 n 电极之间更小的间距, 材料体电阻也被减小到低于 2Ω 。

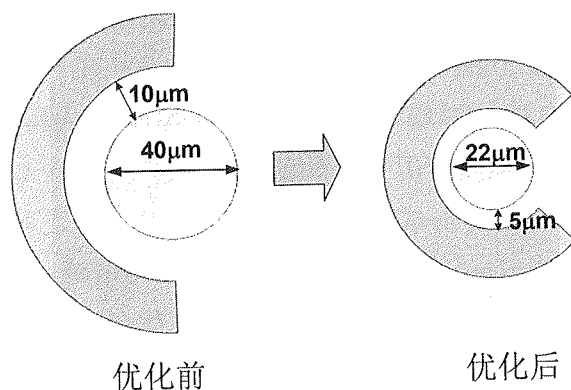


图 4.3 优化前 (a) 和优化后 (b) 的光电探测器电极示意图

4.1.2 器件性能与评估

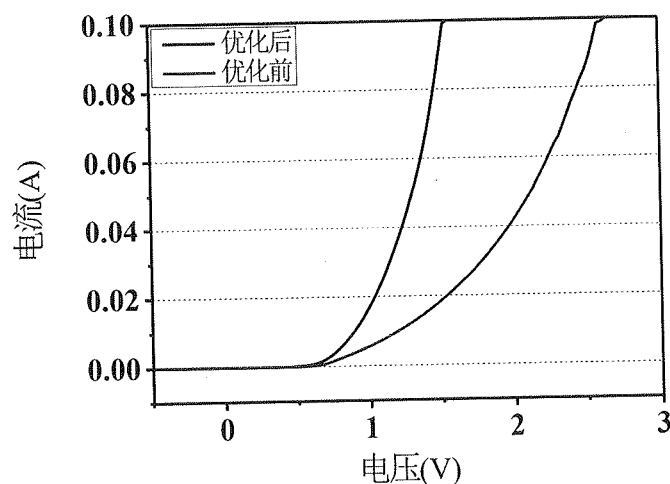


图 4.4 电极优化前后光电探测器的二极管正向 I-V 特性对比

图 4.4 描述了优化前后 MUTC 光电探测器的 I-V 特征曲线, 从曲线开启后的斜率可以获知通过优化器件结构和快速热退火工艺, 器件串联电阻由 $10\ \Omega$ 减小到了 $4\ \Omega$ 。40 μm 直径的 S_{11} 参数显示, 其器件结电容约 300 fF, 相应的 RC 时间常数限制的带宽约 8.8 GHz。优化后, 器件结电容被减小到 95 fF, 22 μm 直径器件计算出来的 RC 时间常数限制的带宽约 31 GHz, 大约是优化前器件带宽的 3.5 倍。

从图 4.5 可以看出, 3V 反偏电压下的暗电流小于 20 nA。暗电流主要来源于圆柱形 p 台的侧壁漏电流。低暗电流是器件在高偏压下实现高饱和光电流的基础。通过调节干法刻蚀过程的刻蚀参数和 $\text{Ar}/\text{Cl}_2/\text{CH}_4$ 刻蚀气体比例, 以及沉积氮化硅或者二氧化硅钝化层均有助于减小器件的暗电流。

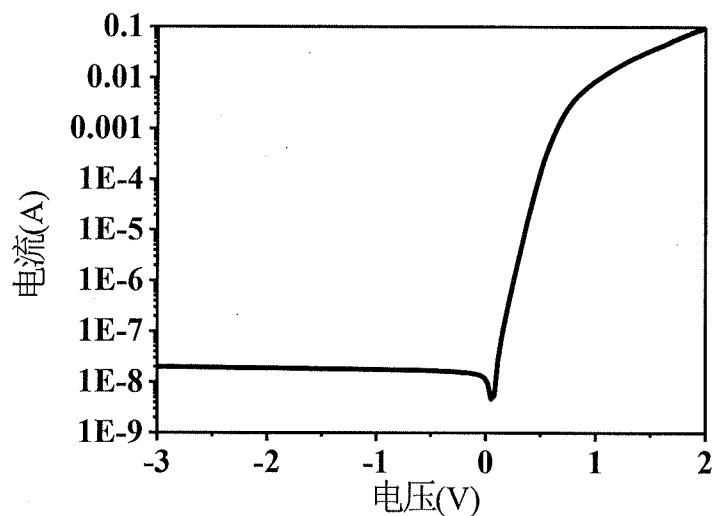


图 4.5 光电探测器的暗电流曲线

利用第三章介绍拍频系统来测试器件的频率响应特性。图 4.6 显示了 4 V 下不同光电流时的频率响应曲线，图中显示 40 mA 时器件的 3-dB 带宽达到了 28 GHz。结合上文的讨论，可以看出器件的带宽主要受 RC 时间常数限制。

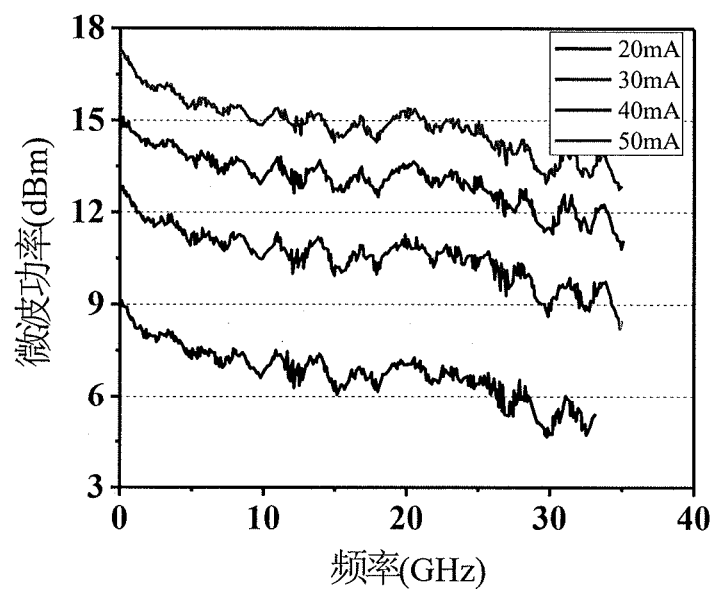


图 4.6 不同光电流下的频率响应特性

图 4.7 展示了不同反偏电压下带宽随着光电流的变化曲线。2 V 条件下，

由于耗尽区没有完全耗尽，所以器件带宽值相对较低；当反偏电压提升到 3 V 和 4 V 后，观察到了明显的带宽提升，进一步提升反偏电压到 5 V 后，由于耗尽区内的电场偏离了速度过冲所需的合适条件，器件带宽反而出现了轻微的下降。另一个明显的现象是 3 V 电压下器件带宽从 10 mA 时的 18 GHz 提升到了 28 GHz。这一带宽的提升主要来自两方面的贡献：一是随着电流的升高，耗尽区内的电场逐步降低到了适合速度过冲的电场范围；二是在高光电流情况下，重掺杂吸收区内电荷浓度的梯度增大，增加了电子在此区域内的输运速度，总的漂移时间减小。但随着光电流进一步提高到 50 mA，由于耗尽区内的电场屏蔽效应器件带宽开始下降。

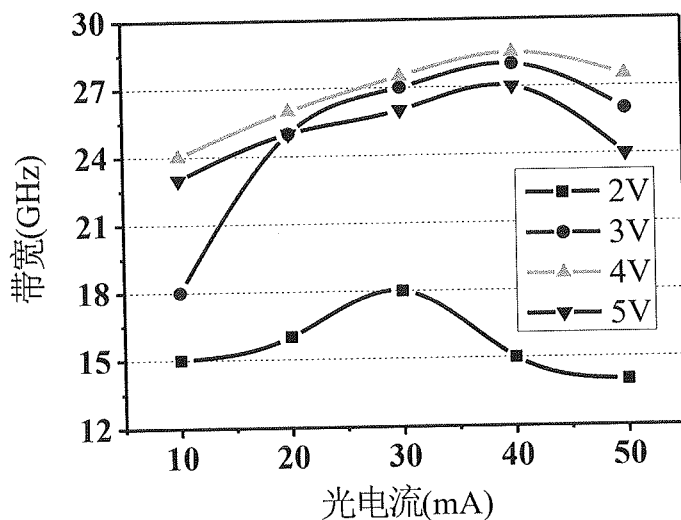


图 4.7 不同电流和电压下的器件带宽

图 4.8 展示了 2、3 和 4 V 偏置电压下器件在 25 GHz 时的输出微波功率。由于测试点的频率值在 3-dB 带宽附近，测试得到的输出微波功率比理想的功率输出值大约低 3-dB。如图 4.6 中所示，由于在高电流下器件的带宽有所提升，导致测得的微波功率值在高电流时更靠近理想微波输出曲线。2、3 和 4V 偏压下器件的 1-dB 压缩点光电流值分别为 35、48 和 54 mA，相应的输出微波功率分别为 12.1、14.8 和 15.5 dBm。

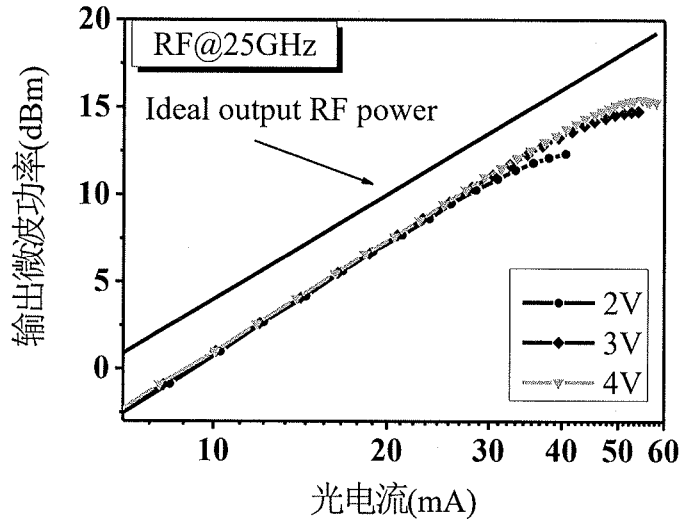
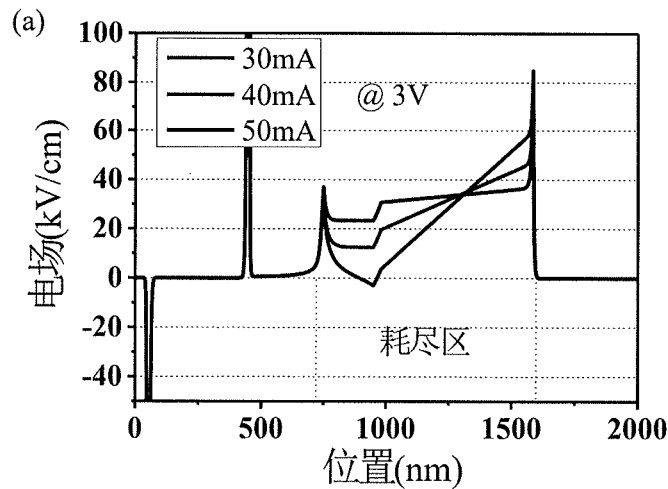


图 4.8 25GHz 时，不同偏置电压下的输出微波功率

不同偏压下的饱和特性可以用相应条件下的电场分布情况来解释。3 V 和 4 V 反偏电压下的电场分布如图 4.9 (a) 和 (b) 所示。InGaAs 耗尽区内的电场分布随着电流的增加而减小，在 3 V 偏压下电流超过 40 mA 时电场开始出现坍塌，以及在 4 V 偏压下电流超过 50 mA 时电场开始出现坍塌。不同偏压下的电场分布曲线与上图讨论的带宽和饱和特性的变化趋势相呼应。器件的电场分布可以通过求解泊松方程进行仿真，同时将空间电荷效应和负载偏压摆幅效应考虑在内来提高仿真的精确度。在高电流情况下，部分外加偏置电压损耗在 $50\ \Omega$ 匹配负载电阻和器件串联电阻上，导致耗尽区两端感受的电压减小。另外，在强光入射时，耗尽区的空间电荷效应不容忽视，尤其是在异质结界面处电荷堆积效应会更加严重，这会严重抑制耗尽区内的电场而导致器件出现饱和。



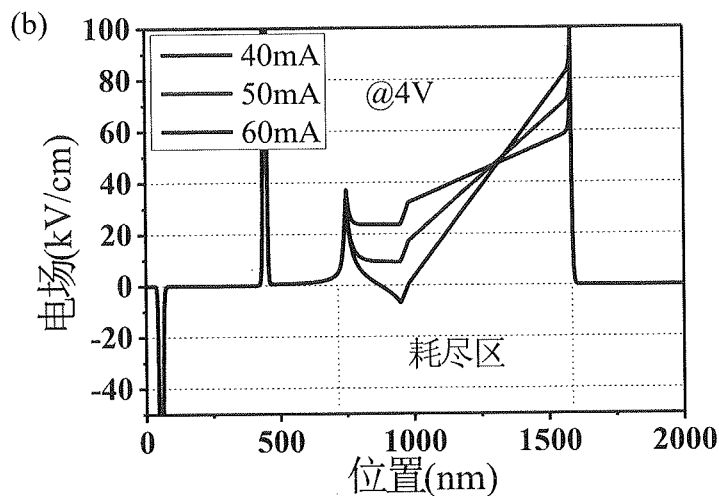


图 4.9 不同光电流时 3 V 和 4 V 下的电场分布情况。

综上所述,在交流工作情况下,器件的饱和特性受限于电场最低的情况,当电场被耗尽区内堆积的电子产生的电场频率屏蔽时将无法正常工作^[108]。通常 InGaAs/InP 异质结处的电荷堆积会更加严重,将使得器件的饱和特性更低,这也需要设计新的光电探测器外延结构,来进一步提升高带宽光电探测器的饱和特性。

4.2 电场增强型高饱和光电探测器

从上面的讨论中可以发现,随着光电探测器尺寸从 $40\text{ }\mu\text{m}$ 减小到 $22\text{ }\mu\text{m}$ 的过程中,耗尽区内的电荷密度也越来越高,导致空间电荷效应成为制约光电探测器饱和特性提高的主要制约因素。在之前的研究中,低浓度的 n 型掺杂被预置于耗尽区中来补偿进入的电子,以减小空间电荷效应,从而提高器件的饱和特性。为了进一步提高光电探测器的饱和特性, n 型 InP 掺杂薄层被插入到光电探测器耗尽区中间来形成一种电场增强型的高饱和光电探测器。相比于之前报道的 MUTC 结构中 n 型掺杂层与 InGaAs 吸收区相邻,而在我们设计的新结构中, n 型薄层的位置经过细致的优化来获得最佳的电场分布,已达到尽可能减小空间电荷堆积的目的。

$22\text{ }\mu\text{m}$ 直径的 MUTC 光电探测器在 28 GHz 下显示输出光电流达到 99 mA , 1550 nm 波长时的器件响应度达到 0.5 A/W 。与之前的研究结果相比,改进后的 MUTC 光电探测器输出微波功率从 15.5 dBm 提高到了 20.1 dBm 。通过减小器件台面的直径到 $12\text{ }\mu\text{m}$, 器件电阻电容时间常数得到降低,直径

的器件带宽达到 50 GHz，其饱和光电流值达到 61 mA，相应的输出微波功率达到 15.3 dBm。

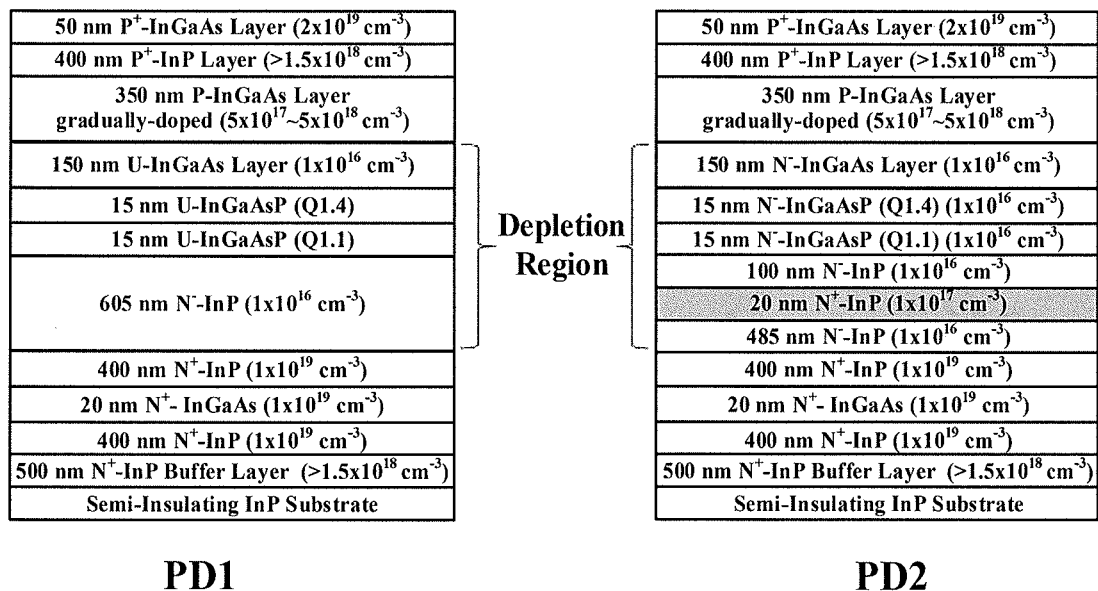


图 4.10 改进前后外延结构对比

通过 MOCVD 生长的光电探测器外延结构如图所示。PD1 是之前报道的器件结构，PD2 是最新设计的结构，两种结构有相似的吸收区和耗尽区。PD2 中，一层 20 nm 厚的 n 型 InP 材料被插入 InP 耗尽区的中间；而 PD1 结构中，n 型薄层紧挨着 InGaAs 吸收层；PD2 中的梯度带隙的区域采用轻 n 型掺杂。PD2 耗尽区总厚度和 PD1 耗尽区总厚度相同。

为了解释 PD2 的优点，我们仿真了不同耗尽区结构的电场分布，如图 4.10 所示。相比于 PD1，PD2 中梯度带隙的区域采用轻 n 型掺杂，以引入一定的电荷补偿并保证耗尽区在反偏电压下被完全耗尽。此外，我们发现 n 型薄层的位置对耗尽区内的电场分布会产生非常重要的影响。如图 4.11 所示，20 nm 厚的 n 型 $1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 掺杂薄层离异质结界面处的距离分别为 0、100 和 200 nm。

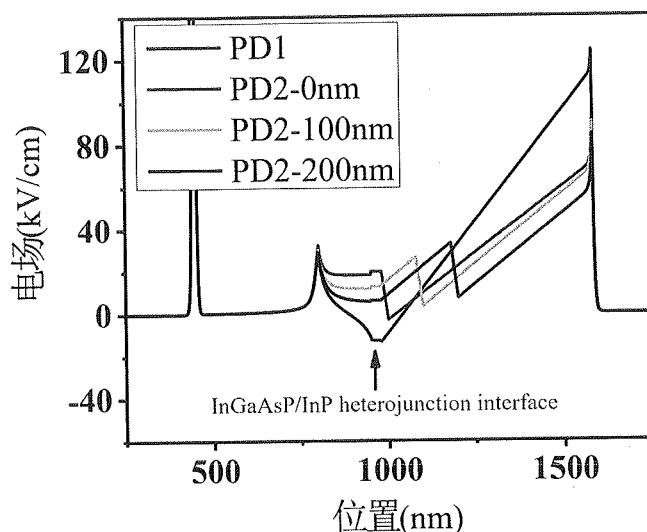


图 4.11 5V 反偏电压 100 mA 时 PD1 和 PD2 的电场分布情况。n 型薄层离异质界面的距离分别为 0, 100 和 200nm。

耗尽区内的电场分布与掺杂薄层的厚度、掺杂浓度和位置。厚度和掺杂浓度决定了薄层内总的电荷浓度。在总杂质浓度一定的情况下, InP 薄层的厚度越薄越有利于电子的输运, 但高浓度的掺杂在外延时更容易扩散。相反情况下, 外延制作会更加容易但掺杂对电子输运的影响会更大。因此, 通过优化 n 型薄层的浓度和厚度, 可以获得合适的电场分布。同时考虑外延过程和电场分布的情况, 掺杂薄层的厚度和浓度被分别固定为 20 nm 和 $1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 。

电场的主要影响因素是 n 型薄层的位置, 接下来将仔细讨论。通过计算 100 mA 时光电探测器内的电场分布来研究器件的饱和特性。对于 PD1, 由于空间电荷效应, 电场会严重坍塌并降低到 0 kV/cm 以下。对于 n 型薄层临近 InGaAsP/InP 异质结界面的 PD2, 100 mA 光电流时耗尽区内的最低电场大约为 -3 kV/cm, 说明已经出现电场坍塌。当薄层被移到离异质结界面 100 nm 的距离, 同样光电流时相应的最低电场大约为 4 kV/cm; 如果薄层被进一步移到离异质结 200 nm 的距离, InP 耗尽区内的最低电场仅轻微地被提升到 6 kV/cm, 但吸收的耗尽区内电场从 12 kV/cm 降低到了 4 kV/cm。当吸收的耗尽区内的电场降低到 10 kV/cm 以下后, 电子漂移速度将低于过冲速度, 从而导致器件频率响应恶化^[109]。因此, 有必要保持吸收的耗尽区的电场强度高于 10 kV/cm。本文第一次研究了薄层位置对器件饱和特性的影响, 通过

优化薄层在耗尽区内的位置,有望同时在减小空间电荷效应的同时维持电子过冲速度。

我们同时制作 PD1 和 PD2,并将两者的性能进行对比。器件均为双台型的背入射式结构,同时沉积 800 nm 厚的 SiO_2 钝化层来减小器件的漏电流和寄生电容。器件的背面被减薄抛光,使得衬底总厚度大约为 $120\text{ }\mu\text{m}$,然后沉积 215 nm 厚的 SiN_x 作为抗反射层,增加光电探测器的探测效率。由于有相同厚度的吸收层,两种结构的器件对 1550 nm 波长的光响应度均约 0.5 A/W ,器件在 5 V 偏压下的暗电流低于 50 nA。对于 $2\text{ }\mu\text{m}$ 直径的器件,从 S_{11} 提取出来的串联电阻和结电容分别为 7Ω 和 87 fF 。

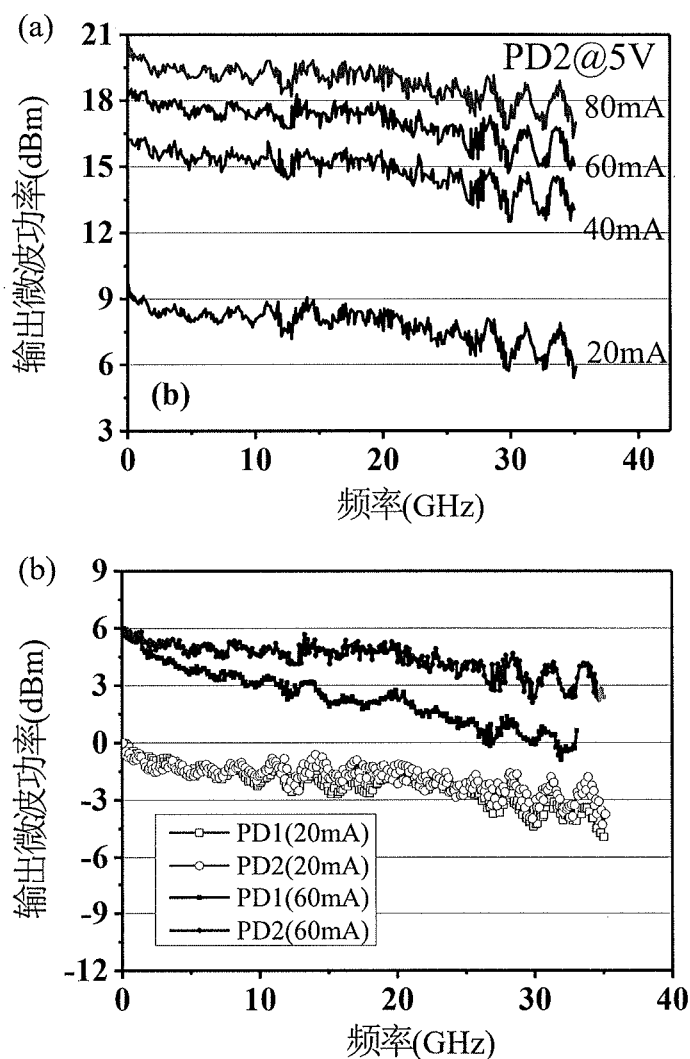


图 4.12. (a) PD2 在 5V 偏压下不同光电流时的频率响应特性; (b) PD1 和 PD2 在 5V 偏压下 20 mA 和 60 mA 时的相对频率响应曲线对比。

图 4.12 显示了利用双激光拍频系统测试的器件频率响应特性。PD2 在 5V 偏压下光电流从 20 mA 提升到 80 mA 时的频率响应曲线如图 4.12 (a) 所示,其最高的 3-dB 带宽达到了 28GHz。如图 4.12 (b) 所示,在 20mA 时,PD1 和 PD2 的频率响应特性基本一致,这来源于他们厚度几乎相同的吸收区和耗尽区。当光电流提升到 60 mA,由于部分耗尽区的电场坍塌,PD1 的频率响应恶化非常快,带宽降低到 12 GHz。另一方面,由于 PD2 较高的饱和特性,即便光电流上升到 80 mA 时,其带宽依然未看到降低的现象。两种光电探测器在大功率微波信号方面的特性差别在图 4.12 (b) 得到了清晰的展示。将两种器件在 20 和 60 mA 电流下的频率响应进行对比可以看到,20 mA 下两种器件显示了相似的频率响应曲线,但 60 mA 时 PD1 光电探测器的输出微波功率在高频时出现了明显的下降。

直径 22 μm 的 PD1 和 PD2 在 28 GHz 下的输出微波功率曲线如图 4.13 所示。定义 1-dB 压缩点处的输出光电流为饱和光电流值,从图中可以得到 PD1 和 PD2 的饱和光电流值分别为 55 和 99 mA,相应的输出微波功率为 15.5 和 20.1 dBm。在耗尽区 n 型薄层的帮助下,PD2 显示出更高的饱和输出功率,说明在耗尽区 n 型薄层的帮助下,异质结界面两侧的电场得到明显地提升,耗尽区内的空间电荷效应被一定程度地抑制。

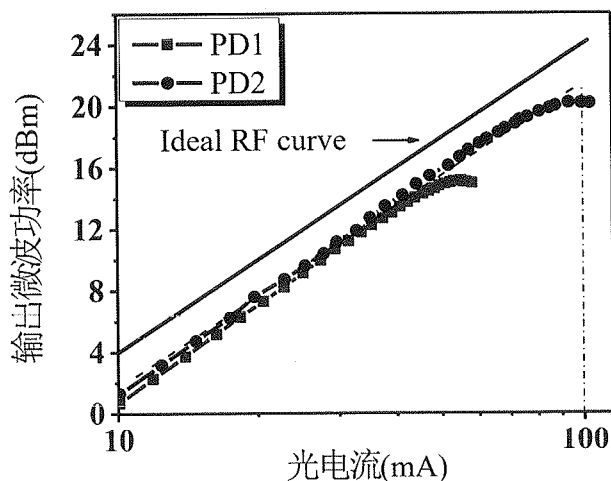


图 4.13 5 V 反偏电压下 28 GHz 时 PD1 和 PD2 的输出微波功率。

为了进一步提高器件的带宽特性,PD2 的圆台直径被减小到 12 μm 以此来进一步减小电阻电容常数限制的带宽,并研究小尺寸光电探测器的饱和问题。如图 4.12 (a) 由于器件电容的减小,12 μm 直径的器件带宽达到了 50

GHz。通过测试 S_{11} 曲线，器件的串联电阻和电容分别为 $8\ \Omega$ 和 $40\ \text{fF}$ 。当光电流提升到 $40\ \text{mA}$ 后，器件的频率响应依然几乎未出现恶化。器件不同偏压下的输出微波功率如图 4.14 (b) 所示，在 3、4 和 $4.5\ \text{V}$ 偏压下器件的输出饱和光电流达到了 45、56 和 $61\ \text{mA}$ 。通过对比试验结果也可以看到，PD1 在 $40\ \text{GHz}$ 下的最高饱和光电流为 $33\ \text{mA}$ ，而 PD2 光电探测器在 $50\ \text{GHz}$ 下的饱和光电流达到了 $61\ \text{mA}$ ，PD2 饱和特性以及带宽的测试结果均比 PD1 更好。

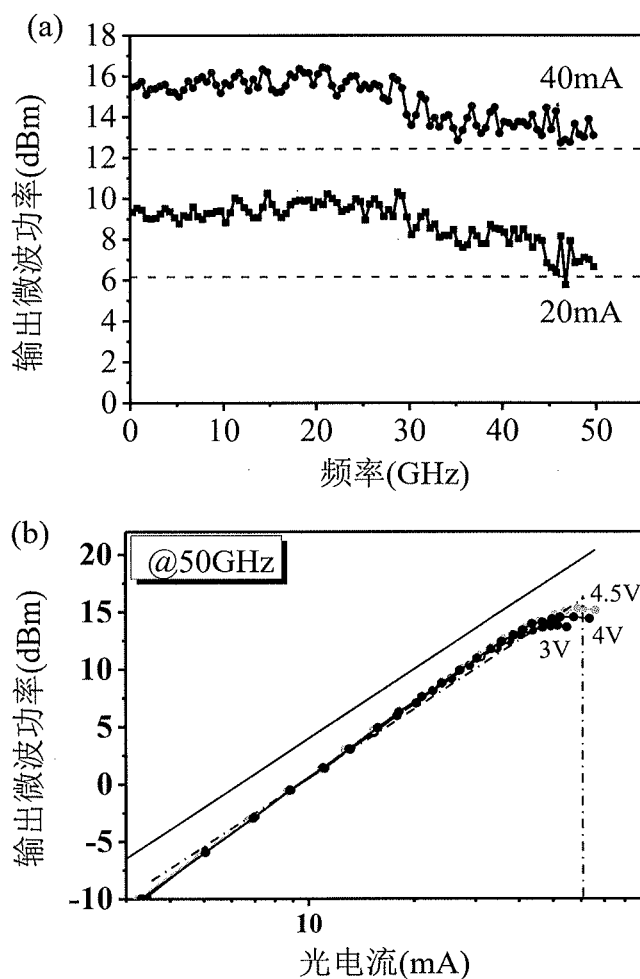


图 4.14 (a) $4\ \text{V}$ 偏压下，20 和 $40\ \text{mA}$ 时 $12\ \mu\text{m}$ 直径的器件频率响应特性；(b)

$50\ \text{GHz}$ 时，不同偏置电压下的输出微波功率。

对于 PD2 光电探测器， $22\ \mu\text{m}$ 直径的器件其饱和光电流密度为 $26\ \text{kA}/\text{cm}^2$ ，而 $12\ \mu\text{m}$ 直径的器件由于具有更小的结电容，其饱和光电流密度达到了 $54\ \text{kA}/\text{cm}^2$ 。由此可知，小尺寸器件的饱和光电流密度会更高，导致其空间电荷效应也会更严重。对于小尺寸器件，最重要的是尽可能减小其空间电荷效应，

并采取散热措施来减小热效应的影响。

直径 22 和 12 μm 的光电探测器理论饱和光电流可由耗尽区内的电场分布来估计,将不同光电流下光电探测器耗尽区的电场分布情况进行对比如图 4.15 所示。当耗尽区内的电场部分低于 0 kV/cm 后将产生饱和现象。直径 22 μm 的 PD2 在 5V 偏压下的饱和光电流约 104 mA , 而直径 12 μm 的 PD2 在 4.5V 偏压下的饱和光电流约 64 mA , 证明空间电荷密度更高的器件耗尽区电场更容易出现坍塌现象。仿真得到的饱和光电流值比实验结果稍高, 这种差别主要是由于在仿真时并未考虑载流子的速度过冲效应和器件工作时的热效应。

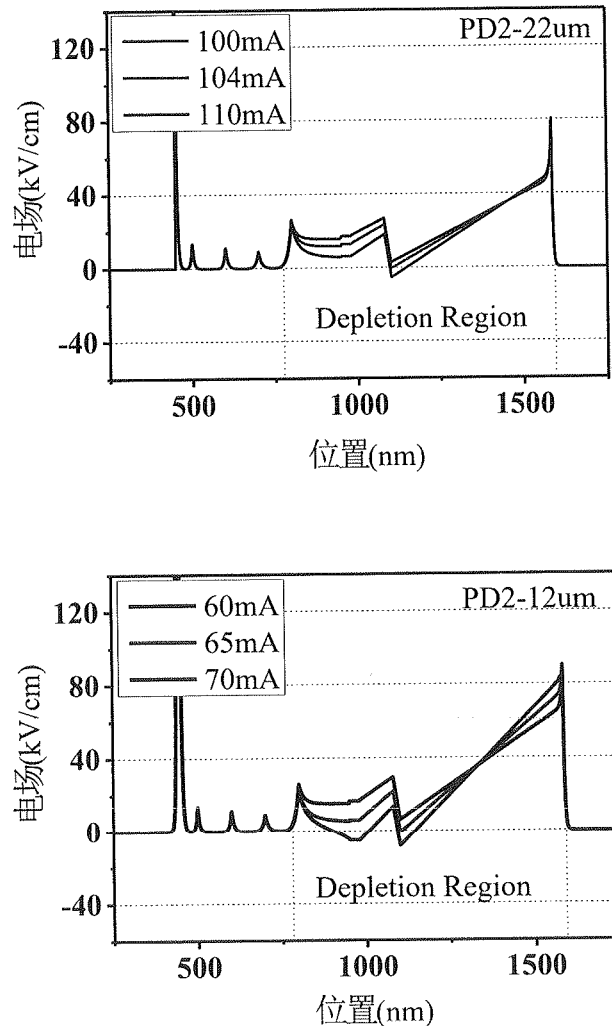


图 4.15 5V 反偏电压下不同光电流时, 22 μm 直径的 PD2 电场分布和 12 μm 直径的 PD2 的电场分布情况。

综上所述,通过研究 n 型薄层对电场分布的影响,我们设计了耗尽区中间插入掺杂层的 MUTC 光电探测器,相比之前报道的结果,新光电探测器中的空间电荷效应得到有效抑制,且饱和特性也得到明显提升。 $22\text{ }\mu\text{m}$ 直径的器件带宽达到 28 GHz ,饱和光电流达到 99 mA ,响应的输出微波功率为 20.1 dBm 。更进一步,还制作了直径为 $12\text{ }\mu\text{m}$ 的器件,其显示出带宽超过 50 GHz ,饱和光电流达到 61 mA ,响应的输出微波功率为 15.3 dBm 。

4.3 本章小结

本章首先研究了如何减小光电探测器的电阻电容等参数,制作了低接触电阻、低暗电流的高带宽光电探测器;在此基础上,重点分析了空间电荷效应对光电探测器饱和特性的影响,通过对耗尽区进行补偿掺杂以及引入 n 型薄层,提出一种电场增强型的光电探测器结果。新的 MUTC 光电探测器有效提高了耗尽区内异质结两侧的电场强度,减小耗尽区内的电荷堆积。光电探测器饱和光电流由 55 mA 提高到了 99 mA ,相应的微波功率从 15.5 dBm 提高到了 20.1 dBm 。此外,对于此结构的 $12\text{ }\mu\text{m}$ 器件带宽达到 50 GHz ,相应的饱和光电流和微波功率分别为 61 mA 和 15.3 dBm 。

第5章 超高速光电探测器研究

在高饱和光电探测器的研究基础上,本章我们创新性地设计并制作了双漂移层(dual-drifting layer, DDL)结构光电探测器,并实验验证了其在亚太赫兹频段的高饱和特性。双漂移层结构由速度过冲区、速度饱和区以及中间的一层 20 nm 厚的 p 型掺杂 InP 层组成。在速度过冲区,通过细致设计耗尽区内电场分布,光生电子将以过冲速度穿过速度过冲区以减小载流子的输运时间;速度饱和区也是电场加载区,确保器件有能力工作于高偏压条件下,并有效减小负载偏压摆幅效应的影响,以提高器件的饱和特性,且并不影响速度过冲效应。最终制得的 DDL 光电探测器响应度为 0.17 A/W,在 4 到 8V 的电压范围内 3-dB 带宽达到 106 GHz。器件的输出光电流达到 28 mA,相应的输出微波功率达到 7.3 dBm,输出光电流为同等条件下高性能光电探测器中的最高水平。

5.1 超高速双漂移层光电探测器设计与制作

随着如传感网络、雷达以及宽带无线光网络等微波或毫米波(Millimeter Wave, MMW)中信息传输速率的指数增长,当前关于毫米波段的研究在学术和工业界都得到了极大的关注。这种发展趋势对高性能毫米波发生和探测的相关器件需求迫切。在光纤无线通信系统中,高速光电探测器往往决定着系统的最高传输带宽和无杂散动态范围,同时提升光电探测器的带宽(>100 GHz)和输出功率(>1 mW)对于构建高性能通信系统至关重要。

目前 MUTC 光电探测器和近弹道传输光电探测器被提出来解决 RC 时间常数与载流子输运时间限制的带宽之间的矛盾^[110-112],并实现了高带宽和高饱和特性。然而,交流工作时光电流增加时,负载上的负载偏压摆幅效应变得显著,负半周工作时使器件感受到的电压变小,从而导致器件耗尽区内的电场变小,使器件饱和特性恶化。为了抑制负载偏压摆幅效应,可行方案之一是使器件的等效负载电阻小于 50 Ω ^[113],但这也会使器件的输出微波功率减小。另一个方案是提高器件的偏置电压来提高器件的饱和特性,比如在较薄的耗尽区之后插入薄层,实现高带宽特性的同时获得高饱和特性^[114],但这种方案在进一步提高器件偏压时由于偏离了速度过冲所需的合适条件,器件带宽出现恶化。

针对光电探测器饱和特性与带宽之间的矛盾，我们创新性地设计并制作了台面型双漂移层(dual-drifting layer, DDL)结构^[115]，并验证了其亚太赫兹频段的高饱和特性。双漂移层结构由速度过冲区、速度饱和区以及中间的一层 20 nm 厚的 p 型 InP 掺杂层组成。在速度过冲区，通过精确设计耗尽区内的电场分布，光生电子将以过冲速度穿过速度过冲区以减小载流子的输运时间；同时，速度饱和区也是电场加载区，确保器件有能力工作在高偏压条件下并减小负载偏压摆幅效应的影响，以提高器件的饱和特性。最终制得的 DDL 光电探测器响应度为 0.17 A/W，在 4 到 8 V 的电压范围内 3-dB 带宽达到 106 GHz。器件的输出光电流达到 28 mA，对应的输出微波功率为 7.3 dBm。

5.1.1 DDL 光电探测器结构设计

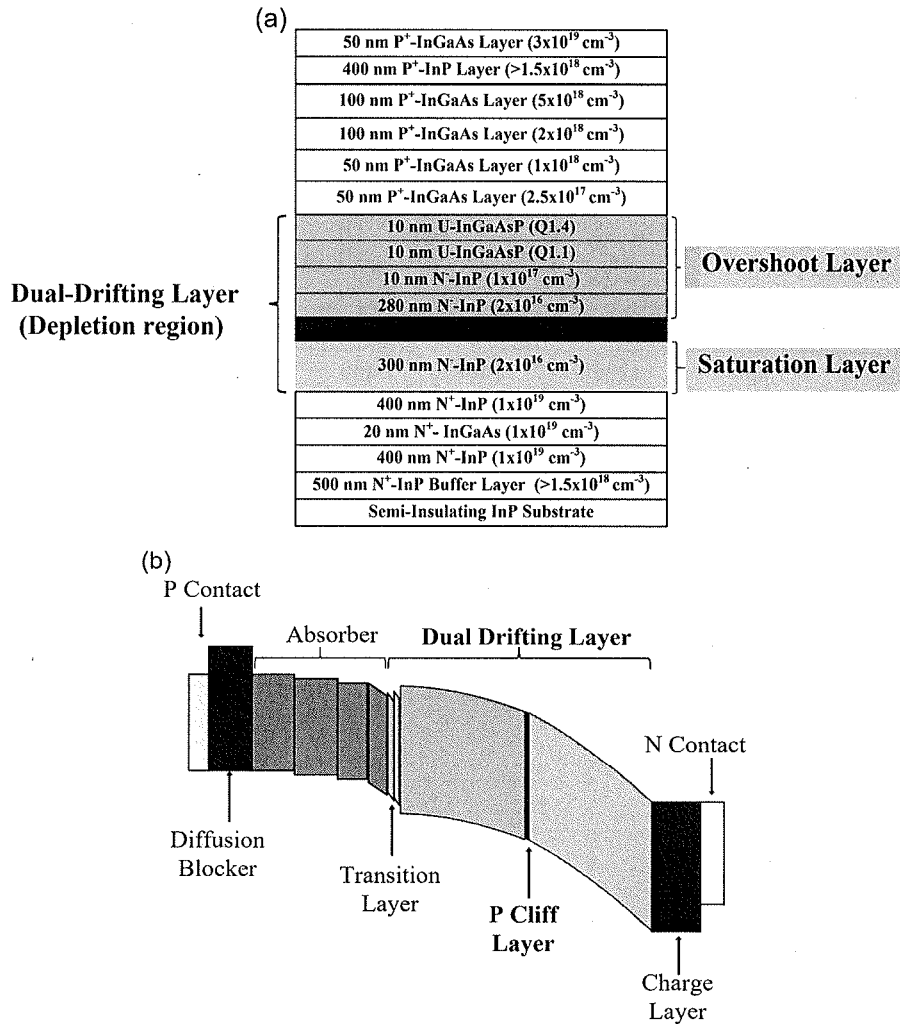


图 5.1 反向偏置的 DDL 光电探测器的(a)外延结构和(b)能带结构

DDL 光电探测器的外延结构如图 5.1 所示, 包括 300 nm 厚的梯度掺杂的 InGaAs 光吸收区和 600 nm 厚的双漂移层耗尽区。双漂移层耗尽区主要由 310 nm 厚的速度过冲区和 300 nm 速度饱和区组成, 以及耗尽区中间的 20 nm InP 电场调控层组成。通过优化速度过冲区的厚度, 以最大程度利用载流子速度过冲效应。在第四章高饱和特性光电探测器的研究结果基础上, 为了提高器件的饱和特性, 一层 10 nm 厚的 n 型掺杂层也被插入过渡区之后, 以提升吸收区与过渡区部分的电场强度。如第四章讨论的结果, n 型掺杂薄层可以增加吸收区与耗尽区异质结界面处的电场强度, 从而减小界面处的电荷堆积。n 型薄层的掺杂浓度为 $1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, 通过下图对掺杂与非掺杂光电探测器耗尽区的电场分布进行比较。从图中可以明显发现, 采用 n 型薄层后, 异质结处的电场得到明显提升。

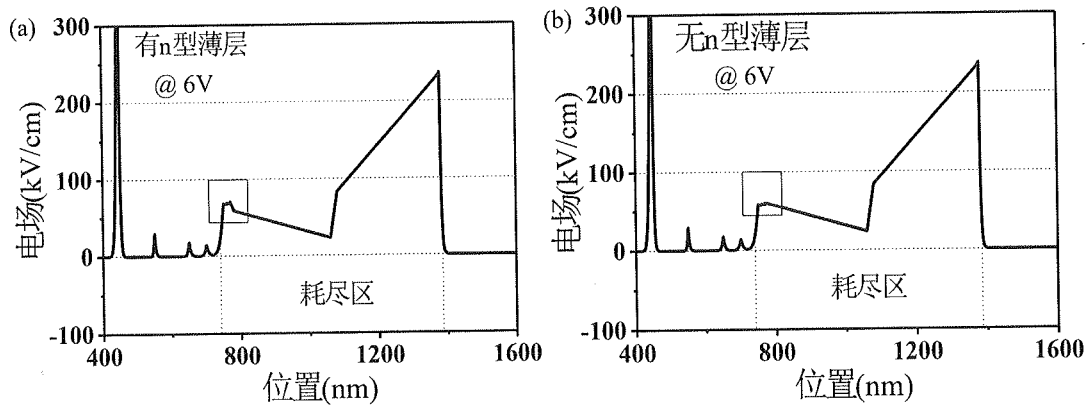


图 5.2 直径 6 μm 光电探测器(a)采用与 (b)不采用 n 型 InP 薄层时的电场分布情况

本文采用了较薄的吸收层来减小电子渡越时间, 同时优化 20 nm 掺杂薄层的掺杂浓度和厚度以在双漂移耗尽区内获得最佳电场分布。新设计的双漂移层光电探测器有潜力工作在高偏压下, 通过减小负载偏压摆幅效应的影响, 来获得在亚太赫兹频段的高饱和特性光电探测器。

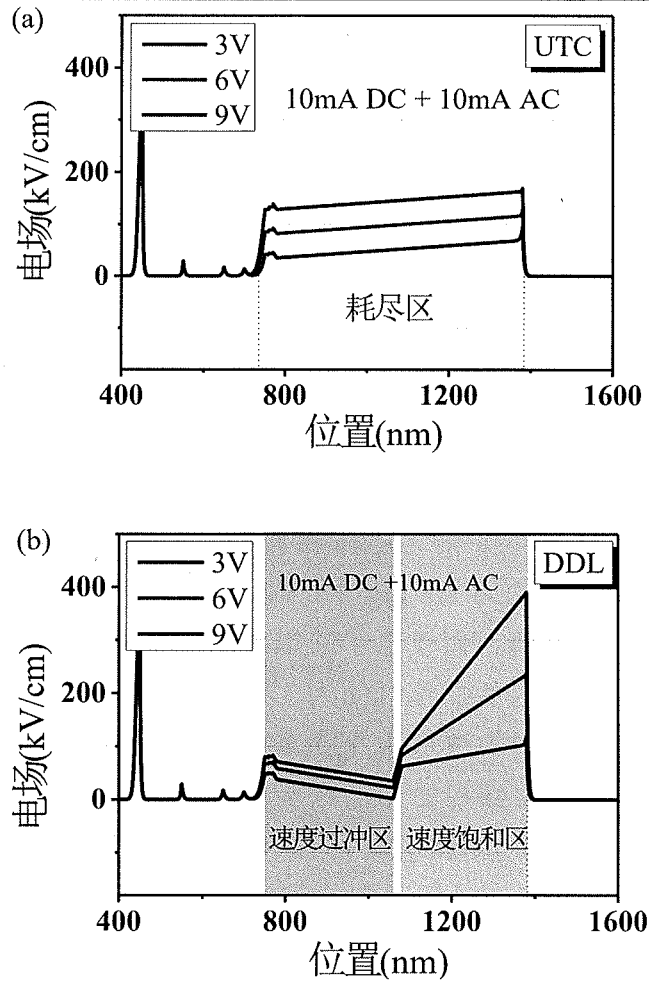


图 5.3 6 μm 直径普通 UTC 光电探测器和双漂移层光电探测器电场分布对比

利用 nextnano 来仿真器件的电场分布。仿真过程中,同时考虑耗尽区光生载流子和负载偏压摆幅效应的影响。对于 100%调制深度的入射光,相应的光生电流可以表示为 $i(t) = i_0 + i_0 e^{j\omega t}$, 其由直流分量 i_0 和交流分量 $i_0 e^{j\omega t}$ 组成。交流分析中,器件的饱和特性由耗尽区内电场最低处决定。由于电子在速度过冲区和速度饱和区不同,导致光生载流子浓度在两个区域的浓度有所差异。仿真中,平均过冲速度被设定为 4.0×10^7 cm/s 左右,饱和速度随着偏压的增加而逐渐降低。

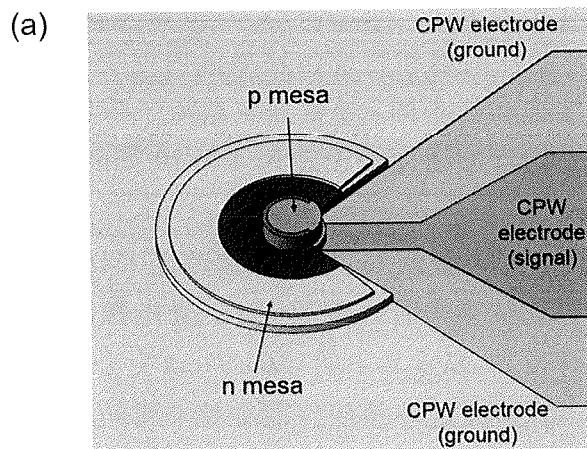
图 5.3 将不同偏压下普通 UTC 和双漂移层 UTC 光电探测器的电场分布进行了比较。从仿真结果来看,普通 UTC 光电探测器在各个偏压下耗尽区中的平均电场相对较高,从 3 V 下的 ~ 50 kV/cm 上升到 9 V 下的 ~ 150 kV/cm。在如此高的偏压下,速度过冲效应仅能维持非常短的时间内,然后电子将以饱和速度在耗尽区内漂移。然而,通过在耗尽区中间插入一层合适浓度的薄

层,可产生分段式的电场结构。第一段漂移区内的平均电场在 20 到 50 kV/cm 范围内变化,恰好落在电子速度过冲所需的电场范围^[113, 114]。因此,电子将以过冲速度漂移穿越第一部分低电场区,然后以饱和速度穿越过第二部分的高电场区域。这种双漂移层的结构不仅充分利用了速度过冲效应,厚的饱和速度区也作为电场加载区减小了负载偏压摆幅效应。与普通 UTC 光电探测器中电子以饱和速度漂移相比,双漂移层 UTC 光电探测器中载流子的输运时间明显降低。

可将普通光电探测器和双漂移层光电探测器的理论带宽进行对比。对于 6 μm 直径的光电探测器,电容 C 可以用 $\epsilon s/d$ 计算, ϵ 为介电常数, s 为光电探测器结面积, d 为耗尽区厚度。考虑负载电阻 50 Ω ,串联电阻 10 Ω ,以及寄生电容为结电容的一半。则光电探测器电阻电容时间常数限制的带宽为 $1/2\pi RC$,理论时间常数约为 2.8 ps,RC 时间常数限制的带宽为 357 GHz。

对于普通光电探测器,假设电子的饱和漂移速度为 1.0×10^7 cm/s,考虑到电子在重掺杂吸收区内的漂移时间为 1 ps,则总载流子输运时间将达到 7.3 ps,相应的输运时间限制的带宽为 137 GHz,光电探测器总的 3-dB 带宽为 128 GHz。若采用双漂移层结构的光电探测器,假设耗尽区漂移速度为 3.0×10^7 cm/s,考虑到电子在重掺杂吸收区内的漂移时间为 1 ps,则总载流子输运时间仅为 3.1 ps,相应的输运时间限制的带宽为 322 GHz,光电探测器总的 3-dB 带宽为 240 GHz。理论上,若采用双漂移层结构,可将光电探测器带宽将从 128 GHz 提高到 240 GHz,可见双漂移层结构能够显著提升光电探测器的带宽。

5.1.2 双漂移层光电探测器制作和性能测试



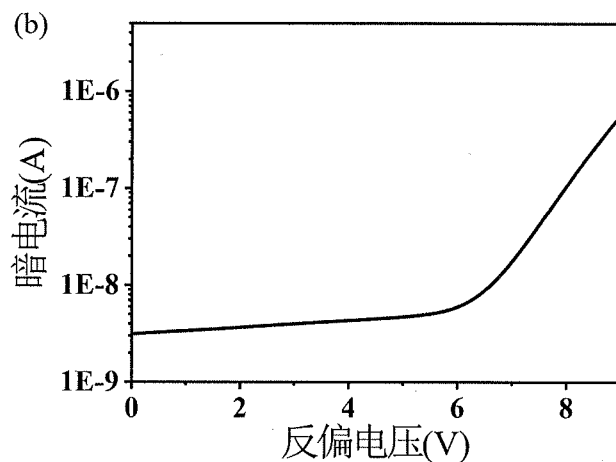
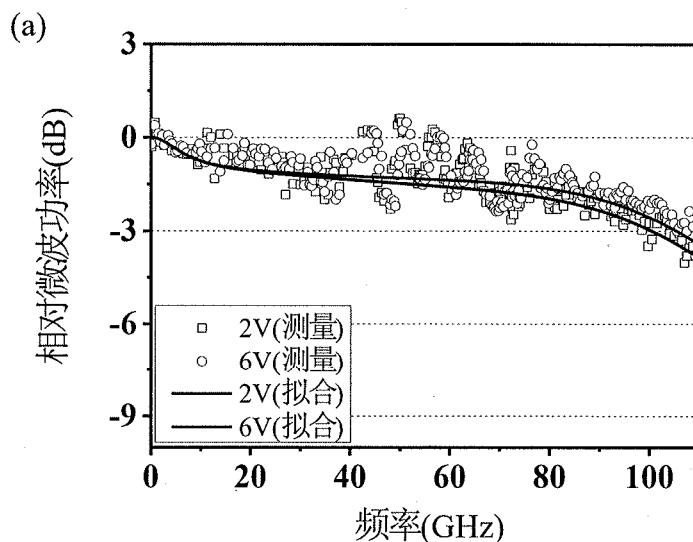


图 5.4 (a) 双漂移层光电探测器示意图和 (b) I-V 曲线

按照第三章的工艺步骤，制作出 $6\ \mu\text{m}$ 直径的背入射型光电探测器如图 5.4 (a)，探测到的高频微波信号由 CPW 电极引出。图 5.4(b)显示了双漂移层光电探测器在无光入射时的 I-V 特性曲线，6 V 下的暗电流低于 5 nA，9 V 下的暗电流大约 700 nA，可见制作完成的光电探测器暗电流较低。另一方面，通过优化器件结构和电极的快速热退火过程，器件的串联电阻也降低到 $8\ \Omega$ 。



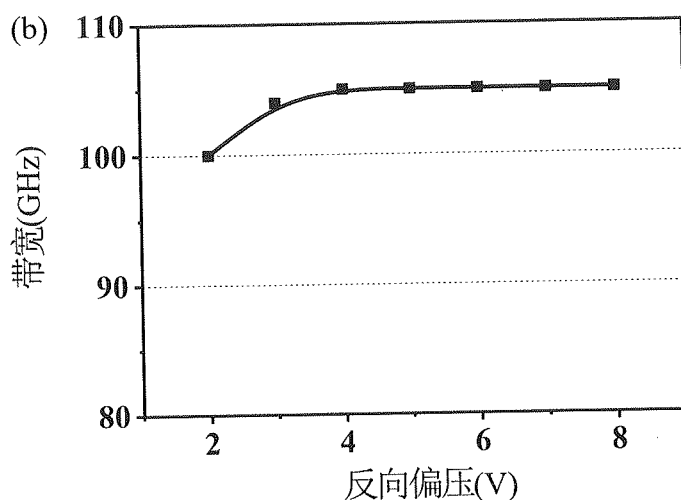


图 5.5 (a) 光电探测器 10 mA 下偏置电压相关的频率响应曲线。虚线表示实测数据，实线为拟合的结果。(b) 10 mA 时不同偏置电压下的 3dB 带宽。

利用拍频系统来测试双漂移层光电探测器的频率响应和输出微波功率特性。我们分别采用三种不同频段的微波探头来测量 0 到 50 GHz, 50-75GHz (V 带) 和 75-110 GHz (W 带) 范围的器件频率响应特性。光电流为 10 mA 时, 2 V 和 6 V 下测得的频率响应特性如图 5.5 所示。微波探头和探针中与频率相关的损耗在测量过程在被校准掉。从频响曲线可以看到, 双漂移层光电探测器的带宽超过 106GHz, 光电探测器的响应度高达 0.17A/W, 其响应度值高于已报到的亚太赫兹频段的高速光电探测器^[114]。图 5.5 (b) 展示了 10 mA 时不同偏置电压下的带宽特性。2 V 下由于耗尽区还未完全耗尽, 其带宽较低; 当反偏电压提升到 4V 时, 器件带宽出现了明显的上升; 且即便电压继续上升到 8V 时, 器件带宽依然未出现下降, 这说明速度过冲区内的电场依然处于适合电子高速漂移的电场范围, 速度过冲效应在高电压下依然得到保持。新双漂移层光电探测器的频率响应特性不同于之前报道的光电探测器结果, 在之前的结果中, 光电探测器的频率响应在偏压超过 5V 以后出现了明显的恶化。器件的高偏压工作能力减小了负载偏压摆幅效应的影响, 使器件具有较高的饱和特性。

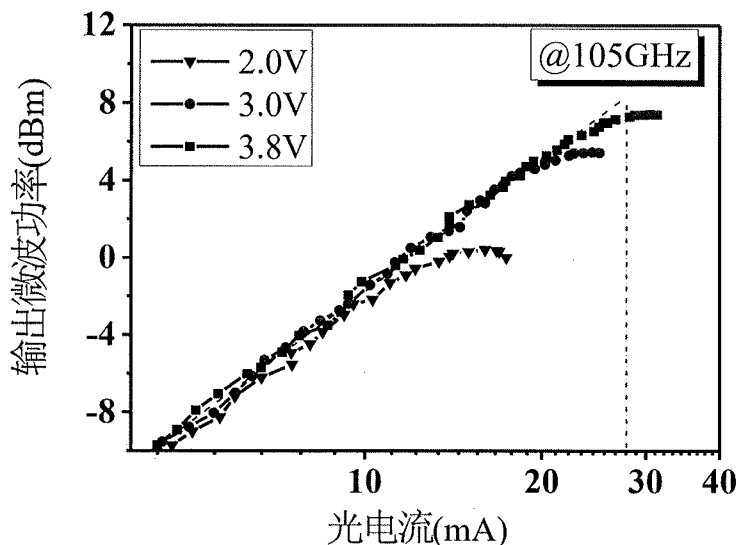


图 5.6 105GHz 时，不同偏压下器件的输出微波功率曲线

105 GHz 时，不同偏压下 6 μm 直径的双漂移层光电探测器的输出微波功率曲线如图 5.6 所示。在 2、3 和 3.8 V 电压下，器件的 1-dB 压缩点光电流值分别达到了 16、23 和 28 mA，相应的输出微波功率为 0.4、5.5 和 7.3 dBm。从输出微波曲线可以看出，器件在 105GHz 下输出饱和光电流值达到了 28 mA。据我们所知，在已报道的采用 50 Ω 匹配负载且未采取外部散射措施的带宽超过 100 GHz 光电探测器中，我们的器件实现了最高饱和光电流。而且双漂移层光电探测器在更高的偏置电压下有望获得更高的输出光电流，但随着偏压的提高由于热效应的原因，器件更容易烧毁。通过倒装焊等技术，器件的热损毁问题可以得到解决，如将器件倒装焊到 AlN 热沉上可以增强散热能力，并获得更高的输出饱和光电流^[116]。

5.2 双漂移层光电探测器的性能分析和讨论

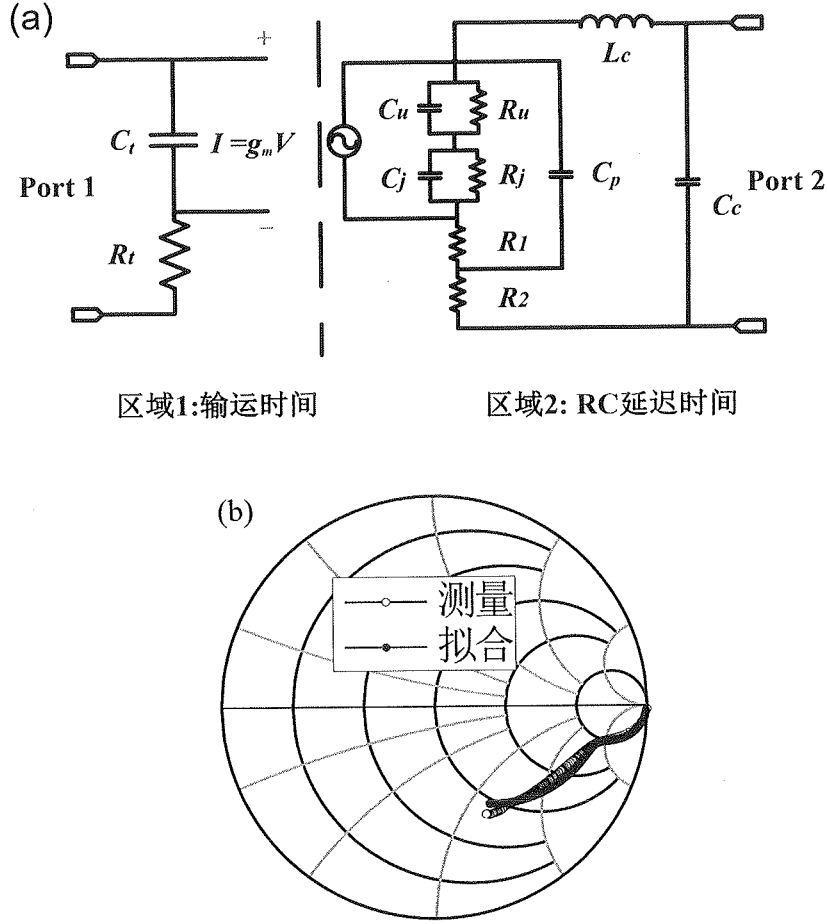


图 5.7 (a) 双漂移层光电探测器的等效电路模型。(b) 史密斯圆图：10 mA 光电流及 5V 偏压下的 S_{22} 反射曲线

为了研究双漂移层光电探测器的带宽为电阻电容时间常数限制还是载流子渡越时间限制，我们采用等效电路模型（如图 5.7 (a) 所示）的分析方法来研究器件的频率响应特性。5.7 (b) 显示了 6 V 偏压下测试和仿真得到的 S_{22} 参数。由于网络分析仪的限制，可以看到在 50 MHz 到 40 GHz 范围内测试和拟合的数据均得到了较好的匹配。根据耗尽区各部分残余电荷浓度的不同^[117]，将 630 nm 厚的耗尽区分为 20 nm 的 InGaAsP 和 610 nm 的 InP 两个区域。按照第三章中介绍的拟合过程，提取出来的体材料电阻 $R_1 = 3 \Omega$ ，p 和 n 电极接触电阻 $R_2 = 5 \Omega$ ，20-nm InGaAsP 耗尽区等效电阻 $R_u = 20 \text{ k}\Omega$ 和电容 $C_u = 120 \text{ fF}$ ；610 nm InP 耗尽区等效电阻 $R_j = 354 \Omega$ 和电容 $C_j = 4 \text{ fF}$ ；p 电极寄生电容 $C_p = 16 \text{ fF}$ 。CPW 电极的寄生电感 $L_c = 0.1 \text{ nH}$ 和寄生电容

$C_c = 2 \text{ fF}$ 。

流向区域 2（器件等效电路）的光电流受区域 1 电压控制，区域 1 表示载流子渡越时间的响应。按照拟合结果，区域 1 限制的常数 $R_1 C_1 = 500 \text{ fF} \cdot \Omega$ ，响应的载流子渡越时间限制的带宽 $f_t = 1/(2\pi R_1 C_1)$ [117] 大约为 318 GHz。另一方面，根据等效电路中区域 2 提取出来的器件 RC 限制的带宽 f_{RC} 约为 140 GHz。由此我们可以推断实际制作出来的双漂移层光电探测器的带宽主要受 RC 时间常数所限制。此外，如图 5.8 所示，偏压超过 4V 后，电子渡越时间 $2\pi R_1 C_1$ 大约为 3.1 ps。考虑电子在重掺杂吸收区内为漂移状态，630 nm 厚的耗尽区中电子的平均漂移速度大约为 $3.0 \times 10^7 \text{ cm/s}$ 。载流子这种高速漂移的状态来源于新颖的双漂移层结构设计，高漂移速度也帮助降低了速度过冲区的电荷密度，从而提高器件的饱和特性。

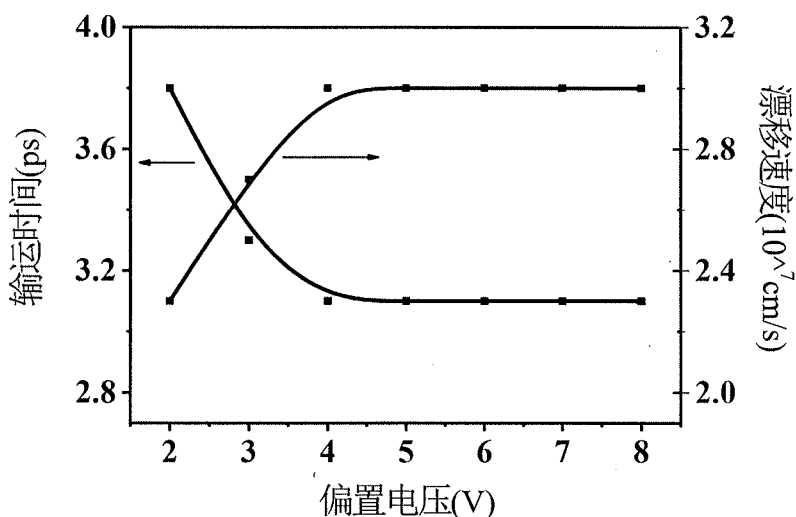


图 5.8 10 mA 下不同偏压时双漂移层光电探测器的载流子输运时间和平均漂移速度

综上所述，电子在双漂移层耗尽区保持了高速漂移的状态，使得器件在 3 到 8V 的大范围内均保持了高带宽特性。可在高偏压下工作的特性有助于提高器件的输出电流，并克服了以往器件在高偏压下带宽退化的问题。

如图 5.9 显示了对于 50Ω 负载、无外加散热措施的情况下，我们的光电探测器性能与国际同行报道的测试结果的对比情况。对于带宽超过 100 GHz 的光电探测器，双漂移层光电探测器的 1-dB 压缩点光电流达到了最高的 28 mA，对应的微波功率为 7.3 dBm。此外，在已经报道的光电探测器工作电压方面，波导型光电探测器由于较长的波导使得工作电压较高，大部分

的台面型光电探测器仅能在较小的电压范围内实现高带宽特性,而双漂移层结构的光电探测器由于速度饱和区也是电压加载区,使得光电探测器具有在高偏压下工作的能力,在 3~8V 的工作电压范围内均能保持高带宽特性,同时又能有效减小负载偏压摆幅效应的影响。若能有效解决散热的问题,双漂移层光电探测器的输出光电流将进一步得到提升。

	尺寸	响应度 (A/W)	1-dB 压缩点光电 流(微波功率)	3-dB带宽 (GHz)	工作电压
DDL UTC-PD (清华, 2016)	$\phi 6 \mu\text{m}$	0.17	28 mA (RF: 7.3dBm)	106 GHz	3~8V
MUTC (Campbell, 2016)	$\phi 6 \mu\text{m}$	0.17	27 mA	100 GHz	3.5~4V
	$\phi 5 \mu\text{m}$	0.17	20 mA	110 GHz	3.5~4V
NBUTC (Jin-Wei Shi, 2012)	$\phi 4.5 \mu\text{m}$	0.08	17 mA	300 GHz	2V
ECUTC (A. J. Seeds, 2014)	$3 \times 15 \mu\text{m}^2$	0.35	12 mA	120GHz	3V

图 5.9 同等条件下国内外高性能光电探测器对比

5.2 本章小结

本章我们对如何提高光电探测器的带宽进行了研究,制作了超高速高饱和和台面型光电探测器。针对光电探测器饱和特性与带宽之间的矛盾,我们创新性的设计了双漂移层结构的光电探测器,不仅减小了负载偏压摆幅效应对光电探测器饱和特性的影响,还充分利用了电子的速度过冲效应,最终光电探测器的带宽达到 106 GHz,输出光电流高到 28 mA,其为已报道文献中同等条件下的带宽超过 100 GHz 时的最高光电流值,达到国际领先水平。

第6章 结论与展望

6.1 论文研究工作总结

本论文针对高性能光通信和微波光子链路系统对光电探测器提出的新需求,开展了超高速光电探测器及其载流子输运机理研究,从载流子输运和等效电路模型两个方向对光电探测器中的饱和效应和速度过冲效应进行了理论研究;在此基础上,提出并实现了新型高性能光电探测器。论文的主要成果及创新点如下:

(1) 建立了电流-电压相关的新型等效电路模型。针对现有的等效电路模型未考虑光电流和电压的影响,以及无法有效分析光电探测器的饱和效应与速度过冲效应的问题。我们在模型中增加基于外延结构的并联等效电容和电阻来拟合大电流情况下的S参数;利用新提出的等效电路模型来分析不同电压电流下的光电探测器性能,阐明了空间电荷效应的变化情况,并获得了电子速度过冲所需要的合适条件。相关论文发表后,被国外多家知名研究机构引用^[118-120]。2016年英国皇家工程院院士 Alwyn Seeds 重点引用了我们的论文^[120],并在我们提出的等效电路模型基础上进行光电探测器的相关研究,指出我们的模型与其数据在任何情况下都能吻合。

(2) 设计并制作了电场增强型高饱和光电探测器。针对光电探测器耗尽区和吸收区能带不连续,易产生空间电荷效应的问题,我们通过在耗尽区插入掺杂层来增强导带不连续界面两侧的电场强度,制作了高饱和特性的宽带光电探测器,使光电探测器的饱和光电流从 54 mA 提高到了 99 mA;采用此结构直径 12 μm 光电探测器的带宽达到 50 GHz,相应的饱和光电流和微波功率分别高达 61 mA 和 15.3 dBm。

(3) 提出并验证了双漂移层超高速高饱和光电探测器。目前主流的台面型光电探测器中,在实现大带宽时,饱和特性却受限于负载偏压摆幅效应,输出光电流特性难以提升。针对光电探测器带宽与饱和特性之间存在的矛盾,我们创新性地设计了双漂移层结构,既充分利用电子的速度过冲效应,又减小负载偏压摆幅效应的影响;制得的双漂移层光电探测器在 4~8V 的偏置电压范围内带宽均达到 106 GHz、输出光电流 28 mA (对应的微波功率为 7.3dBm),为国际报道的同等条件下 100 GHz 以上光电探测器中最高水平。

6.2 对未来工作的建议

对于高性能光电探测器，后续还可以在如下方面进一步展开研究：

6.2.1 未来在高响应度光电探测器方面的研究

除了带宽与饱和特性，光电探测器的响应度也是非常重要的性能指标，其决定了光电探测器对信号的探测效率。若将光电探测器的响应度提高一倍，则对信号源发射功率的要求则能降低一半，同时也能提升整个微波光子链路的工作效率。目前国际上在光电探测器的高带宽和高饱和特性两个方面均有研究特显鲜明的研究小组，相关研究人员在提高器件的响应速度和在大功率工作的耐受性方面做了深入研究，而在提高光电探测器响应度方面的研究还相对较弱。我们实验室之前开展过高响应度光电探测器的相关研究，比如已经报道的背靠背结构以及谐振腔增强的结构，对于提高光电探测器的响应度均有显著的帮助。

之前实验室报道了响应度高达 0.86 A/W 、带宽 28.3 GHz 、饱和光电流 62 mA 的背靠背结构光电探测器。在这种结构的光电探测器中，由于两个光电探测器实现了电路的并联，其输出光电流应为两个光电探测器输出光电流之和，初步估算对于 $24\text{ }\mu\text{m}$ 直径的光电探测器，输出光电流有望超过 200 mA ，对应的微波功率将超过 W 级。目前的实验结果，其输出光电流仅为 62 mA ，距离理论结果还有很大差距。

对于背靠背型的光电探测器，其两个光电探测器在电路上为并联的形式，同时也增加了器件的总电容，对于提高光电探测器的带宽形成了一定的制约。而针对这一问题，实验室也提出过谐振腔增强型的高性能光电探测器，通过将光限制在器件内部，使其多次经过吸收区，来达到提高光电探测器响应度的目的，但并不影响带宽性能。

6.2.2 未来对大功率光电探测器非线性特性的研究

提高光电探测器的输出微波功率能有效提升微波光子链路的增益、无杂散动态范围以及信噪比等性能，高饱和特性的光电探测器已经成为光电探测器研究中的一个重要方向。光电探测器工作在大功率条件下时，非线性问题和热效应问题比较突出，这些问题也制约了器件性能的进一步提高。

对于非线性问题的研究，一方面可以借助等效电路模型进行分析，另一方面也可以测试光电探测器的三阶交调等参数来进一步增强对非线性特性的理解。对于散热问题，目前最成功的解决方案是通过倒装焊的方式来增强

外部散热,使用高热导率的材料与光电探测器 p 电极金属进行接触,增加光电探测器的散热,以提高光电探测器的饱和特性。

此外,在光电探测器封装方面,需要进一步研究光纤耦合过程中光电探测器响应度的下降问题,以及避免引入寄生电容和串联电阻而导致光电探测器的带宽出现恶化。

参考文献

- [1] Seeds A J, and Williams K J. Microwave photonics. *Journal of Lightwave Technology*, 2006, 24(12): 4628-4641.
- [2] Alim, 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, Moustafa H, 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] 石拓. 高响应度、高饱和特性、高速光电探测器的研究[博士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2012.
- [11] Williams K J, Nichols L T, and Esman R D, Photodetector nonlinearity limitations on a high-dynamic range 3 ghz fiber optic link, *Journal of Lightwave Technology*, 1998, 16(2): 192-199.
- [12] Williams K J, Esman R D, Design considerations for high-current photodetectors, *Journal of Lightwave Technology*, 1999, 17(8): 1443-1454.
- [13] Keith J Williams, Ronald D Esman, and Mario Dagenais, Effects of high space-charge fields on the response of microwave photodetectors, *IEEE Photonics Technology Letters*, 1994, 6(5): 639-641.
- [14] Liu P L, Keith J Williams, Michael Y Frankel, and Ronal D Esman, Saturation characteristics of fast photodetectors, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1999, 47(7): 1297-1303.
- [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] Shin D S, High Efficiency Optical Modulation and Detection for Analog Fiber Optic Links, Ph.D. Dissertation, University of California at San Diego, 2001.
 - [21] VanBlaricum M L, Photonics Systems for antenna applications, *IEEE Antenna Propagation Magazine*, 1994, 36: 30-38.
 - [22] Atkinson R D, K Sandgren, and Wisseman P H. A next generation satellite ground station application using commercial 1300nm fiber optic components to carry K-band microwave signals, *Technical digest of International Topical Meeting of Microwave Photonics*, 1996: 241-244.
 - [23] Kuri T, Kitayama K, Stohr A, and Ogawa Y. Fiber-optic millimeterwave downlink system using 60GHz-band external modulation, *Journal Lightwave Technol.*, 1999, 7(5): 799-806.
 - [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] Chen R T, Fu Z H. Optical true-time delay control systems for wideband phased array antennas. *Progress in Optics*, 2000, 41: 283-359.

-
- [35] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds. *Nature photonics*, 2007 1(6): 319-330.
 - [36] Manka M E., Microwave photonics for electronic warfare applications. MWP2008 /APMP2008, 2008: 275-278.
 - [37] 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.
 - [38] Symons R S. Modern microwave power sources. *IEEE Aerospace Electronic System Magazine*, 2002, 17(1): 19 -26.
 - [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] Williams A R, Kellner A L, and Yu P K L. Dynamic range performance of a high speed, high saturation InGaAs/InP pin waveguide photodetector, *Electronics Letters*, 1995, 31(7): 548-549.
 - [46] Ramaswamy A, Nunoya N, K J Williams, J Klamkin, M Piels, L A Johansson, A Hastings, Coldren L A, and Bowers J E. Measurement of intermodulation distortion in high-linearity photodiodes, *Opt. Express*, 2010, 18(3): 2317-2324.
 - [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] Huapu Pan, Zhi Li, and Joe C. Campbell, High-power high-linearity photodiodes and High power photodiodes as optoelectronic mixers, *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(8): 1184-1189.
 - [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, Tulchinsky D A, Boos J B, et al. High-power photodiodes. 2006 Digest of the LEOS Summer Topical Meetings, 2006: 50-51.
- [55] 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.
- [56] Effenberger F J, Joshi A M. Ultrafast, Dual-depletion region InGaAs/InP p-i-n Detector, *Journal of Lightwave Technology*, 1996, 14(8): 1859-1996.
- [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, Kodama S, Shimizu N, et al. High-speed response of uni-traveling-carrier photodiodes. *Japanese Journal of Applied Physics*, 1997, 36(10): 6263-6268.
- [59] 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.
- [60] 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.
- [61] 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.
- [62] 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.
- [63] 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.
- [64] 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.
- [65] Qiugui Zhou, Allen Cross, et al. High-power high-bandwidth flip-chip bonded modified uni-traveling carrier photodiodes. *Photonics Conference*, 2012: 306-307.
- [66] 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.
- [67] 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.
- [68] 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 signal injection. *IEEE Electron Device Letters*, 2009, 30(1): 21-23.
- [69] 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.

-
- [70] Kurishim A K, Nakajim A 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.
 - [71] 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.
 - [72] 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.
 - [73] 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.
 - [74] Pan C L, Huang C B, Shi J W. High-power THz-wave generation by using ultra-fast (315 GHz) uni-traveling carrier photodiode with novel collector design and photonic femtosecond pulse generator, *Optical Fiber Communications Conference & Exhibition*, 2015: 1-3.
 - [75] Renaud C C. A high responsivity, broadband waveguide uni-travelling carrier photodiode, *Proc SPIE*, 2006, 6194: 61940C-8.
 - [76] Fice M J, Rouvalis E, et al. 146-GHz millimeter-wave radio-over-fiber photonic wireless transmission system, *Optics Express*, 2012, 20(2) : 1769-1774.
 - [77] Rouvalis E, Chtioui M. 170 GHz uni-traveling carrier photodiodes for InP-based photonic integrated circuits, *Optics Express*, 2012, 20(18) : 20090-20095.
 - [78] Shi T, Xiong B, et al. Back-to-Back UTC-PDs With High Responsivity, High Saturation Current and Wide Bandwidth. *IEEE Photonics technology letters*, 2013, 25(2): 136-139.
 - [79] Liu J F. Monolithically Integrated Ge-on-Si Active Photonics, *Photonics* 2014, 1: 162-197.
 - [80] Chen H T, Verheyen P, et al. High-Responsivity Low-Voltage 28-Gb/s Ge p-i-n Photodetector With Silicon Contacts. *Journal of Lightwave Technology*, 33(4), 2015: 820-824.
 - [81] Li Ch, Xue C L, et al. High performance silicon waveguide germanium photodetector, *Chin. Phys. B*, 24(3), 2015: 038502
 - [82] Duan X, Huang Y, Ren X, et al. Long Wavelength Multiple Resonant Cavities RCE Photodetectors on GaAs Substrates, *IEEE Transactions on Electron Devices*, 58(11), 2011: 3948-3953.
 - [83] Duan X, Huang Y, Ren X, et al. High-Efficiency InGaAs/InP Photodetector Incorporating SOI-Based Concentric Circular Subwavelength Gratings, *IEEE Photonics technology letters*, 2012, 24(10): 863-865.
 - [84] Duan X, Huang Y, Ren X, et al. High-efficiency dual-absorption InGaAs/InP photodetector incorporating GaAs/AlGaAs Bragg reflectors, *Optics Letters*, 2014, 39(8): 2447-2450.
 - [85] Williams K J, Esman R D. Design considerations for high-current photodetectors. *Journal of Lightwave Technology*, 1999, 17(8): 1443-1454.

- [86] 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.
- [87] 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.
- [88] Kurosawa T. Monte Carlo calculation of hot electron problems, *Journal of the Physical Society of Japan*, 1966, 21(21).
- [89] Fawcett W, Boardman D A, and Swain S, *J. Phys. Chem. Solids*, 31, 1970: 1963.
- [90] Price P J. Two-dimensional electron transport in semiconductor layers. I. Phonon scattering, *Ann. Phys.*, 1981, 133(2): 217-239
- [91] Polonovcki J P and Tomizawa K. *Japan, J. Appl. Phys.*, 1985, 24: 1110.
- [92] 叶良修, 半导体物理学, 下册, 高等教育出版社, 1983, 第九章.
- [93] Fawcett W, Boardman A D, and Swain S. Monte Carlo determination of electron transport properties in gallium arsenide, *J. Phys. Chem. Solids*, 1970, 31(9):1963-1990.
- [94] Birman J, Lax M, Loudon R. Intervalley-Scattering Selection Rules in III-V Semiconductors, *Phys. Rev.*, 1966, 145(2): 620-622
- [95] Streitwolf H W. Intervalley Scattering Selection Rules for Si and Ge , *Phys. Status. Solidi*, 1970, 37(1): K47-K49.
- [96] Li J, Xiong B, Sun C, Miao D, and LuoY. Analysis of frequency response of high power MUTC photodiodes based on photocurrent-dependent equivalent circuit model, *Optics Express*, 2015, 23(17):21615-21623.
- [97] Shi T, Xiong B, Sun C, and LuoY. "Study on the saturation characteristics of high-speed uni-traveling-carrier photodiodes based on field screening analysis," *Chin. Opt. Lett.* 2011, 9(8): 082302.
- [98] Gang W, Tokumitsu T, Hanawa I, et al. "A time-delay equivalent-circuit model of ultrafast p-i-n photodiodes," *IEEE T. Microw. Theory*, 2003, 51(4): 1227-1233.
- [99] Ito H, Kodama S, Muramoto Y, Furuta T, Nagatsuma T, and Ishibashi T. "High-speed and high-output InP-InGaAs uni-traveling-carrier photodiodes," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, 2004, 10(4): 709-727.
- [100] Ishibashi T, Furuta T, Fushimi H, and Ito H. "Photoresponse characteristics of uni-traveling-carrier photodiodes," *Proc. SPIE*, 2001, 4283(1): 469-479.
- [101] Thobel J L, Baudry L, Cappy A, Bourel P, and Fauquembergue R. "Electron transport properties of strained In_xGa_{1-x}As," *Appl. Phys. Lett.*, 1990, 56(4): 346-348.
- [102] Shi J, Kuo F and Bowers J E. "Design and analysis of ultra-high-speed near-ballistic uni-traveling-carrier photodiodes under a 50-Ω load for high-power performance," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2012, 24(7): 533-535.
- [103] Maloney T J and Frey J. "Transient and steady-state electron transport properties of GaAs and InP," *J. Appl. Phys.*, 1977, 48(2): 781-787.
- [104] Li N, Li X, Demiguel S, et al. High-saturation-current charge-compensated InGaAs-InP uni-

- traveling-carrier photodiode, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 2004, 16(3): 864-866.
- [105] Shi J W, Kuo F M, Wu C J, et al. Extremely High Saturation Current-Bandwidth Product Performance of a Near-Ballistic Uni-Traveling-Carrier Photodiode with a Flip-Chip Bonding Structure, *IEEE J. Lightwave Technol.* 2010, 46(1): 80-86.
- [106] Wang X, Duan N, Chen H, and Campbell J C. InGaAs-InP Photodiodes with High Responsivity and High Saturation Power, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2007, 19(16): 1272-1274.
- [107] 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 1550 nm, *Chin. Phys. B*, 2011, 20(1): 684-688.
- [108] Duan X F, Huang Y Q, Shang Y F, Wang J, and Ren X M. High-efficiency dual-absorption InGaAs/InP photodetector incorporating GaAs/AlGaAs Bragg reflectors, 2014, *Opt. Lett.*, 39(8): 2447-2450.
- [109] Li Z, Pan H, Chen H, Beling A, and Campbell J C. High-Saturation-Current Modified Uni-Traveling-Carrier Photodiode with Cliff Layer, *IEEE J. Quantum Electron.* 2010, 46(5): 626-632.
- [110] Beling A, Cross A S, Piels M, et al. "InP-based waveguide photodiodes heterogeneously integrated on silicon-on insulator for photonic microwave generation," *Opt. Express*, 2013, 21(22), 25901.
- [111] Li J, Xiong B, Sun C, and Luo Y. Bandwidth Improvement of High Power Uni-Traveling-Carrier Photodiodes by Reducing Capacitance and Resistance Characteristics. *Chin. Phys. B*, 2015, 24(7): 601-605.
- [112] Li J, Xiong B, Sun C, and Luo Y. High-Power MUTC Photodiodes with Optimized Depletion Region with Cliff Layer, *Appl. Phys. Express*, 2016, 9 (5): 052203.
- [113] Wu Y S and Shi J W. "Dynamic analysis of high-power and high-speed near-ballistic uni-traveling carrier photodiodes at w-band," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2008, 20(13): 1160-1162.
- [114] Shi J W, Kuo F M, and Bowers J E. "Design and Analysis of ultra-high-speed near-ballistic uni-traveling-carrier photodiodes under a 50Ω load for high-power performance," *IEEE Photon. Technol. Lett.* 2012, 24(7): 533-535.
- [115] Li J, Xiong B, Sun C, and Luo Y. Ultrafast dual-drifting layer uni-traveling carrier photodiode with high saturation current, *Optics Express* 2016, 24 (8): 8420-8428.
- [116] Shi J W, Kuo F M, Wu C J, et al. "Extremely high saturation current-bandwidth product performance of a near-ballistic uni-traveling-carrier photodiode with a flip-chip bonding structure," *IEEE J. Quantum Electron.* 2010, 46(1): 80-86.
- [117] Li J, Xiong B, Sun C, and Luo Y. "Analysis of frequency response of high power MUTC photodiodes based on photocurrent dependent equivalent circuit model," *Opt. Express* 2015, 23(17): 21615-21623.
- [118] Shen L, Jiao Y, Yao W, et al. High-bandwidth uni-traveling carrier waveguide photodetector on an InP-membrane-on-silicon platform, 2016, 24(8): 8290-8301.

- [119] Zhou G, Runge P. Nonlinearities of High-Speed p-i-n Photodiodes and MUTC Photodiodes, 2016, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 99: 1-10.
- [120] Natrella M, Liu C, A J Seeds, et al. Accurate equivalent circuit model for millimetre-wave UTC photodiodes, Opt. Express 2016, 24(5): 4698-4713.

致 谢

此刻即将停笔，窗外阳光明媚、春色正好，刚接触科研时的茫然困惑却依依浮现于眼前。此去经年，几多艰辛。在近六十个月的博士求学路上，承蒙诸多师长、亲友的帮助与勉励，均铭记于心，感激不尽。

感谢导师，罗毅教授。传道授业，一生受益。关于做人，立大志才能成大事，辅以勤奋，终会有所成；关于学术，追求创新，探究本质，敢为人先。谆谆教诲，句句激励，既是长者之情，又是师者之心。愿他身体健康，桃李满天下。

感谢熊兵老师。他孜孜不倦的求知，严谨求实的作风，对作者竭尽全力的帮助、细致入微的科研指导以及对职业规划的建议，使作者受益良多。感谢孙长征老师。他深厚的理论功底，严密的逻辑思维，以及对工作的热爱和对生活的乐观态度，均是吾辈榜样。感谢 OELAB 的郝智彪老师、王健老师、韩彦军老师、汪莱老师和李洪涛老师，愿诸位师长工作顺利，步步高升。

感谢 OELAB 各位同窗，朝夕相处，同享欢乐，共担苦闷。感谢石拓、刘振峰师兄奠定下扎实的研究基础；感谢赵湘楠师姐对我的实验指导；感谢叶柳顺实验员、张静昌、韩亚茹、田鑫在光电探测器研究方面的相互探讨；感谢 InP 组刘冬、王亚男师姐，李万勇、宫可玮、刘贤文师兄等的帮助；感谢张娟、柯旭、马尉超、赵家美、杨舒涵和李安康等同学的陪伴。这一路走过，诸多回味沉淀心中。难忘互帮互助，难忘欢声笑语。愿诸位前程似锦，大展宏图。

感谢父母，千里之隔，时时牵挂。他们面对生活时乐观积极、勤劳善良，言传身教，乃我毕生榜样。殷殷舐犊情、拳拳父母心，父母惟愿儿女安好，殚精竭虑、不辞辛劳。我常年求学在外，不能陪伴左右，深感愧疚。养育之恩，终身难忘。愿他们身体安康，晚年无忧。

感谢妻子，善解人意，诸多勉励。愿携手共进，相濡以沫。

感谢求学路上遇到的各位师长及同伴，承蒙扶助，方有毕业之日。望前路，一切归零，再次启程。未来之路，愿情谊依旧，如这春光般美好与温暖。

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： 李 进 日 期： 2017.5.31

个人简历、在学期间发表的学术论文与研究成果

个人简历

1989 年农历 2 月 16 日出生于重庆市渝北区。

2008 年 9 月进入西安交通大学临床医学专业学习，2009 年 9 月转入电子科学与技术专业，并于 2012 年 7 月本科毕业并获得工学学士学位。

2012 年 9 月免试进入清华大学电子工程系攻读电子科学与技术专业工学博士学位至今。

发表的学术论文

- [1] Li J, Xiong B, Sun C-Z, Luo Y, et al. Ultrafast dual-drifting layer uni-traveling carrier photodiode with high saturation current, Optics Express 2016, 24 (8): 8420-8428 (SCI 收录, 检索号: DJ7KM, 影响因子: 3.148.)
- [2] Li J, Xiong B, Sun C-Z, Luo Y. High-Power MUTC Photodiodes with Optimized Depletion Region with Cliff Layer, Appl. Phys. Express, 2016, 9 (5): 052203 (SCI 收录, 检索号: DL6LD, 影响因子: 2.265.)
- [3] Li J, Xiong B, Sun C-Z, Luo Y. Analysis of frequency response of high power MUTC photodiodes based on photocurrent-dependent equivalent circuit model, Optics Express, 2015, 23(17): 21615-21623 (SCI 收录, 检索号: CS9NR, 影响因子: 3.148.)
- [4] Li J, Xiong B, Sun C-Z, Luo Y. Bandwidth Improvement of High Power Uni-Traveling-Carrier Photodiodes by Reducing Capacitance and Resistance Characteristics. Chin. Phys. B, 2015, 24(7): 601-605 (SCI 收录, 检索号: CP1UU, 影响因子: 1.603.)
- [5] Li J, Xiong B, Sun C-Z, Luo Y. Dual-Drifting-Layer Uni-Traveling Carrier Photodiode for Wide Bandwidth and High Power Performance. Conference on Lasers & Electro-optics (CLEO), 2015: STh1I.8 (EI 收录, 检索号: 20160301803818.)
- [6] Li J, Xiong B, Sun C-Z, Luo Y. Depletion Region Optimization in UTC Photodiodes for High Speed and High Power Performance, Opto-electronics

- & Communications Conference(OECC), 2015: JTUE.23 (EI 收录, 检索号: 20161202125498.)
- [7] Li J, Xiong B, Sun C-Z, Luo Y. Analysis model of frequency response of high speed and high power MUTC photodiodes, 2016 Cross-Strait Tsinghua University MAster Forum, 2016 (国际会议) .
- [8] Luo Y, Wang L, Zheng J-Y, Li J, et al. From Ultraviolet to Far-Infrared- Novel Photodetectors for High Performance Applications, international nano-optoelectronics workshop (INOW), 2015: FrA3 (国际会议) .

研究成果

授权专利

- [1] 熊兵, 李进, 赵湘楠, 孙长征, 罗毅, 波导型电光调制器及其制作方法, 中国发明专利 (专利号: ZL201310495012.1), 授权日期: 2016-02-10

参与项目

- [2] 2013-2016 年, 作为主要成员参加科技部“973”课题“新型宽带大动态毫米波器件及应用中的微波光子学基础研究”;
- [3] 2013-2015 年, 作为主要成员参加国家专项“XXXX 光电探测器”。

