

# 40 Gb/s 集成光源模块的 调制特性优化研究

(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： 徐 建 明

指 导 教 师： 罗 毅 教 授

二〇一〇年四月

40 Gb/s 集成光源模块的调制特性优化研究 徐建明

**Study on the Optimization of Modulation  
Performance of 40Gb/s Integrated Light  
Source Module**

Dissertation Submitted to

**Tsinghua University**

in partial fulfillment of the requirement

for the degree of

**Doctor of Engineering**

by

**Xu Jianming**

( **Electronic Science and Technology** )

Dissertation Supervisor: Professor Luo Yi

**April, 2010**

## 关于学位论文使用授权的说明

本人完全了解清华大学有关保留、使用学位论文的规定，即：

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

本人保证遵守上述规定。

**（保密的论文在解密后遵守此规定）**

作者签名： \_\_\_\_\_

导师签名： \_\_\_\_\_

日 期： \_\_\_\_\_

日 期： \_\_\_\_\_

## 摘要

近年来,随着移动通信和视频点播等新网络业务的不断增长,刺激光纤通信网络的数据传输速率从 10 Gb/s 向 40 Gb/s 演进,并已逐渐走向市场应用。分布反馈(DFB)激光器与电吸收(EA)调制器集成光源是 40 Gb/s 光纤网络的重要光源。高速集成光源模块的制作涉及材料外延生长、器件结构设计、芯片制作工艺、高频封装测试等关键技术,是目前国际研究的热点,具有很大的挑战性。

本论文针对实验室前期制作的集成光源模块原型器件中存在的问题,在大信号调制特性理论分析的基础上,对集成光源的器件结构、制作工艺、以及模块封装等几方面进行了优化,最终实现了动态消光比超过 8.2 dB 的集成光源模块,其基本特性与国外 40 Gb/s 集成光源产品性能相当。

首先,针对集成光源中 DFB 激光器与 EA 调制器之间光耦合导致的激光器张弛振荡,开展了调制器端面抗反射镀膜工艺的优化研究。采用基于反射谱计算色度坐标的厚度控制新方法,使氮化硅单层抗反射镀膜的残余反射率降低到  $10^{-4}$  量级,有效抑制了集成光源的低频响应起伏。

其次,在对微波传输线中的谐振产生机理的理论分析基础上,通过数值模拟仿真设计了含金属通孔的共面波导传输线,抑制了接地共面波导传输线中的类微带线模式,消除了集成光源模块封装中的高频谐振问题,改善了调制响应曲线的平坦度。

同时,论文开发了基于苯并环丁烯(BCB)的聚合物填平工艺和并采用金线键合技术进一步减小调制器电容,从而在保持 40 Gb/s 调制所需带宽的条件下增加调制器长度,增大了调制器的消光比。

最后,论文系统优化了集成光源的模块封装结构,完成了集成光源的模块化封装,并对集成光源模块的调制性能进行了整体测试。测试结果表面,集成光源模块静态消光比达 27 dB,动态消光比超过 8.2 dB,在 43 Gb/s 非归零码(NRZ)码调制下具有良好的眼图性能。

关键词: 分布反馈激光器; 电吸收调制器; 集成光源模块; 抗反射镀膜; 接地共面波导传输线

## Abstract

In recent years, with the continuous growth of wideband wireless communications, video-on-demand, and other new network applications, the fiber-optic communication networks are evolving from 10 Gb/s to 40 Gb/s technology. Distributed feedback (DFB) semiconductor laser integrated with electroabsorption (EA) modulator plays an important role in 40 Gb/s fiber communications systems. Fabrication of high-speed integrated light source is challenging and is now a hot research topic in the world, as it involves epitaxial growth, device structure design, chip processing, as well as module packaging and measurement.

This dissertation focuses on problems in large signal modulation performance of the prototype integrated light source module fabricated in our lab. Based on theoretical analysis of large signal modulation characteristics, the device structure, manufacturing process, module packaging and other aspects of the integrated light source are optimized. Integrated light source module with dynamic extinction ratio over 8.2 dB is fabricated, whose performance is comparable to that of commercialized 40 Gb/s transmitter products.

Firstly, anti-reflection (AR) coating technique is optimization to suppress the relaxation oscillation of the DFB laser caused by optical reflection at the EA modulator facet. By adopting novel thickness control method based on chromaticity coordinates calculated from reflection spectrum, the residual reflectivity of single layer  $\text{SiN}_x$  anti-reflective coating is reduced to  $10^{-4}$ , and low-frequency modulation response fluctuations of the integrated light source is effectively suppressed.

Secondly, based on theoretical analysis of the resonance formation mechanism in microwave transmission line, grounded coplanar waveguide (GCPW) transmission line with metal-walled via holes is designed by numerical simulation. Microstrips like (MSL) modes in the GCPW have been suppressed and the high frequency resonance in integrated light source module is eliminated, resulting in a smoothed modulation

response.

Meanwhile, wire-bonding technique and polymer planarization technology based on benzocyclobutene (BCB) are developed to further reduce the modulator capacitance. As a result, extinction ratio of the modulator is increased by increasing the modulator length, while maintaining the modulation bandwidth for 40 Gb/s operation.

Finally, by systematically optimizing the module packaging structure, a 40 Gb/s integrated light source module is successfully fabricated, and a series of tests are carried out to characterize its performance. According to the measurement results, the static extinction ratio of the integrated light module is as high as 27 dB, and clear eye-opening is demonstrated under 43 Gb/s non-return-to-zero (NRZ) modulation, with a dynamic extinction ratio in excess of 8.2 dB.

**Key words:** distributed feedback (DFB); electroabsorption (EA); integrated light source module; anti-reflection (AR) coating; ground coplanar waveguide (GCPW)

目 录

第 1 章 绪论 .....	1
1.1 研究背景 .....	1
1.2 40 Gb/s 高速集成光源研究现状 .....	2
1.3 论文的研究工作基础 .....	5
1.4 论文的选题意义 .....	9
第 2 章 大信号调制特性影响因素分析 .....	11
2.1 调制响应平坦度问题及其对大信号调制眼图的影响 .....	11
2.1.1 基于调制响应和静态消光比的眼图计算方法 .....	12
2.1.2 不同调制偏压下调制响应曲线变化及其影响分析 .....	14
2.2 消光比对大信号调制眼图的影响 .....	16
2.3 本章小结 .....	17
第 3 章 集成管芯的张弛振荡抑制 .....	18
3.1 低频响应起伏的产生机理分析 .....	18
3.2 基于 PECVD 的端面抗反射镀膜技术 .....	24
3.2.1 最佳抗反射镀膜条件 .....	25
3.2.2 抗反射镀膜折射率控制 .....	27
3.2.3 抗反射镀膜膜厚控制 .....	30
3.3 抗反射镀膜对张弛振荡的抑制效果 .....	34
3.4 本章小结 .....	36
第 4 章 集成光源模块的微波谐振抑制 .....	37
4.1 集成光源模块中的微波谐振机理 .....	37
4.2 微波吸收材料对 MSL 模式的抑制 .....	43
4.3 含金属通孔的 GCPW 传输线 .....	46
4.3.1 含金属通孔的 GCPW 传输线仿真设计 .....	46
4.3.2 含金属通孔的 GCPW 传输线制作与测试 .....	49
4.4 本章小结 .....	51

第 5 章 集成管芯消光比和调制带宽的提高 .....	52
5.1 调制器消光比和带宽的制约关系 .....	52
5.2 器件电容对调制器带宽的影响 .....	54
5.2.1 电容对调制器带宽的影响 .....	54
5.2.2 电极电容的组成和对调制带宽的影响 .....	56
5.2.3 基于 BCB 的聚合物填平工艺 .....	57
5.2.4 通过改善电极附着力减小焊盘尺寸 .....	62
5.3 欧姆接触电阻对调制响应中低频陡降的影响 .....	66
5.4 本章小节 .....	72
第 6 章 40 Gb/s 集成光源的模块封装与测量 .....	74
6.1 集成光源模块中微带转 GCPW 传输线设计 .....	74
6.2 集成光源模块封装结构 .....	79
6.2.1 模块封装尺寸设计 .....	79
6.2.2 集成光源模块封装步骤 .....	82
6.3 集成光源模块的综合性能测试 .....	87
6.3.1 集成管芯静态性能测试 .....	87
6.3.2 集成光源模块的动态调制性能测试 .....	89
6.4 本章小结 .....	94
结论 .....	95
参考文献 .....	96
致谢与声明 .....	103
个人简历、在学期间发表的学术论文与研究成果 .....	104

## 主要符号对照表

DFB	分布式反馈 (Distributed Feedback)
EA	电吸收调制器 (Electroabsorption Modulator)
PD	光电探测器 (Photodetector)
MZ	马赫-曾德尔调制器 (Mach-Zehdner Modulator)
NRZ	非归零码 (non-return-to-zero)
RZ	归零码 (return-to-zero)
QCSE	量子限制斯塔克效应 (Quantum-Confined Stark Effect)
EML	电吸收调制器集成激光器 (Electro-absorption Modulated Laser)
CPW	共面波导 (Coplanar Waveguide)
MQW	多量子阱 (Multi-Quantum Well)
EDFA	掺铒光纤放大器 (Erbium-Doped Fiber Amplifier)
ASE	自发辐射 (Amplified Spontaneous Emission)
PECVD	等离子体增强化学气相沉积 (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition)
EB	电子束蒸发 (Electron Beam Evaporation)
AR	抗反射 (Anti-Reflection)
CIE	国际照明委员会 (International Commission on Illumination)
GCPW	接地共面波导 (Grounded Coplanar Waveguide)
MSL	类微带线 (Micro-Strip Like)
BCB	苯并环丁烯 (Benzocyclobutene)
RIE	反应离子刻蚀 (Reactive Ion Etching)
ICP	电感耦合等离子体刻蚀 (Inductively Coupled Plasma)
SEM	扫描电子显微镜 (Scanning Electron Microscope)
CTL	圆环传输线法 (Circular Transmission Line Method)
TEC	半导体致冷器 (Thermoelectric Coolers)
SMSR	边模抑制比 (Side Mode Suppression Ratio)

## 第1章 绪论

### 1.1 研究背景

随着互联网络和通信网络的不断发展，人们对信息交流的要求越来越高。近年来，基于媒体应用的新网络业务不断出现并且增长，导致用户对于接入网和主干网的网络带宽需求不断增长。尤其是随着 3G 移动通信和视频点播业务的增长，互联网络对带宽的需求发断增大，其增长点也从单一的互联网服务向多元化方向发展，新网络业务诸如互联网协议电视（Internet Protocol Television, IPTV）、点对点（Peer To Peer, P2P）下载、网络数字视频点播、在线游戏、视频电话业务和高清晰度数字电视（HDTV High Definition Television, HDTV）等，逐渐进入人们的生活，这些高速率应用，都对传输网络带宽提出了更高的要求。

根据世界著名通信设备制造商 CISCO 公司在 2009 年发布的 Cisco Visual Networking Index (VNI) 白皮书中指出<sup>[1]</sup>，由于高质量视频业务和宽带 IP 流量业务的增长，光通信市场在经过短期减速后已经复苏，全球 IP 业务流量在 2011 年将以每两年提高一倍的速率增长，总的 IP 流量接近从 2007 年到 2011 年这四年内业务量的 4 倍。图 1.1 为 Cisio 2008 年公布的全球 IP 流量增长趋势预测图，预测的 IP 流量的年平均增长率将超过 18%，除了传统的 IP 业务类型外，新业务类型如移动接入，商务 WAN 接入等，将会有更快的增长。由于全球通信业务信息量的快速增长，使互联和通信网络对接入网的速率提出了更高的要求，尤其是光纤通信系统，已成为现代通信系统中的主要的基础，其数据传输速率也从最初的 2.5 Gb/s 提高到 10 Gb/s，并逐渐向 40 Gb/s 乃至 100 Gb/s 复用演进<sup>[2-5]</sup>。目前，10 Gb/s 系统已经获得广泛应用，而 40 Gb/s 系统的技术也日趋成熟，国外著名的通信制造商和研究机构如 ALCATEL, OKI, HATACHI, NTT, FUJITSU, ETRI 等，均已经进行了 40 Gb/s 集成光源的研究，并有相应的商业化产品问世，为光通信网络从 10 Gb/s 到 40 Gb/s 的演化，创造了有利条件。

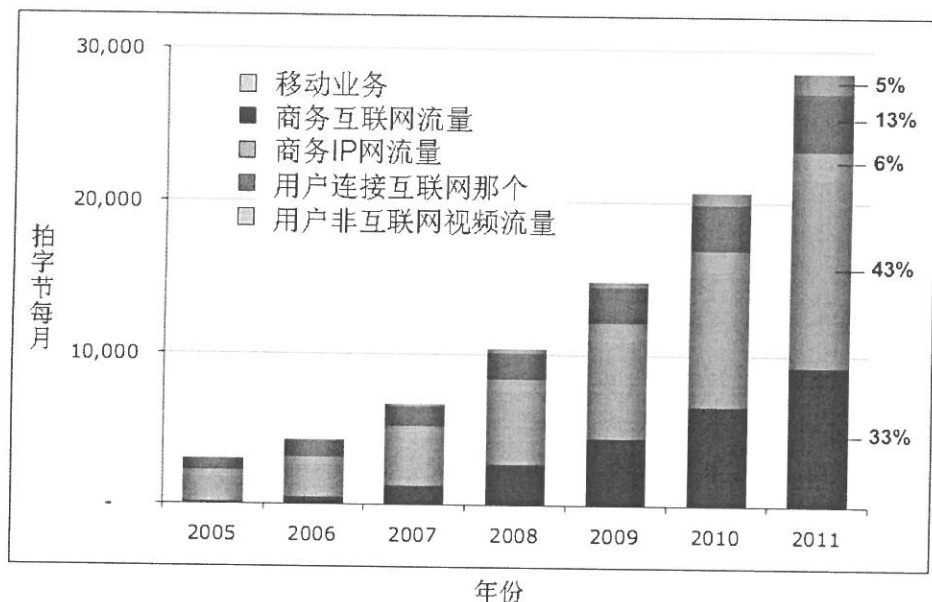


图 1.1 世界不同区域的移动业务增长趋势

## 1.2 40 Gb/s 高速集成光源研究现状

为了满足大容量高速传输的需要,实现 40 Gb/s 高速光通信网络的方式主要有两种:并行 (Parallel) 方式和串行 (Serial) 方式,如图 1.2 所示。并行方式是指在原有的 10 Gb/s 光通信网络的基础上,对每一路信号采用 10 Gb/s 的调制器分别进行调制,然后将 4 路 10 Gb/s 调制信号通过复用器复用成 40 Gb/s 信号,通过通信网络进行传输,在接收端把  $4 \times 10$  Gb/s 的信号通过解复用器解复用为 4 路 10 Gb/s 信号,然后分别通过 4 个光电探测器 (Photodetector, PD) 解调。这种方式的优点是在原有的光通信系统基础上便于升级和维护,但需要更多的链路开支。而采用串行方式是指将 4 路 10 Gb/s 信号复用后,形成的 40 Gb/s 高速信号直接经过 40 Gb/s 调制器进行调制,通过光纤传输后,在接收端经过 40 Gb/s 高速探测器转换为电信号。与并行方式相比,采用串行方式不需要大量额外的 MUX 和 DeMux 器件,可以减小链路开支,降低链路成本和功率损耗,且具有较大的灵活性,因此,目前 40 Gb/s 应用,主要针对 40 Gb/s 串行高速网络。

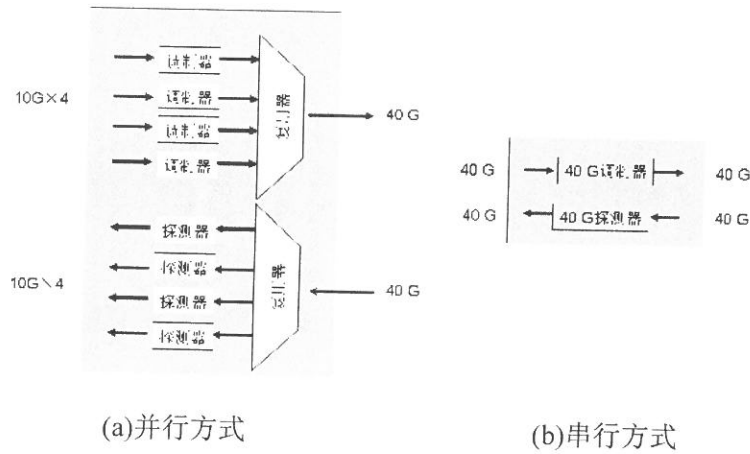


图 1.2 40 Gb/s 高速网络的实现方式

在 40 Gb/s 直接调制高速网络中，为实现信号的调制和解调，高速电光调制器和光电探测器成为实现 40 Gb/s 高速传输的关键器件。常用的电光调制器有直接调制的半导体激光器和外调制器两种，直接调制半导体激光器的优点是驱动电路和调制方式简单，但在直接调制的激光器中，由于调制后光强度和材料中光子密度的变化，会引起载流子浓度周期性的波动，引起光增益的波动，反过来影响光子密度的变化，这种反馈现象会导致激光器的张弛振荡。激光器张弛振荡的频率可以由速率方程得出<sup>[6]</sup>，如式 (1-1) 所示

$$\omega_R = \sqrt{\frac{v_g \alpha N_0}{\tau_p}} = \sqrt{\frac{\Gamma v_g \alpha}{qV} (I - I_{th})} \quad (1-1)$$

其中  $\omega_R$  为张弛振荡频率， $\alpha$  为激光器的微分增益， $N_0$  为光子数密度， $v_g$  为群速度， $\tau_p$  为腔内光子寿命， $q$  为电子电荷， $\Gamma$  为光限制因子， $V$  为有源层体积， $I$  为注入电流， $I_{th}$  为阈值电流。由式 (1-1) 可知，张弛振荡频率受激光器微分增益，光子寿命和腔内光子数密度的影响，频率值通常在 10 GHz 以内，当调制频率超过张弛振荡频率时，调制响应会迅速下降，影响调制带宽，另一方面，由于直接调制的半导体激光器容易引起激光器谱线展宽、单模特性变差等问题，因此在高速调制器件 (>40 Gb/s) 中，通常采用外调制方式来实现高速信号的调制。

与直接调制器相比，外调制器的光源不容易受调制信号的影响，因而具有更好的线宽和单模特性，且容易获得更高的调制速率。适用于高速调制的外调

制器，主要有基于干涉效应的 Mach-Zehnder (MZ) 调制器<sup>[7-8]</sup>和利用量子限制斯塔克效应(Quantum-Confined Stark Effect, QCSE)的半导体电吸收调制器<sup>[9-10]</sup>。由于 MZ 调制器的驱动电压较高，器件尺寸也相对较大，限制了其应用范围，而电吸收调制器具有驱动电压低，调制速率高，调制啁啾小，器件尺寸小，成本低等优点，在半导体光调制器领域获得广泛的关注，成为目前高速调制器研究中的热点<sup>[11-17]</sup>。

由于电吸收调制器吸收层与激光器有源层结构类似，在制作上便于与半导体激光器集成，不需要再配置额外的 DFB 光源，从而大大降低器件的制作成本和封装工艺难度，且具有更小的尺寸和功率损耗，因此在光纤通信网络中，具有广泛的应用前景<sup>[18-22]</sup>。图 1.3 为文献报道的日本富士通实验室于 2010 年发表的应用于 40 Gb/s 光通信网络的电吸收调制器集成 DFB 激光器的集成光源模块结构照片，其模块尺寸仅为  $13.3 \times 8.0 \times 5.6 \text{ mm}$ <sup>[15]</sup>。

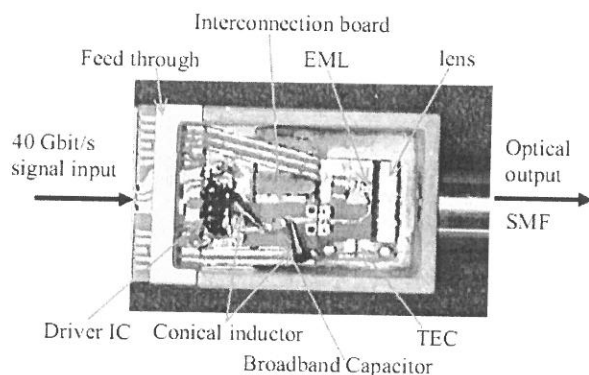


图 1.3 富士通制作的 40 Gb/s 集成光源模块照片

根据通信理论，调制器的调制带宽与调制码型和调制速率有关，通常采用调制带宽来评价 40 Gb/s 调制速率对调制器的要求。数字通信系统最常用的码型为非归零 (non-return-to-zero, NRZ) 码和归零 (return-to-zero RZ) 码<sup>[23]</sup>。由于 RZ 码通常采用复合调制方式产生<sup>[24]</sup>，二者对于调制带宽的要求基本相同，因此系统光源调制带宽的指标，通常采用接收机在 NRZ 码下的滤波器带宽来衡量<sup>[25-26]</sup>。工程上 NRZ 码要求传输系统中的接收机采用 3 dB 带宽为 0.75 倍传输速率的低通滤波器进行滤波<sup>[27]</sup>，也就是说系统用光源的调制带宽，至少要达到 0.75 倍调制速率的要求。因此，对于 40 Gb/s 的传输系统，调制带宽要求超过 30 GHz。

目前,国际上对 40 Gb/s 高速调制器已有较多的报道,并对其封装技术进行了研究,使其逐步走向商用化<sup>[28]</sup>,但国内尚未有 40 Gb/s 集成光源研究的完整报道。由于 40 Gb/s 高速光通信网络市场的需要,对调制器提出了更高的要求,不仅要求调制器具有更高的调制速率,还需要更小的封装尺寸和良好的温度特性,并且要求调制器具有高效率和高动态工作范围。表 1.1 为日本 OKI 公司推出的 OL5157M 型 40 Gb/s 电吸收调制器集成激光器光源模块(Electroabsorption Modulated Laser EML)性能参数表<sup>[29]</sup>,其中  $V_m$  为 EA 调制器直流偏压,其 3 dB 调制带宽大于 32 GHz,调制电压峰峰值小于 2.5 V,动态消光比达 9 dB。

表1.1 OKI OL5157M型40 Gb/s EML性能参数表 (TLD=35°C)

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
光纤耦合输出功率	$P_o$	CW, $V_m=0$ V	5	---	---	dBm
工作电流	$I_{op}$	CW, $V_m=0$ V	---	---	100	mA
阈值电流	$I_{th}$	----	---	---	35	mA
峰值波长	$\lambda_p$	$I_{op}$ , CW, $V_m=0$ V	1530	---	1565	nm
边模抑制比	SMSR	$I_{op}$ , CW, $V_m=0$ V	35	---	---	dB
正向电压	$V_f$	$I_{op}$ , CW, $V_m=0$ V	---	---	2.0	V
带宽	$f_c$	3dB (electrical)	32	---	---	GHz
静态消光比	ER	CW, 0 to -3V	15	---	---	dB
动态消光比	DER	40 Gb/s, $V_{pp}<2.5$ V	---	9	---	dB

本实验室(清华大学集成光电子国家重点实验室)在国际上独立提出了基于同一外延层(identical epitaxial layer, IEL)结构的EA调制器集成DFB光源<sup>[30]</sup>,并在国内率先开展了基于EA调制器集成DFB激光器的研究,在“863”计划和“973”计划的支持下,已成功研制出2.5 Gb/s和10 Gb/s集成光源模块<sup>[31-32]</sup>,并进行了40 Gb/s集成光源管芯的制作和模块研究工作,这对于推动国内40 Gb/s光通信网络市场的发展,具有重要的现实意义。

### 1.3 论文的研究工作基础

本实验室基于同一外延层结构,在国内率先完成了基于InGaAsP的多量子

阱材料的 2.5 Gb/s、10 Gb/s 分布反馈激光器 (DFB) 和电吸收调制器 (EA) 集成光源管芯及发射模块的制作<sup>[33-34]</sup>,最近又完成了基于 AlGaInAs 的分布反馈激光器 (DFB) 和电吸收调制器 (EA) 集成的 40 Gb/s 电吸收调制器和激光器集成管芯 (Electro-absorption Modulated Laser, EML) 及原型器件制作<sup>[35-36]</sup>,其管芯结构示意图如图 1.4 所示。

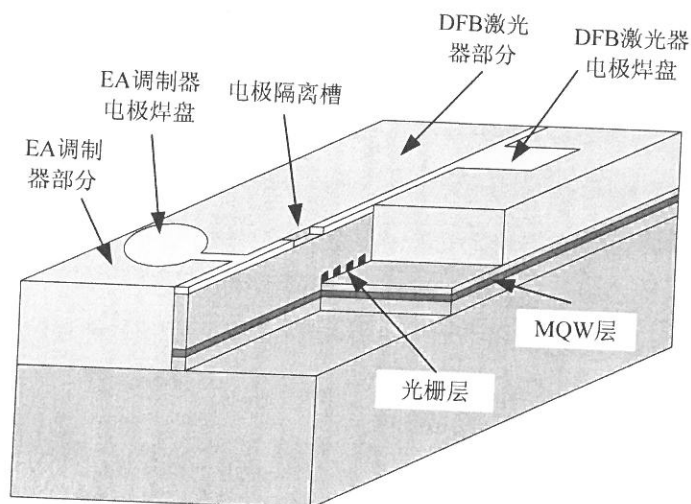


图 1.4 40 Gb/s EML 集成光源管芯结构示意图

在集成管芯工艺的基础上,本实验室对集成管芯的模块化封装和测试进行了初步研究,集成管芯的模块化封装包括两个步骤:管芯级封装和模块级封装。首先通过管芯级封装将集成管芯焊接到专用的共面波导 (Coplanar Waveguide, CPW) 传输线上<sup>[37]</sup>,然后将测试性能良好的带集成管芯的传输线焊接到自行设计制作的基于 K 型接头的集成光源模块管壳中,并进行光纤耦合,形成在光通信链路中可用的实际器件。图 1.5 为前期研究完成的集成光源模块的封装结构示意图。

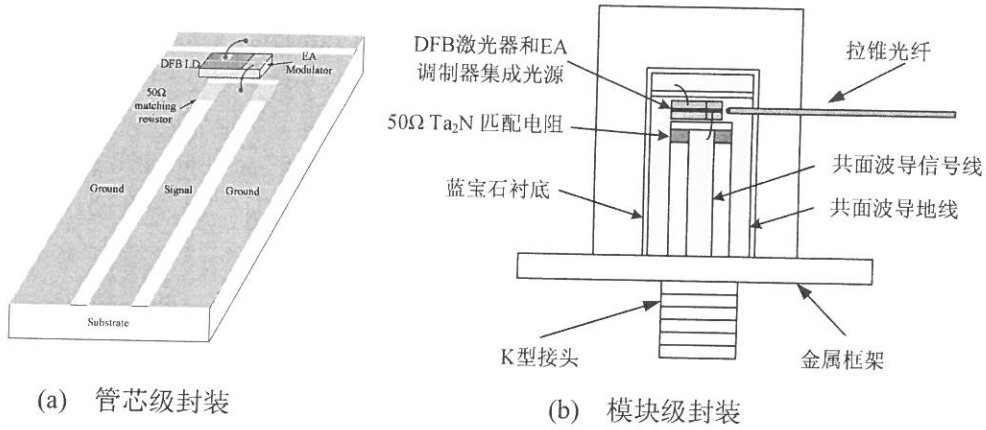


图 1.5 集成管芯的模块封装结构示意图

集成光源模块动态测试包括小信号调制响应曲线测试和大信号调制眼图测试等。在小信号调制响应曲线测试中，可以得到集成光源模块在小信号调制下的调制带宽，这是决定管芯是否能够达到 40 Gb/s 调制速率要求的决定因素，其测试平台如图 1.6 所示。网络分析仪端口 A 输出的微波信号与调制器直流偏压经过 Bias Tee 合路后，由 Cascade ACP40 型 CPW 探针加载到传输线上，在 DFB 激光器加载驱动电流后，EA 调制器的输出光信号经过光电探测器转换为电信号返回到网络分析仪的端口 B，测量得到的二端口网络的调制响应曲线，在经过探测器和探针的校准之后，即反映了集成光源模块在小信号调制下的带宽。

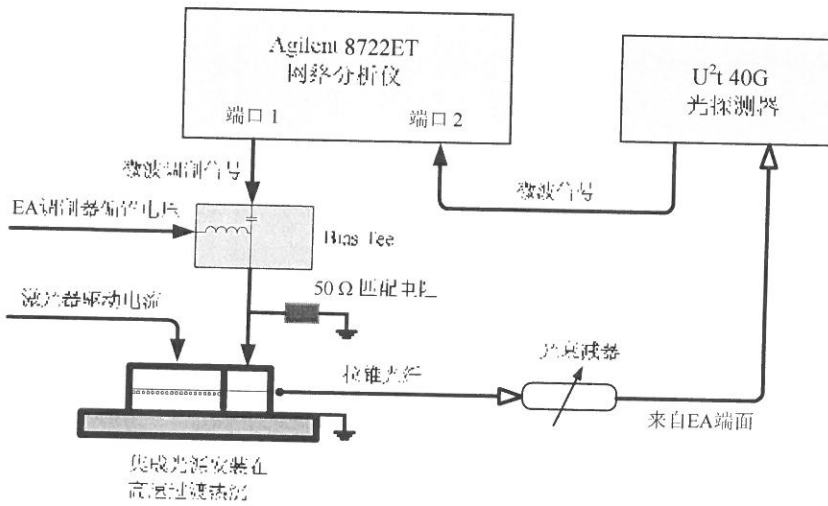


图 1.6 集成管芯小信号调制响应测试平台结构示意图

实验室前期制作的 40 Gb/s 集成光源原型器件（以下简称原型器件）实物照片如图 1.7(a)所示，测量得到的 DFB/EA 集成光源模块管芯小信号调制响应曲线如图 1.7(b)所示，其小信号调制带宽大于 30 GHz，已满足 40 Gb/s 高速调制的要求。

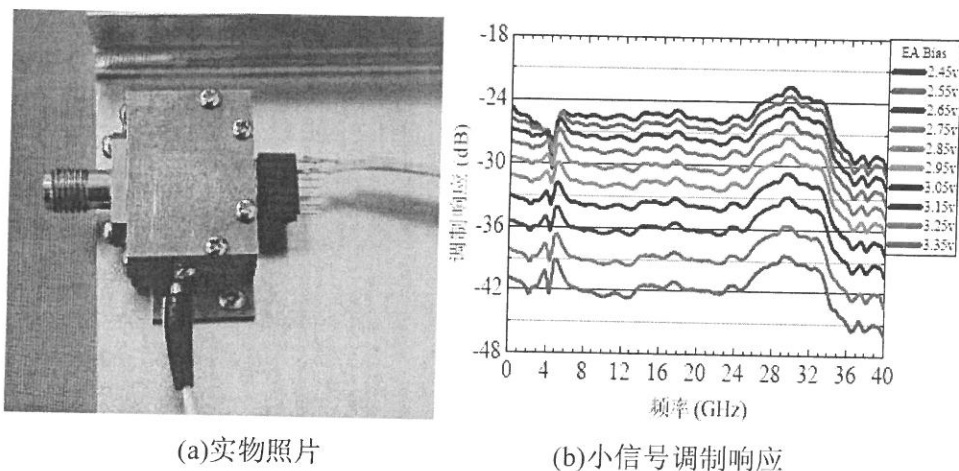


图 1.7 40 Gb/s 集成光源原型器件

为满足光通信链路的应用，模块级封装完成的集成光源还需要进行大信号眼图测试，其测试平台结构如图 1.8 所示。由信号发生器产生的 40 Gb/s 伪随机数字信号序列通过 K 型接头和 CPW 传输线加载到调制器电极上，在 DFB 激光器加载驱动电流后，EA 调制器的输出光信号经过光纤传输到数字通信分析仪，即可在示波器上得到 40 Gb/s 高速数字调制眼图。调制眼图质量的好坏，决定了集成光源模块在实际光纤传输链路中的性能。

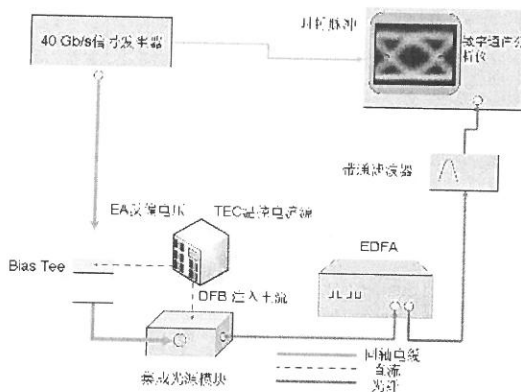


图 1.8 集成光源模块的大信号调制眼图测试平台示意图

图 1.9 为前期工作制作完成的集成光源模块原型器件的大信号调制眼图, 测量中 40 Gb/s 数字信号输出的峰峰值为 2.0 V, 调制器反向偏压为 2.39 V。从测试结果来看, 集成光源模块的测试眼图已经张开, 但对于光纤传输链路的实际应用要求来说, 仍存在一定的不足, 张开的眼图中上下眼皮过厚, 且动态消光比不足, 仅有 4 dB, 影响了其在实际通信链路中的传输性能。

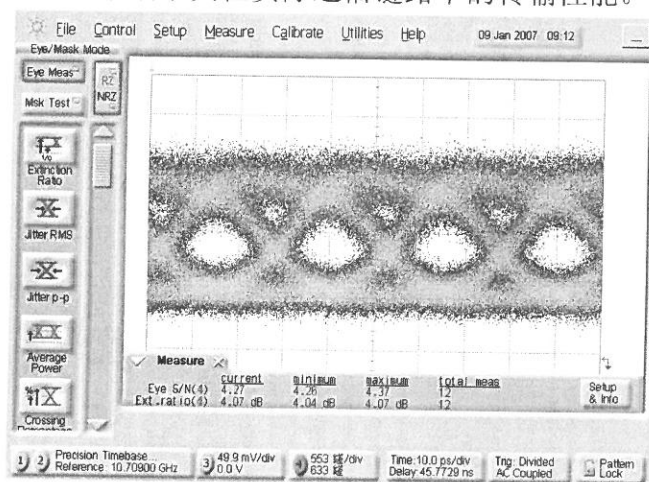


图 1.9 集成光源模块的大信号调制眼图 (40 Gb/s)

#### 1.4 论文的选题意义

根据 1.3 节所述, 在实验室前期工作中, 虽然已经得到了小信号调制速率达到的 40 Gb/s 的高速集成光源原型器件, 但在模块的大信号眼图测试中仍存在不足, 无法满足 40 Gb/s 通信链路的应用, 尤其是对基于 K 型微波接头的模块封装方案只进行了初步研究, 在集成光源模块中存在的眼图性能不够好, 动态消光比低等问题尚未能得到解决。这些问题需要深入分析和解决, 才能实现满足 40 Gb/s 高速调制应用的集成光源模块。

另一方面, 集成管芯制作和集成光源模块封装工艺尚不完善, 尤其是集成管芯的制作和模块封装工艺中的可重复性问题仍未得到解决, 影响了集成光源模块的成品率, 同时, 原型器件没有安装半导体致冷器 (半导体致冷器 (Thermoelectric Coolers) 及热敏电阻等温控元件, 仅作为一个展示, 尚不能直接应用于光纤通信链路中。对这些问题进行研究和解决, 把我们的研究成果从实验室研究推广到成熟的光纤通信市场应用, 对于推动国内 40 Gb/s 高速光通

信网络的发展，具有重要的现实意义。

因此，本论文针对 40 Gb/s 集成光源模块制作中仍然存在的一些问题进行了深入的分析，并通过工艺条件和封装方案的优化，实现了具有良好调制性能的集成光源模块。在第二章中，我们对实验室前期研制的集成光源模块在大信号调制眼图中存在的一些问题进行了理论分析，并提出解决思路。在第三章和第四章，我们分别对集成光源模块调制响应中存在的低频和高频起伏进行分析和抑制，实现了具有平坦调制响应特性的集成管芯。在第五章中，针对集成管芯尚存在的消光比和调制带宽的矛盾，通过集成管芯工艺条件的创新和优化，实现了具有良好消光比和调制响应性能的集成光源管芯。在第六章中，我们对集成光源模块的封装方案进行了重新设计，解决了 40 Gb/s 高速模块封装对器件性能的影响问题，并对新型 40 Gb/s 集成光源模块的总体性能进行了评价和测试。最后是全文的总结。

## 第2章 大信号调制特性影响因素分析

本章在实验室前期研究工作的基础上，从集成光源模块的大信号调制眼图出发，针对眼图中存在的上下眼皮过厚和消光比不足问题，分析了导致眼图质量恶化的原因，并提出了改进方案。

在集成光源模块的原型器件中存在的主要问题是小信号调制响应曲线不平坦，且对于不同的调制偏压，调制响应曲线不一致。本章通过基于调制响应和静态消光比的大信号眼图性能模拟方法，分析了调制响应起伏对大信号调制眼图的影响，并提出了解决眼图性能恶化的改进方案。本章还针对大信号眼图中调制器动态消光比不足的问题，分析了调制器消光比和调制带宽对眼图质量的影响。

### 2.1 调制响应平坦度问题及其对大信号调制眼图的影响

在实验室已经研制成功的 40 Gb/s 集成光源模块中，我们观察到小信号调制响应中存在一系列的响应不平坦峰谷，如图 2.1 所示，由于这些起伏的存在，导致小信号调制响应性能受到严重影响，在这些频率点附近，调制响应特性会恶化，可能会影响调制器的大信号眼图质量。

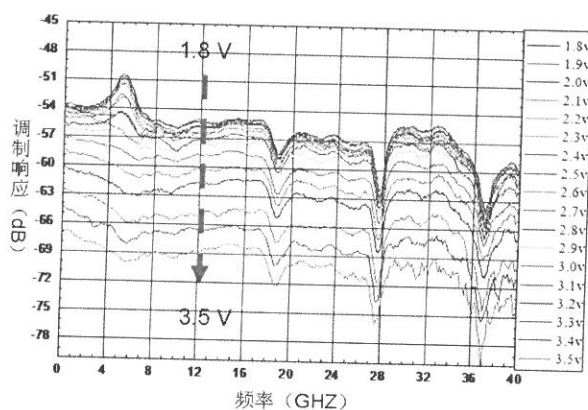


图 2.1 小信号调制响应中的起伏

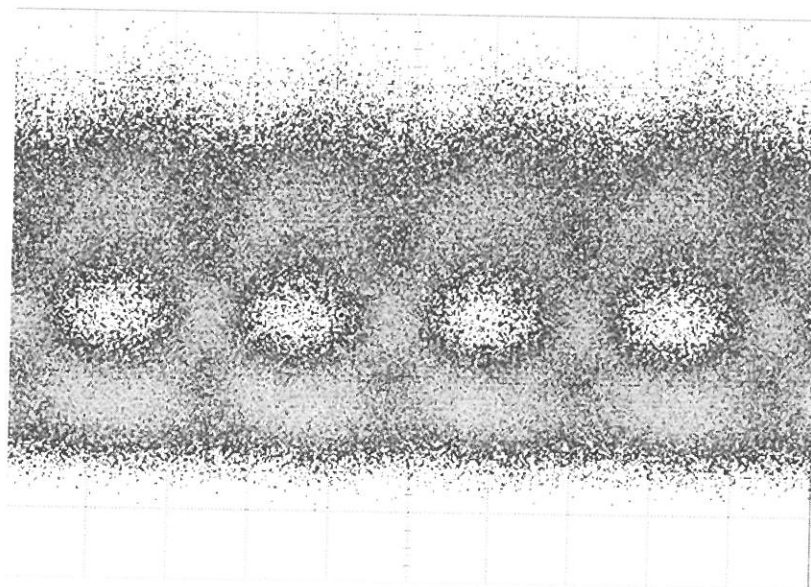


图 2.2 响应起伏导致的大信号眼图性能恶化

图 2.2 为在调制响应起伏没有得到有效抑制的器件下所测量得到的大信号眼图，从测试结果可知，在存在响应起伏的情况下，大信号眼图的质量可能会出现严重恶化，影响 40 Gb/s NRZ 调制下的眼图性能。

### 2.1.1 基于调制响应和静态消光比的眼图计算方法

为了分析和证实调制响应不平坦对大信号眼图的影响，我们采用了基于调制响应和静态消光比的方法来计算调制响应起伏时的大信号眼图<sup>[38]</sup>，其计算流程如图 2.3 所示，加载到电吸收调制器的 40 Gb/s NRZ 伪随机码序列由具有升余弦函数形状的脉冲  $V_m(t)$  来表示，通过快速傅里叶变换 (FFT) 可以转换为频域信号  $V_m(\omega)$ ，再与测量得到的调制器调制响应函数  $H_{EA}(\omega)$  相乘，就可以得到电吸收调制器在频域的响应频谱，再通过反向快速傅里叶变换 (IFFT) 转换到时域后，利用调制器的静态消光比曲线，就可以得到调制响应电压变化时调制器的光输出  $P_{out}(t)$ ，将  $P_{out}(t)$  在周期内做交叠，就可以得到调制响应眼图。由于计算得出的眼图是通过在某一直流偏压下的调制响应曲线得到，因此，以上计算方法仅能得到调制器在小信号调制下的眼图，当调制响应曲线在较大的偏压范围内不发生相对变化时，采用以上方法可以提供电吸收调制器大信号眼图特性的辅助评价方法<sup>[39]</sup>。

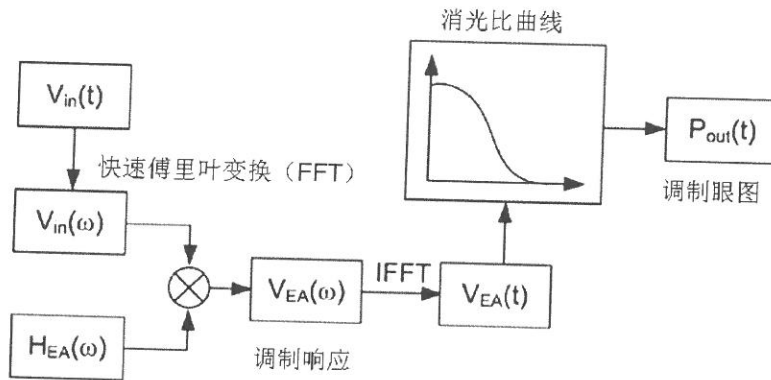


图 2.3 基于调制响应和静态消光比的大信号眼图性能模拟方法

图 2.4 为集成管芯在 DFB 注入电流为 45 mA，调制器反向偏压为 -1.75 V 时测量得到的小信号调制响应曲线，其响应特性在 6.75 GHz 附近存在一个明显的起伏，图中的虚线为对实际测量得到的调制响应曲线做平滑后的无起伏的调制响应曲线。为了衡量该处起伏对眼图的影响，我们分别计算了考虑调制响应起伏和不考虑调制响应起伏的情况下由调制响应曲线计算得到的眼图性能。

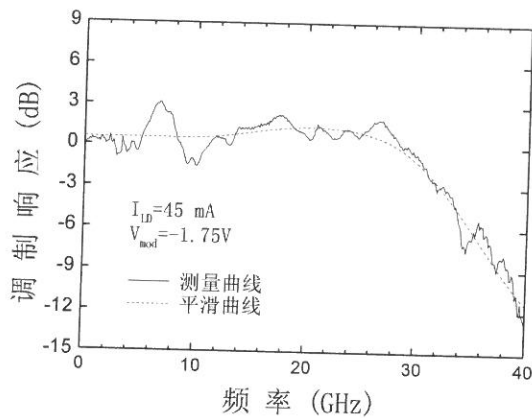
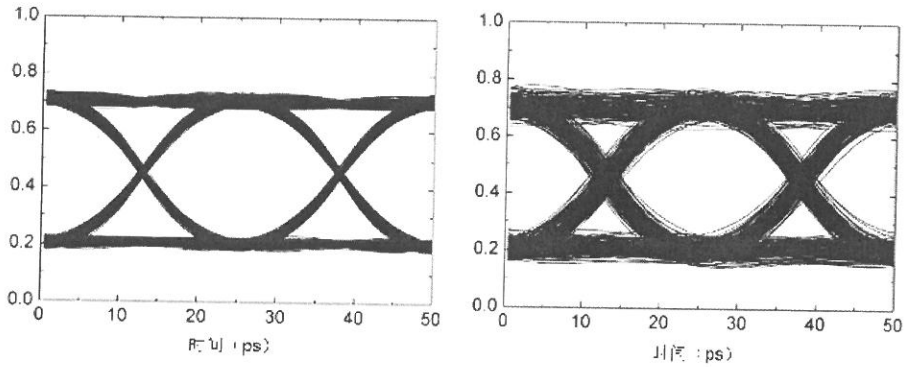


图 2.4 电吸收调制器的小信号调制响应曲线

由平滑后的调制响应曲线计算得到的眼图如图 2.5(a)所示，具有较好的眼图性能，而由实际测量的不平坦调制响应曲线计算得到的眼图如图 2.5(b)所示，可以看出，由于调制响应起伏的存在，导致眼图的上下眼皮较厚，眼图性能遭到恶化。因此，要获得好的眼图质量和动态消光比，不仅要满足调制器调制带宽的要求，还需要保证在调制带宽范围内，调制响应曲线不存在大的起伏。深

入分析这些调制响应起伏的原因并实现有效抑制，是本论文研究的一个重要内容。



(a) 平滑后调制响应曲线得到的眼图 (b) 测量的调制响应曲线计算得到的眼图

图 2.5 基于调制响应的眼图模拟曲线

### 2.1.2 不同调制偏压下调制响应曲线变化及其影响分析

前期工作中的集成光源管芯存在的另外一个问题是调制响应随调制偏压不同而变化。图 2.6 所示为同一管芯在调制偏压分别为-1.75 V 和-2 V 时的小信号调制响应曲线，对应的眼图计算结果如图 2.7 所示。可以看出，根据-2 V 偏压下调制响应曲线得到的眼图模拟结果具有良好的张开度，但是-1.75 V 偏压下对应的眼图模拟结果明显恶化。实际测量结果表明，该器件的大信号调制眼图性能很差，几乎不能张开。上述结果说明仅仅依靠某一特定偏压下的小信号调制响应不能对大信号调制眼图特性进行准确的估计。这是由于大信号调制电压的峰峰值一般为 2 V 以上，眼图的质量将同时受到不同偏压下调制响应特性的影响。因此，仅仅在某一特定偏压下表现出平坦的调制响应，还不足以保证获得良好的大信号调制眼图。为了获得良好的眼图质量，要求器件在整个大信号调制电压变化范围内都具有平坦和较一致的调制响应特性。

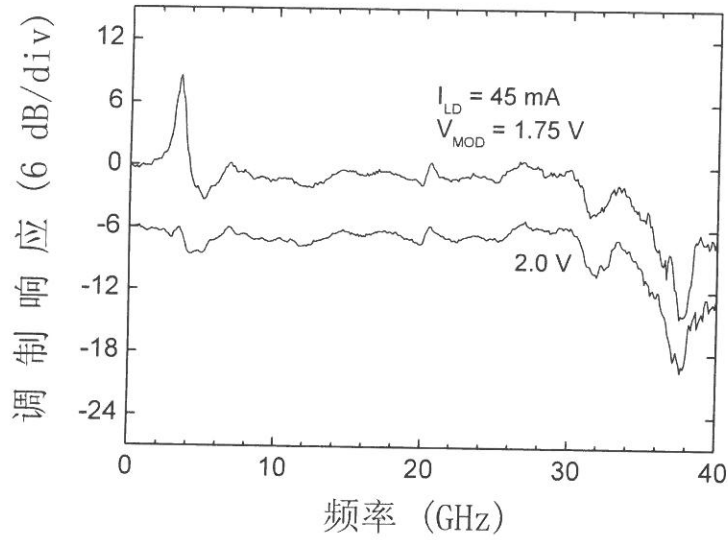


图 2.6 小信号调制响应曲线随偏压的变化

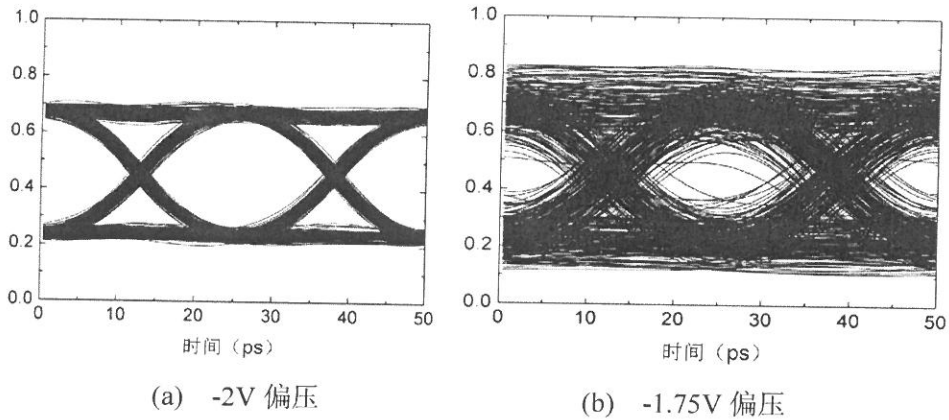


图 2.7 根据不同调制偏压下调制响应曲线计算得到的大信号调制眼图

综上所述，要获得良好的大信号调制特性，不仅要获得平坦的调制响应曲线，而且要使得在大信号调制的偏压变化范围内，调制响应曲线都具有平坦而一致响应特性。针对调制响应的平坦化，实验室前期已经展开了一些研究，并初步判定调制响应中 10 GHz 以下的起伏是由调制器端面光反射造成的 DFB 激光器张弛振荡引起，而高频段的起伏则是由封装用传输线的微波谐振模式引起。在前期工作中，通过采用抗反射镀膜和导电银胶接地的方法使调制响应中的起

伏得到一定的抑制,如图 2.8 所示。但还存在以下问题:

- 1) 在工艺上还不成熟,缺乏可重复性,成品率与操作者的经验和判断有关;
- 2) 理论分析也不够深入,没有从实验上提出有效可重复的解决方案;
- 3) 不利于集成光源模块的封装制作,很难完全消除调制响应的不平坦。

因此,针对集成光源模块进行优化,采用稳定可重复的方法消除调制响应曲线的不平坦,从而获得良好的调制眼图质量,是本论文的重要内容之一。

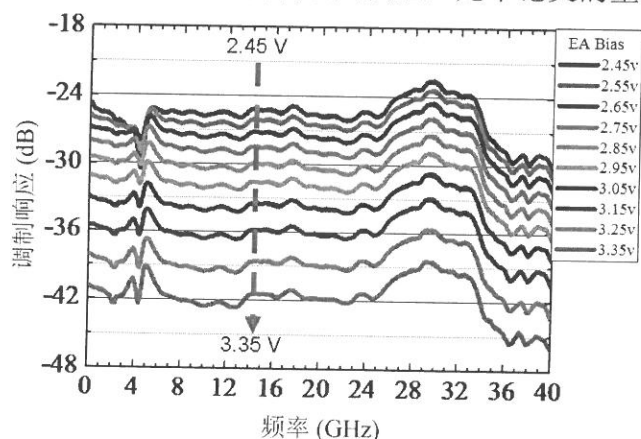


图 2.8 优化的小信号调制特性曲线

## 2.2 消光比对大信号调制眼图的影响

根据上述基于调制响应和静态消光比的大信号眼图性能模拟,还可以看出,调制眼图的质量,不仅受限于调制器小信号调制响应曲线的平坦度,也同时受到调制器静态消光比的影响。对于同样的调制电压峰峰值,静态消光比越大,调制器输出的调制光信号上下电平的差别越大,眼图张开也越明显。

为了实现有效的传输,根据 ITU-T 的规定,要求发射端激光器边模抑制比大于 30 dB,调制器动态消光比大于 8.2 dB。在实验室前期的实验工作中,还存在的另外一个问题是动态消光比不足,即使是经过调制响应优化过的集成光源模块,其动态消光比也仅有 4 dB 左右,限制了集成光源模块的应用。

调制器的消光比主要由吸收系数和调制器长度决定,为提高集成光源模块的动态消光比,需要在原有材料的基础上增加调制器的长度,或者重新设计有源区,以获得更大的吸收系数。同时大信号眼图的动态消光比也与传输链路的性能密切相关,链路中掺铒光纤放大器(Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA)

引入的自发辐射噪声 (Amplified Spontaneous Emission, ASE)、探测器的热噪声等,都会导致眼图动态消光比下降。为提高动态消光比,还应增大调制器的输出光功率,以减小噪声对链路的影响。

在前期研究工作中,影响消光比的主要原因为调制器长度。为了达到 40 Gb/s 调制速率的要求,前期工作中采用了较小的调制器长度,通常选择在大约 50  $\mu\text{m}$  左右。虽然通过减小调制器电容达到了调制带宽,但同时也导致了调制器消光比的下降。

为同时实现提高消光比和调制带宽,需要在增大调制器长度的同时,进一步减小调制器电容以满足调制带宽的要求,这是本论文工作的另一个重要研究内容。

### 2.3 本章小结

为了改善集成光源模块原型器件大信号调制性能,本章在基于调制响应和静态消光比的大信号眼图性能模拟基础上,系统分析了调制响应不平坦对调制眼图的影响,并进一步指出:大信号调制的情况下,需要使调制响应在整个调制器偏压范围均保持平坦,才能获得良好的调制眼图。

本章针对大信号眼图中调制器动态消光比不足的问题,指出前期研制的集成光源模块中调制器长度过短造成的消光比不足是造成这一问题的原因。提出在增加调制器长度的同时减小器件电容,从而在保证调制器带宽的前提下增大消光比,以改善大信号调制眼图质量。

本章的分析明确了论文研究方向,对以后各章节的讨论具有重要指导意义。

### 第3章 集成管芯的张弛振荡抑制

本章对造成集成光源模块中低频响应起伏的原因进行了分析，通过含端面反射项的集成管芯激光器速率方程的推导，分析了 EA 调制器端面残余光反射对调制响应中低频起伏的影响，并针对减小调制器端面反射进行了实验研究。

首先通过采用等离子体增强化学气相沉积 (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition, PECVD) 制作的  $\text{SiN}_x$  抗反射镀膜的理论计算，得出了抑制调制器端面反射的最佳镀膜厚度和折射率条件。然后在实验中通过控制硅烷 ( $\text{SiH}_4$ ) 流量实现了对镀膜折射率的控制。

端面抗反射镀膜的难点在于对小尺寸的 EA 调制器端面镀膜厚度进行控制，在本章中提出了基于色度坐标的膜厚控制方法，通过对端面镀膜色度坐标的准确判断来提高镀膜厚度控制的精度，成功实现了调制响应中张弛振荡现象的抑制。

#### 3.1 低频响应起伏的产生机理分析

如前所述，集成光源模块中调制响应曲线中的起伏问题分为两种情况，其中低于 10 GHz 调制频率内的响应起伏，在集成管芯封装之前就已经存在，且其频率起伏的大小与调制偏压变化之间存在明显的相关性，我们称为低频响应起伏。图 3.1 为典型的集成光源的小信号调制响应曲线，从测试结果可知，调制偏压越大，其低频响应起伏越小，因此可以初步判定这种起伏与模块封装无关，而是由集成管芯本身的性能决定。

为进一步分析低频响应起伏产生的原因，我们设计了如图 3.2 所示的测试系统，该测试系统与小信号调制响应测试系统基本相同，但通过调节 DFB 激光器注入电流的大小，使其工作在略低于阈值电流的非激射状态，可将 DFB 激光器近似为一段透明光波导，从而消除 DFB 激光器对集成光源小信号调制的影响。调制光源由 santec 的 TSL-210V 型可调谐激光器通过双端光纤耦合由 DFB 脊波导注入，工作波长设定在 DFB 激光器的工作波长 1544 nm，此时的集成光源可等效为单个的 EA 调制器，在这种情况下，测试结果主要反应 EA 调制器的响

应特性，通过该实验可以确定低频响应起伏究竟是由 DFB 激光器还是 EA 调制器引起。

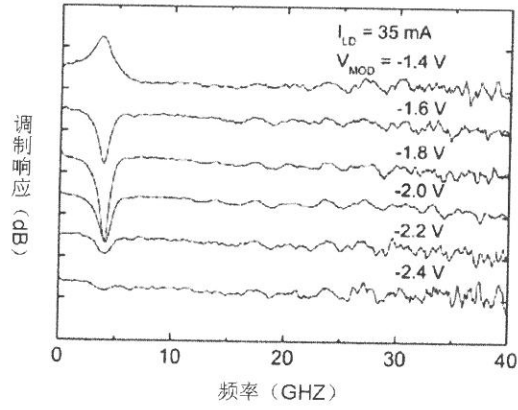


图 3.1 小信号调制响应中的低频起伏

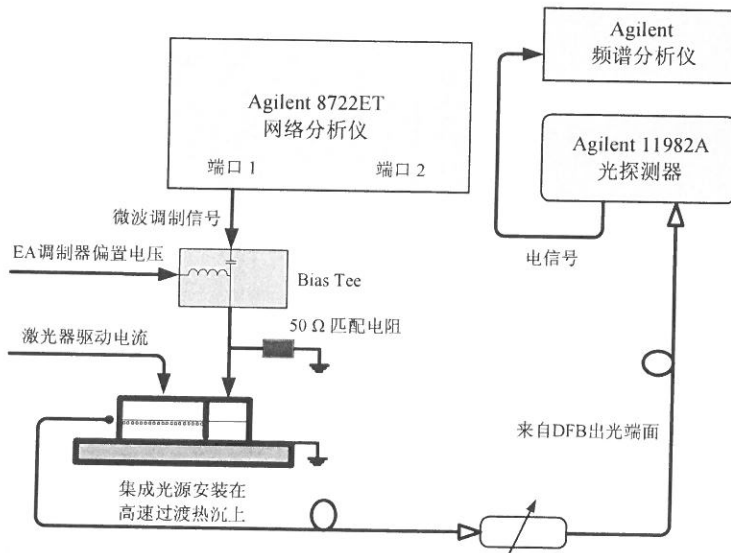


图 3.2 调制响应中的低频起伏分析实验方案

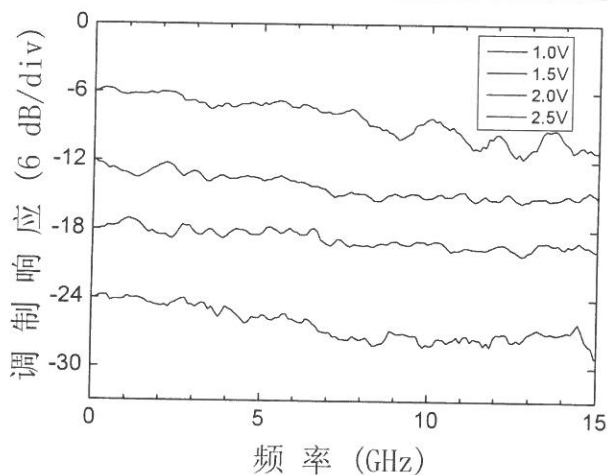


图 3.3 单个 EA 调制器的调制响应曲线

图 3.3 为根据以上测试方案得到的单独 EA 调制器的调制响应曲线，测试结果表明，在不考虑激光器影响下，单独的 EA 调制器的小信号调制响应中并不存在低频响应起伏，也就是说，集成光源低频调制响应起伏，与调制器本身的调制特性无关。

实验中我们还发现，低频响应起伏的响应峰位置随 DFB 注入电流的增大而逐渐增大，这种情况和直接调制激光器中的张弛振荡现象很相似<sup>[40-41]</sup>，但响应峰强度随调制偏压增大而减小，以上现象表明低频响应起伏可能是由于 DFB 和 EA 之间存在的电或者光的耦合导致的 DFB 激光器张弛振荡。由于在集成管芯结构中，DFB 和 EA 之间的电隔离是通过电极隔离槽来实现，如图 3.4 所示，隔离槽的宽度设计为  $40\ \mu\text{m}$ ，隔离电阻通常在  $40\ \text{k}\Omega$  以上，因此，由 EA 调制偏压变化引起的到 DFB 部分的电耦合可以忽略<sup>[35]</sup>。

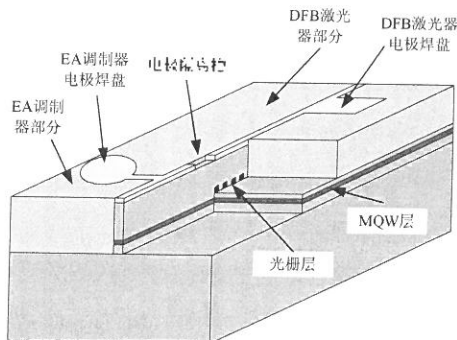


图 3.4 集成管芯结构示意图

然而如图 3.4 所示的集成管芯结构中, 由于工艺原因, DFB 和 EA 之间的光隔离很难实现, 从 DFB 激光器输出的光经由脊波导后就直接进入 EA 调制器, 由于自然解理的 InP 端面反射率约为 0.3 左右, 因此, 到达 EA 端面的调制光会有一部分经由脊波导后再次返回到激光器, 这部分反射光会引起 DFB 中光子数目的波动, 从而引起载流子涨落, 导致激光器中的张弛振荡现象<sup>[42]</sup>。当调制器偏压增大的时候, 由于调制器吸收增强, 由端面反射返回到 DFB 的调制光强度降低, 因此张弛振荡的影响也会减小。

为了从理论上分析 EA 端面光反射对调制器低频响应起伏的影响, 我们通过考虑端面反射的激光器速率对调制响应进行了计算, 计算思路如下<sup>[43]</sup>:

加载到调制器多量子阱 (Multi-Quantum Well, MQW) 吸收层的电压可以表示为:

$$V_M = V_{M0} + V_{M1}(\omega)e^{j\omega t} \quad (3-1)$$

其中,  $V_{M0}$  为直流偏置,  $V_{M1}$  为交流项,  $\omega$  为调制频率。 $V_{M1}$  与应用到调制器电极的微波调制信号  $V_I$  的关系可以表示为

$$\frac{V_{M1}(\omega)}{V_I(\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (3-2)$$

其中,  $C$  为调制器电容,  $R$  为并联电阻, 并假设调制带宽受  $RC$  常数的限制, 对于小信号调制来说, EA 调制器的吸收系数可以表示为:

$$\alpha_M = \alpha_{M0} + \alpha_{M1}(\omega)e^{j\omega t} \quad (3-3)$$

其中, 交流分量  $\alpha_{M1}$  对应于  $V_{M1}$  并与其成比例关系, 由(3-2)和(3-3)式可知, 对应到 DFB 端面的反射率为:

$$r_f = r_M C_f^2 \exp[-(1 + j\alpha_c)\alpha_M L_M] \exp(-j2\beta_M L_M) \quad (3-4)$$

其中  $r_M$  为 EA 调制器端面的反射率,  $C_f$  为激光器和调制器之间的耦合系数,  $\alpha_c$ ,  $\beta_M$  和  $L_M$  分别为啁啾系数, 传输常数和 EA 调制器长度, 对于小信号调制,  $r_f$  中的交流分量  $r_{f1}$  很明显与  $\alpha_{M1}$  成正比。

激光器中的光子和载流子波动可以由速率方程得出,如式(3-5)和式(3-6)所示:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{\eta_i I}{qV_a} - \frac{N}{\tau} - v_g \alpha (N - N_{tr}) N_p \quad (3-5)$$

$$\frac{dN_p}{dt} = \Gamma v_g \alpha (N - N_{tr}) N_p - \frac{N_p}{\tau_p} \quad (3-6)$$

其中,  $N$  和  $N_p$  分别为载流子和光子密度,  $\tau$  和  $\tau_p$  分别为载流子和光子寿命,  $N_{tr}$  为透明载流子浓度,  $I$  和  $q$  分别为注入电流和电子电荷,  $V_a$  为有源区体积,  $\Gamma$  为光限制因子,  $\eta_i$  为内量子效率,  $\alpha$  为差分增益,  $v_g$  为群速率。

光子寿命  $\tau_p$  由激光器的内模式损耗  $\langle \alpha_i \rangle$  和腔损耗  $\alpha_L$  决定,如式(3-7)所示:

$$\frac{1}{\tau_p} = v_g (\langle \alpha_i \rangle + \alpha_L) \quad (3-7)$$

其中,DFB 激光器中腔损耗的变化是由有效端面反射系数  $r_f$  的变化引起,可以表示为:

$$\alpha_L = \alpha_{L0} + \alpha_{L1}(\omega)e^{j\omega t} \quad (3-8)$$

显然,其交流项  $\alpha_{L1}$  与  $r_{f1}$  成正比关系,把  $N$  和  $N_p$  分解为直流和交流分量,并注意其直流分量满足稳态速率方程(3-5)和(3-6),由公式(3-7)、(3-8)可以得到交流分量满足的方程为:

$$j\omega N_1 = -\frac{N_1}{\tau} - v_g \alpha N_1 N_{p0} - \frac{v_g (\langle \alpha_i \rangle + \alpha_{L0}) N_{p1}}{\Gamma} \quad (3-9)$$

$$j\omega N_{p1} = \Gamma v_g \alpha N_1 N_{p0} - v_g \alpha_{L1} N_{p0} \quad (3-10)$$

由DFB输出的光功率  $P$ ,也可以分解为直流分量  $P_{f0}$  和交流分量  $P_{f1}$ ,如式(3-11)所示:

$$P_f = P_{f0} + P_{f1}(\omega)e^{j\omega t} \quad (3-11)$$

其中,  $P_{f1}$  与  $N_{p1}$  成正比, 可以表示为:

$$P_{f1} \propto N_{p1} = \frac{-v_g \alpha_{L1} N_{p0} (j\omega + \gamma)}{\omega_R^2 - \omega^2 + j\omega\gamma} \quad (3-12)$$

式中的  $\omega_R$  为张弛振荡频率,  $\gamma$  为衰减因子, 分别如式 (3-13) 和 (3-14) 所示

$$\omega_R = v_g \sqrt{\alpha N_{p0} (\langle \alpha_i \rangle + \alpha_L)} \quad (3-13)$$

$$\gamma = v_g \alpha N_{p0} + \frac{1}{\tau} \quad (3-14)$$

由此可以得到从 EA 调制器端面输出的光功率为:

$$P_{f1} \propto N_{p1} = \frac{-v_g \alpha_{L1} N_{p0} (j\omega + \gamma)}{\omega_R^2 - \omega^2 + j\omega\gamma} \quad (3-15)$$

$$P_M = P_f e^{-\alpha_M L_M} = P_{M0} + P_{M1}(\omega)e^{j\omega t} \quad (3-16)$$

由式 (3-3) 和 (3-11) 可以得到:

$$P_{M1} = (-\alpha_{M1} L_M P_{f0} + P_{f1}) e^{-\alpha_{M0} L_M} \quad (3-17)$$

其中, 第一项为 EA 调制器的频率响应, 第二项为由式 (3-12) 得到的激光器直接调制项, 通过式 (3-2)、(3-12) 和 (3-16) 可以得到, EA 调制器的光电调制响应可以表示为:

$$\frac{P_{M1}(\omega)}{V_1(\omega)} \propto \frac{1}{1 + j\omega RC} \left( 1 + \frac{C_M (j\omega + \gamma)}{\omega_R^2 - \omega^2 + j\omega\gamma} \right) \quad (3-18)$$

其中括号中的第二项即为端面反射对调制响应的影响,  $C_M$  为衡量 DFB 激光器和 EA 调制器之间光耦合强度的耦合系数, 可以表示为

$$C_M \propto r_{M1} e^{-\alpha_{M0} L_M} \cos(2\beta_M L_M + \alpha_c \alpha_{M0} L_M) \quad (3-19)$$

由式(3-19)可知,  $C_M$  依赖于  $\alpha_{M0}$ , 由 EA 调制器上的直流偏压决定。图 3.5 为根据公式(3-17)计算得到的调制器光电响应曲线, 计算中所使用的参数通过实际管芯的测试结果得到, 分别为  $f_R=3.5$  GHz,  $\gamma=5$  GHz,  $C=0.15$  pF,  $R=50$   $\Omega$ 。计算结果表明, 在考虑 EA 调制器的残余端面反射后, 由于受到 DFB 激光器张弛振荡的影响, 在 EA 调制响应对应于张弛振荡频率处会存在低频响应起伏, 与图 3.1 所示的测量曲线具有很好的一致性。

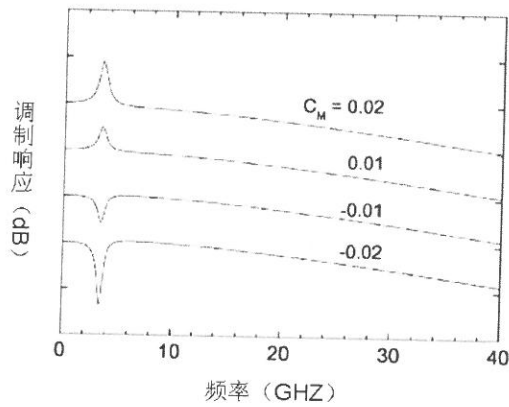


图 3.5 考虑端面反射的 EA 调制响应曲线

从以上分析可知, 低频起伏的大小与耦合系数  $C_M$  有关,  $C_M$  越大, 则起伏越明显。由于耦合系数与端面反射率  $r_{M1}$  和调制器的光吸收  $e^{-\alpha_{M0} L_M}$  有关, 为保证张弛振荡在整个调制偏压范围内得到良好的抑制, 需要降低调制器的端面反射率  $r_{M0}$ 。

### 3.2 基于 PECVD 的端面抗反射镀膜技术

目前文献报道的降低端面反射率的方法, 通常有窗口结构<sup>[44-46]</sup>, 倾斜波导<sup>[47-48]</sup>以及端面抗反射镀膜 (Anti-Reflection Coating) 等方法, 由于端面抗反射镀膜具有工艺简单, 易于实现等优点, 在抑制半导体光放大器 (SOA) 及超辐射二极管 (SLD) 中的 FP 模式<sup>[49]</sup>, 提高晶体太阳能电池的光吸收效率等方面<sup>[50-52]</sup>, 都具有广泛的应用。实验室前期已经对应用于光电子器件的端面镀膜技

术开展过研究<sup>[53]</sup>，并将镀膜反射率控制在了 1%以内，但实验表明，在该反射率下，调制器张弛振荡仍未能完全消除，只有当调制偏压增大到-3V，调制器消光比大于 10 dB 时，张弛振荡才能受到抑制，如图 3.6 所示。因此，为保证在 0V 调制偏压下的张弛振荡抑制，必须将镀膜反射率控制在  $10^{-4}$  范围内<sup>[39]</sup>，为进一步降低抗反膜的反射率和提高端面镀膜的稳定性，论文对调制器端面抗反射镀膜技术进行了深入研究，最终获稳定可重复的调制器端面抗反射镀膜。

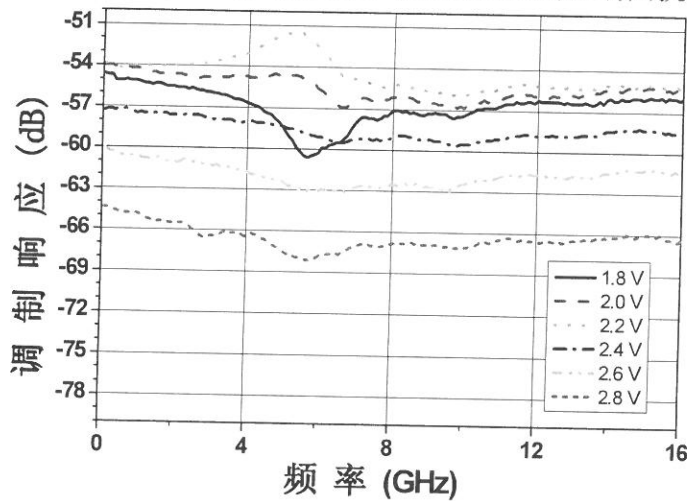


图 3.6 张弛振荡部分抑制时的调制响应曲线

### 3.2.1 最佳抗反射镀膜条件

为实现有效的张弛振荡抑制，论文首先从理论上分析了反射率对抗反射镀膜的要求。对于单层抗反射镀膜，根据薄膜光学原理，垂直入射下的单层膜反射率可由公式 (3-20) 决定<sup>[54]</sup>：

$$R = \frac{r_1^2 + r_2^2 + 2r_1r_2 \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2n_1h\right)}{1 + r_1^2r_2^2 + 2r_1r_2 \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2n_1h\right)} \quad (3-20)$$

$$r_1 = \frac{n_0 - n_1}{n_0 + n_1} \quad (3-21)$$

$$r_1 = \frac{n_1 - n_{sub}}{n_1 + n_{sub}} \quad (3-22)$$

其中  $n_0$  为空气折射率,  $n_1$  为单层薄膜的折射率,  $n_{sub}$  为衬底折射率,  $h$  为薄膜厚度,  $\lambda$  为入射光的真空波长。由公式 (3-20) 推导可知, 当薄膜折射率  $n_1 = (n_{sub})^{1/2}$  时, 薄膜反射率具有最小值, 在此折射率下, 反射率的最小值由  $\cos(2n_1 h \cdot 2\pi/\lambda) = 0$  时的薄膜厚度  $h_1$  决定, 对应的最佳膜厚为  $\lambda/(4n_1)$ , 即抗反射镀膜厚度为  $1/4$  介质中等效波长时, 薄膜反射率最小。

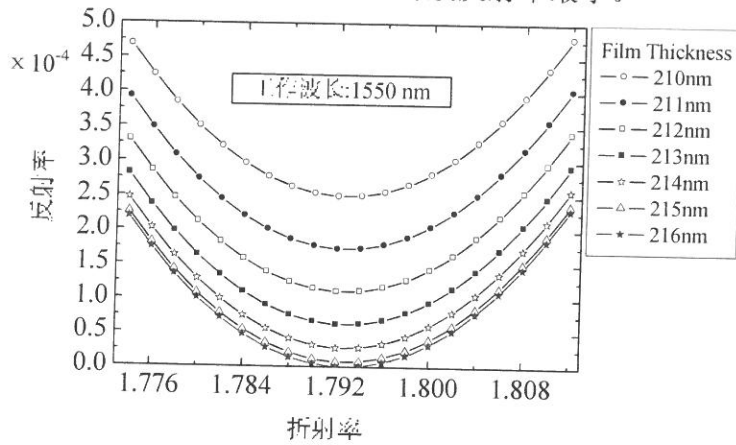


图 3.7 不同厚度单层抗反膜反射率与膜折射率关系图

图 3.7 为根据公式 (3-20) 计算得到的单层抗反射镀膜反射率与薄膜折射率的关系图, 图中不同曲线对应于不同的抗反射镀膜厚度。由于 EA 调制器脊波导的等效折射率为 3.215, 对于工作波长为 1550 nm 的集成管芯而言, 最佳镀膜折射率为 1.793, 最佳厚度为 216 nm。从图中可知, 在薄膜折射率固定为 1.793 的情况下, 如果要使薄膜反射率小于  $1 \times 10^{-4}$ , 膜厚必须控制在 213 nm 至 219 nm 之间。因此, 必须同时对抗反膜的折射率和膜厚进行精确的控制才能获得最低反射率, 这是目前单层端面抗反射镀膜研究中的一个难点。

由于工艺误差和工作温度的变化, 集成光源中 DFB 激光器的激射波长会存在一定的变化量, 在实际使用中, 其工作波长约在 1540 nm 至 1560 nm 范围内变化。为此, 我们在固定膜厚和折射率的条件下, 计算了工作波长变化对抗反膜反射率的影响, 计算结果如见图 3.8 所示, 图中的膜厚和折射率分别采用最佳值 216 nm 和 1.793。计算结果表明, 当工作波长从 1530 nm 变化到 1570 nm

时, 在 40 nm 宽度的波长范围内时, 抗反膜反射率都能保持在低于  $0.5 \times 10^{-4}$  的水平, 因此可以认为图 3.7 计算得到的最优条件能够用于存在一定波长调谐范围的集成光源 EA 调制器端面抗反镀膜。

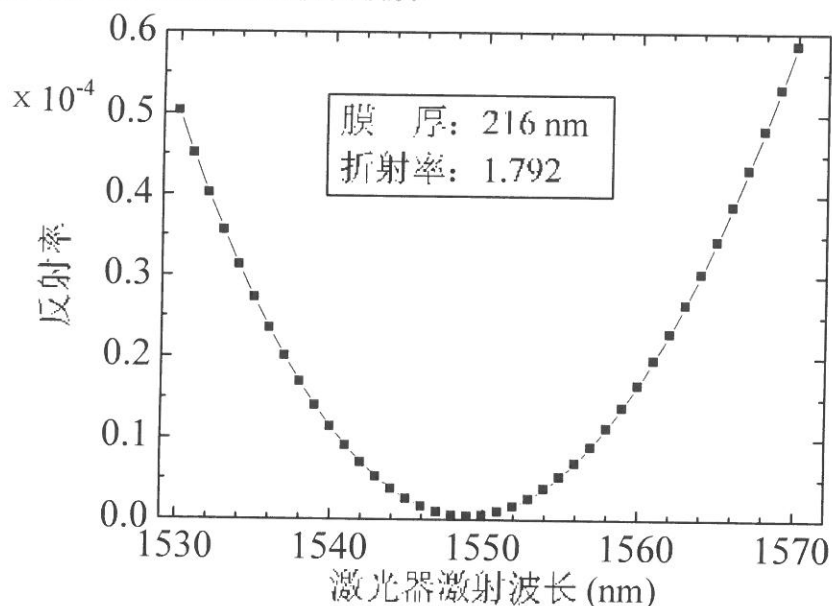


图 3.8 抗反膜反射率与工作波长关系图

### 3.2.2 抗反射镀膜折射率控制

根据以上计算结果, 我们首先对抗反射镀膜的制作工艺进行研究, 以达到最佳折射率。在实验上, 端面抗反射镀膜通常采用电子束蒸发 (Electron Beam Evaporation, EB) 或 PECVD 制作  $1/4$  波长光学薄膜来实现<sup>[55-56]</sup>。由于 PECVD 沉积的  $\text{SiN}_x$  薄膜通过调节其氮组分  $x$ , 可以实现折射率在 1.7-2.2 之间精确可调<sup>[57]</sup>, 满足最佳折射率 1.793 的要求, 且具有光吸收小, 绝缘性和机械强度高, 与  $1.3 \mu\text{m}$ ,  $1.55 \mu\text{m}$  的通信用光源材料精确匹配等优点, 非常适合做单层抗反射镀膜材料。因此, 我们采用了 PECVD 方法实现 EA 调制器端面的抗反射镀膜, 所使用的设备为英国牛津仪器公司的 Plasmalab 80 Plus 型 PECVD 沉积系统。

为实现折射率的准确控制, 我们首先对在 InP 衬底上沉积的  $\text{SiN}_x$  薄膜折射率进行了研究, InP 衬底的外延晶面为 (100) 面,  $\text{SiN}_x$  薄膜采用 PECVD 外延生长, 反应气体为硅烷 ( $\text{SiH}_4$ ) 和氨气 ( $\text{NH}_3$ ), 沉积的初始条件为: 衬底温

度 250°C，反应腔内气压 0.8 Torr，射频功率 15 W。SiN<sub>x</sub> 薄膜的折射率主要取决于 Si/N 的成分比。通过固定 NH<sub>3</sub> 流量为 10 sccm，改变 SiH<sub>4</sub> 流量，可以适当调节 SiN<sub>x</sub> 薄膜中的 Si/N 组分，从而得出适合 AR 镀膜折射率需要的 PECVD 生长条件。

为了对沉积薄膜的折射率进行精确的测量，本论文采用了 Sopra 公司的 GES-5 椭圆偏振仪测量系统进行 SiN<sub>x</sub> 薄膜的折射率测量。椭圆偏振仪是一种能测定薄膜结构中每一层光学折射率、混合物组分、表面粗糙度等信息的光学无损测量方法。其基本原理是用椭圆偏振光照射衬底表面上制备的介质薄膜，通过测量反射光极化性质的变化，得到介质膜的折射率和厚度等信息，如图 3.9 所示：

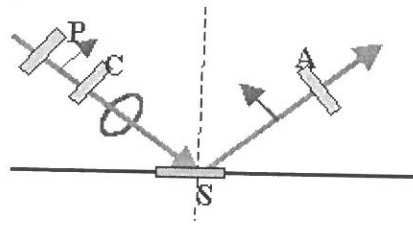


图 3.9 椭圆偏振仪基本原理示意图

入射光首先经过线性偏振片 (Linear Polarizer) P 转化为线性偏振光，再经过  $\lambda/4$  (Compensator) 后，转化为椭圆偏振光，入射到样品表面，由于样品本身的介电性质，会使入射光的电场大小和相位发生变化，当通过调节线性偏振片 P 与分析偏振片 A (Analyzer) 的相对位置使反射光完全消光时，可以得到反射光线满足的光学矩阵如式 (3-23) 所示：

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos^2 A & \cos A \sin A \\ \cos A \sin A & \sin^2 A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{pp} & 0 \\ 0 & R_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i-1 & i+1 \\ i+1 & i-1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos P \\ \sin P \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

其中 A、P 分别为线性偏振片 Analyzer、Polarizer 的光轴与入射面之间的夹角。由于线性偏振片 A、P 和  $\lambda/4$  波片 C 的光学矩阵已知，通过上述方程可以得到样品 S 的光学矩阵。由式 (3-24) 可得：

$$\frac{R_{pp}}{R_{ss}} = -\tan A \frac{\cos P(i+1) + \sin P(i-1)}{\cos P(i-1) + \sin P(i+1)} = \tan \Psi e^{i\Delta} \quad (3-24)$$

由电磁理论可知，样本的  $R_{pp}/R_{ss}$  与入射角  $\alpha$  与各层的折射率  $n_i$  和消光系数

$k_i$ , 厚度  $d_i$  有关, 即

$$\frac{R_{pp}}{R_{ss}} = f(\alpha, n_0, k_0, d_0, \dots, n_i, k_i, d_i, \lambda) \quad (3-25)$$

根据测量得到的  $A, \Psi$ , 通过适当的拟合模型, 就可以推算出材料的折射率  $n$ , 吸收系数  $k$  和厚度  $d$ 。在实验中, 由于在远离材料的谐振吸收波长, 其折射率与波长的关系可以用 Sellmeier 函数很好地近似。我们对椭圆偏仪的拟合模型和初始参数进行了优化, 并通过对相同流量、不同沉积时间的  $\text{SiN}_x$  薄膜的折射率进行拟合验证, 最终准确测定出  $\text{SiN}_x$  薄膜的折射率谱线。

图 3.10 所示为为椭圆偏振光谱仪测量得到的不同  $\text{SiH}_4$  流量下沉积的  $\text{SiN}_x$  薄膜折射率随波长的变化规律。随着  $\text{SiH}_4$  流量的增加,  $\text{Si/N}$  比例提高,  $\text{SiN}_x$  的折射率相应增加。同时,  $\text{SiN}_x$  薄膜的折射率随波长的增加而显著减小。

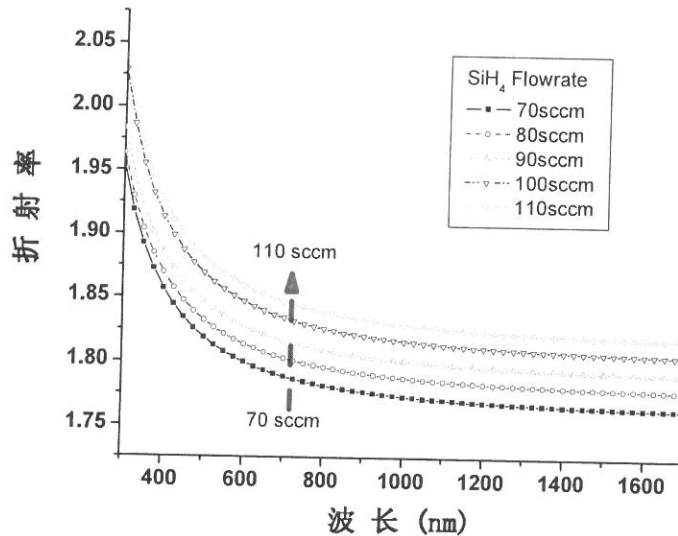
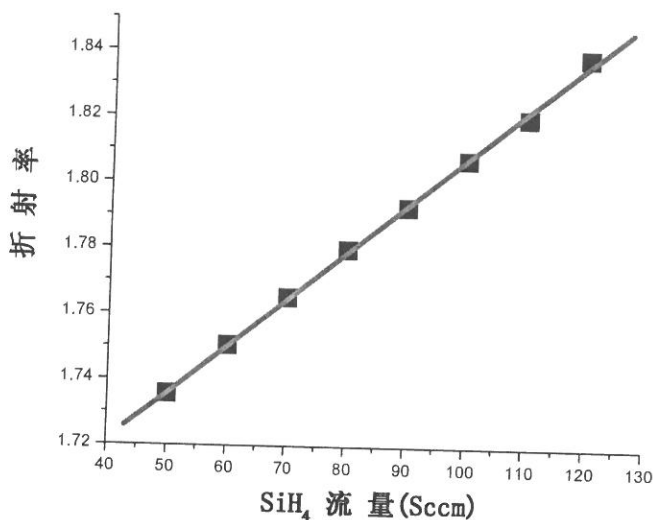


图 3.10  $\text{SiN}_x$  薄膜折射率谱线与  $\text{SiH}_4$  流量的关系

图 3.11 所示为在 1550 nm 波长下, 不同  $\text{SiH}_4$  流量下沉积的  $\text{SiN}_x$  薄膜折射率。从实验结果可见, 在保持其他沉积条件不变情况下, 折射率随  $\text{SiH}_4$  流量的增加呈现出良好的线性关系。当  $\text{SiH}_4$  流量为 90 sccm 时, 折射率在 1.793 附近, 可以满足最佳抗反射镀膜折射率的要求。

图 3.11 硅烷 (SiH<sub>4</sub>) 流量变化与薄膜折射率之间的线性关系

### 3.2.3 抗反射镀膜膜厚控制

在最佳折射率下, 要获得最佳镀膜效果, 还需要对薄膜厚度进行准确控制。由于 PECVD 反应腔内无法进行原位厚度监控, 因此, 准确控制镀膜厚度, 成为实现高反射率 AR 镀膜的关键。对于面积较大的抗反射薄膜材料, 其厚度可以由椭圆偏振仪直接测量。但对于实际的 EA 调制器端面, 其尺寸仅为百  $\mu\text{m}$  量级, 因此无法采用椭圆偏振仪直接准确测量。在一般的光电子器件镀膜中, 通常是采用原位监控 FP 激光器或 SOA 的阈值电流来实现, 但对于 DFB 激光器, 其阈值变化与端面反射率无关, 因此也无法采用监控阈值电流变化的方法来判断最佳镀膜厚度。

另一方面, PECVD 的沉积速率容易受到沉积表面形貌的影响而发生波动, 即使同样的沉积时间, 每次 EA 调制器管芯端面 AR 镀膜的厚度也会存在较大的偏差, 因此无法简单利用沉积时间来控制抗反射薄膜的厚度。为此, 我们提出了基于色度坐标的反射光谱分析方法, 通过准确测定镀膜后表面反射光颜色, 以实现 AR 镀膜厚度的准确控制。

首先, 我们根据图 3.10 中 SiH<sub>4</sub> 流量为 90 sccm 时测量得到的折射率随波长的变化曲线, 由公式 (3-19) 计算出在不同波长下的反射光谱曲线, 如图 3.12 所示。从图中不难看出, 薄膜反射峰的位置随着厚度的增加向长波长方向移动,

由于不同厚度对应的反射峰位置不同，反射光的颜色也发生变化，因此，可以采用薄膜光学中的目视法，通过 AR 镀膜的颜色监控其厚度的变化。对于 216 nm 最佳镀膜厚度，在 1550 nm 附近其反射强度最低，而在可见光谱范围内，反射峰位于 406 nm 波长。由于人眼直接观察的颜色变化具有很大的主观性，厚度变化时引起的颜色变化不容易被察觉，容易导致较大的误差，因此，为准确判定不同厚度对应的颜色，我们采用色度学的方法对颜色进行量化，通过薄膜颜色在色度图上的位置来确定对应的镀膜厚度。

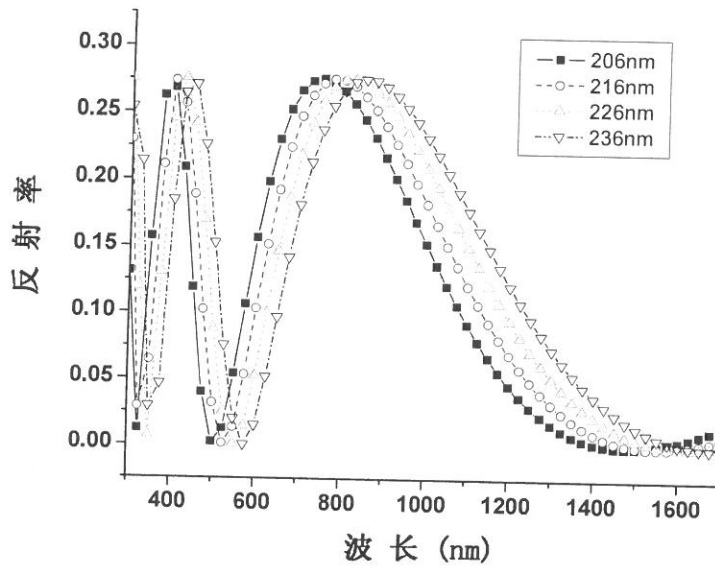


图 3.12 SiN<sub>x</sub> 薄膜的反射谱计算曲线

根据国际照明委员会 (International Commission on Illumination, CIE) 1931 颜色标准的定义，反射光谱在色度图中的坐标，可以通过反射光谱与颜色匹配函数  $\bar{x}(\lambda)$ ,  $\bar{y}(\lambda)$ ,  $\bar{z}(\lambda)$  的积分得到，其坐标 XYZ 分别为

$$X = \int_0^{\infty} I(\lambda)\bar{x}(\lambda)d\lambda, Y = \int_0^{\infty} I(\lambda)\bar{y}(\lambda)d\lambda, Z = \int_0^{\infty} I(\lambda)\bar{z}(\lambda)d\lambda \quad (3-26)$$

其中  $\bar{x}(\lambda)$ ,  $\bar{y}(\lambda)$ ,  $\bar{z}(\lambda)$  分别为红，绿，蓝三原色光的单色光谱函数，如图 3.13 所示：

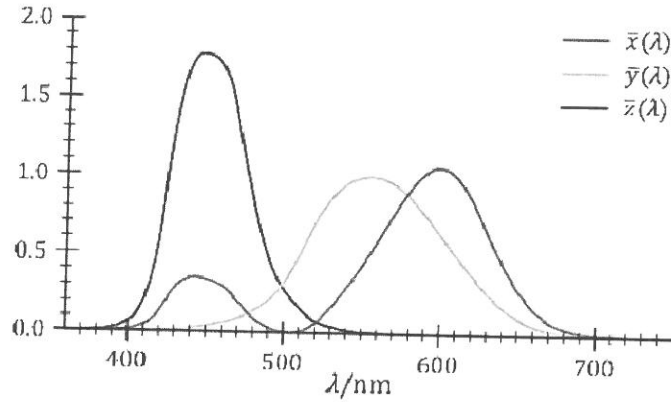


图 3.13 RGB 颜色匹配函数

对根据反射光谱计算出来的 XYZ 坐标进行归一化，可以得到在 CIE 1931 色度图上的规格化坐标  $x = X/(X+Y+Z)$ ,  $y = Y/(X+Y+Z)$  [58]。图 3.14 为根据图 3.13 中 216 nm 膜厚的反射光谱曲线计算得到的最佳镀膜厚度在 CIE1931 色度图中对应的颜色，其色度坐标为 (0.30, 0.19)

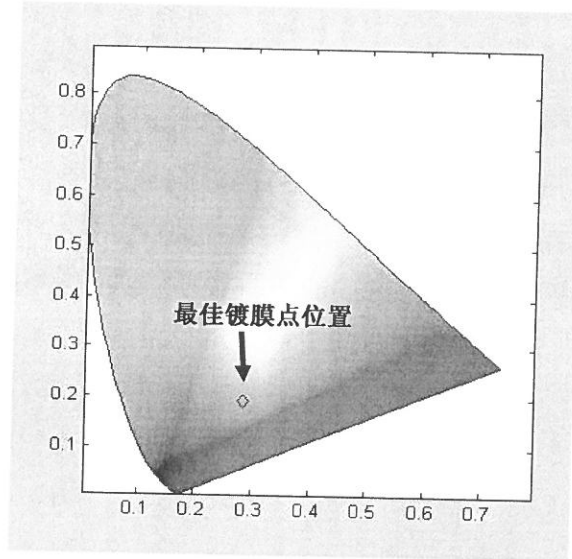


图 3.14 最佳镀膜厚度对应的色度图颜色

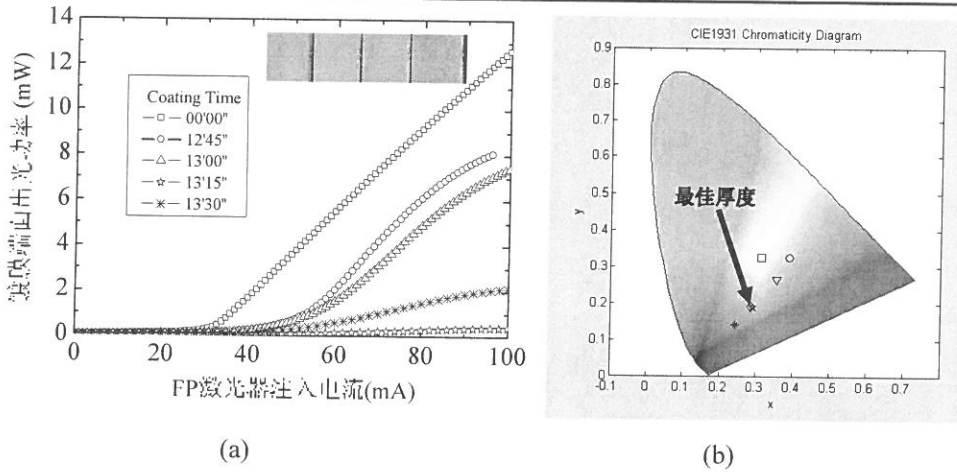
根据以上分析可知，通过对集成管芯端面镀膜颜色的精确控制，就可以实现膜厚的控制。我们采用数码相机在固定光强照明下，对镀膜端面的颜色进行拍照，并根据 CIE 标准光源 B（充气螺旋钨丝灯加罩标准滤光器）的照明假设，提取出 RGB 颜色值，进而按以下变换矩阵转换到 XYZ 坐标

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2.7689 & 1.7517 & 1.1302 \\ 1.0002 & 4.5907 & 0.0601 \\ 0 & 0.0565 & 5.5943 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix} \quad (3-27)$$

在此基础上计算出该镀膜颜色在标准 CIE 色度图中的  $x$ - $y$  坐标。通过比较镀膜端面颜色与最佳镀膜厚度反射谱对应的  $x$ - $y$  坐标, 就可以实现对镀膜厚度的精确控制, 从而获得足够低的反射率。

为此我们采用端面镀膜工艺对 InGaAsP 材料 FP 激光器进行了抗反射镀膜的实验。在每次沉积  $\text{SiN}_x$  薄膜前后, 均进行了电流-光功率测试和光谱测试。薄膜沉积时间分别是 12'45''、13'、13'15''、13'30'', 沉积条件如前文所述,  $\text{SiH}_4$  流量采用 90 sccm。

图 3.15(a)所示为不同镀膜时间 FP 激光器的 L-I 曲线。在对 FP 激光器端面进行抗反镀膜后, 镀膜端面反射率降低, 其阈值也随之增大, 其输出变为以自发辐射为主, 不再具有激光器的特性。当镀膜厚度达到最佳值时, 出光功率降为最低。如果继续增加沉积厚度, 镀膜的反射率增大, 出光功率又开始增加。最佳镀膜点附近的, FP 阈值最高, 功率最弱。此时, 端面颜色与最佳镀膜厚度对应的色坐标最为接近。图 3.15(b)所示为不同镀膜时间的 FP 激光器解理端面颜色对应于在 CIE 色度图中的位置。图中菱形点对应于最佳镀膜厚度在 CIE 色度图中位置, 不同形状的点对应于图 3.15(b)中不同镀膜时间的抗反膜颜色。从实验结果可以看出, 端面镀膜颜色随着镀膜时间的增加逐渐接近最佳镀膜点, 然后又开始远离最佳镀膜点。即使人眼观察到颜色比较接近的点, 在色度图上也可以准确的区分。因此, 通过对端面颜色的监控, 可以实现对膜厚的精确控制, 从而获得最佳的抗反射效果, 对于具有类似外延结构的 DFB/EA 集成管芯, 虽然无法通过阈值电流变化来监控最佳镀膜厚度, 但采用此方法, 同样能够准确判断最佳镀膜厚度。



(a) FP 激射阈值随镀膜时间的变化 (b) 不同镀膜时间在 CIE 色图上的坐标

图 3.15 FP 激光器激射阈值对镀膜厚度的验证

根据我们的计算，当镀膜厚度误差在 $\pm 3$  nm 时，对应的色度图坐标误差为 $(\pm 0.045, \pm 0.045)$ ，而折射率误差在 $\pm 0.01$  以内时，对应的色度图坐标误差为 $(\pm 0.005, \pm 0.005)$ 。在此误差范围内，镀膜反射率可达到 $10^{-4}$  量级。在实际镀膜中，通过色度图坐标判断的颜色误差低于该范围，因此可以实现 $10^{-4}$  量级的端面残余反射率。

### 3.3 抗反射镀膜对张弛振荡的抑制效果

为评价抗反射镀膜的特性，我们采用 Kaminow 等人提出的模式折射率法<sup>[59]</sup> 确定端面反射率。其方法为：首先测量镀膜前 FP 激光器在阈值点附近的激射光谱，然后对 FP 管芯进行端面抗反射镀膜，并测量出镀膜后在阈值点附近的光谱，如图 3.16 所示：

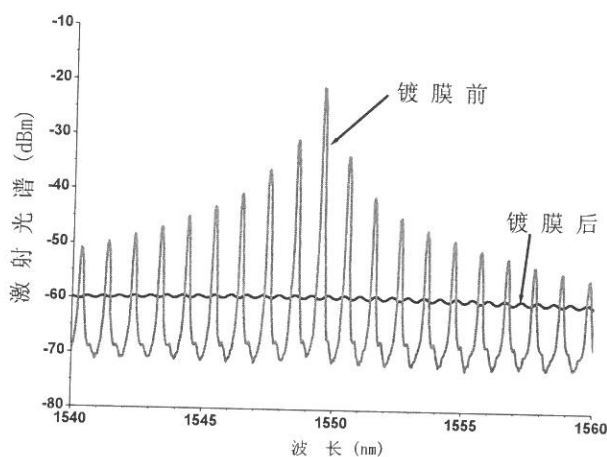


图 3.16 抗反射镀膜前后 F-P 激光器阈值处光谱

根据测量镀膜前后的阈值电流处的光谱，由公式 (3-28) 可以确定调制指数  $m$ ，进而确定镀膜后的端面反射率：

$$m = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{P_{\max} + P_{\min}} = \frac{2|a|}{1 + |a|^2} \quad (3-28)$$

$$R_1 R_2 = (|a| R_l)^2 \quad (3-29)$$

其中， $P_{\max}$  与  $P_{\min}$  分别为 FP 模式的波峰与波谷处的功率，对于 InGaAsP 激光器，其有源层的有效折射率为 3.215，对应的端面反射率  $R_l \approx 0.3$ 。根据图 3.16 所示的光谱测量结果，计算得到的器件端面最低反射率为  $7.5 \times 10^{-5}$ 。

根据前面的分析，通过基于反射光谱色度坐标的厚度确定方法对 DFB/EA 集成管芯进行端面抗反射镀膜，可以有效减小 EA 调制器的端面光反馈，使调制响应的低频起伏得到抑制。图 3.17 为采用此方法进行端面镀膜后测量得到的集成管芯小信号调制响应曲线，从测试结果可以看出，采用该方法进行抗反射镀膜后，调制响应中的张弛振荡得到了明显的抑制，无论调制偏压如何变化，都不会出现低频响应起伏，从而保证了大信号调制响应眼图的质量。

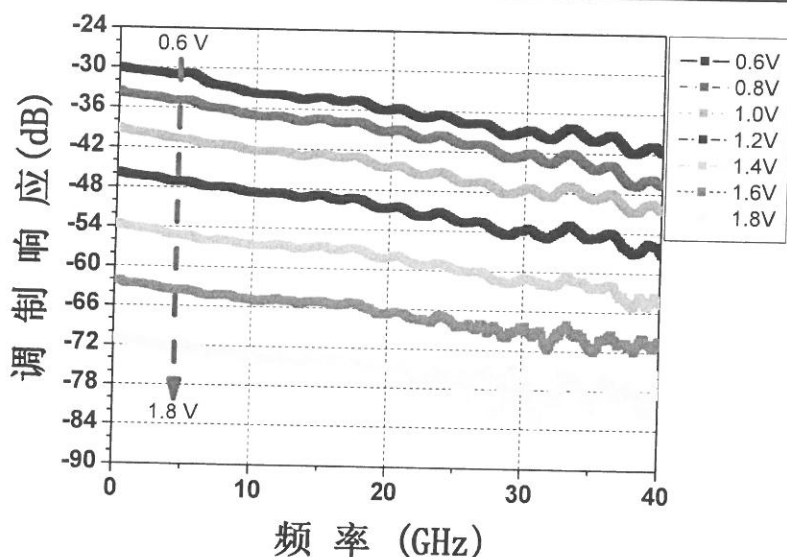


图 3.16 端面抗反射镀膜抑制 EA 端面反射后的小信号调制响应曲线

### 3.4 本章小结

为了抑制集成光源模块中的低频响应起伏，本章通过实验和理论分别研究了调制器端面反射导致的 DFB 激光器张弛振荡对低频起伏的影响，并通过带端面反射的激光器速率方程计算了端面反射项对低频起伏的影响。

我们采用了 PECVD 沉积的  $\text{SiN}_x$  抗反射镀膜抑制调制器端面反射。为实现最佳镀膜折射率，我们用椭圆偏振光谱仪准确测量了  $\text{SiN}_x$  薄膜折射率，并通过控制 PECVD 沉积中的  $\text{SiH}_4$  流量实现了对镀膜折射率的有效控制。为了实现镀膜厚度的准确控制，我们提出了基于色度坐标的膜厚控制方法，通过将端面镀膜颜色转化为色度坐标来判断最佳镀膜点的位置，消除了由颜色判断带来的主观误差，从而提高了实验的稳定性和膜厚控制的精度。

通过模式折射率法测量得到的调制器端面镀膜反射率达到  $10^{-4}$  量级，集成管芯的小信号调制测量结果表明，在调制偏压范围内，端面抗反射镀膜后的集成管芯小信号调制响应曲线中的低频陡降被完全抑制。

## 第4章 集成光源模块的微波谐振抑制

本章对集成光源模块中存在的高频起伏现象进行了研究,通过对共面波导传输线中微波谐振模式的理论分析和仿真,判定了接地共面波导传输线(Ground Coplanar Waveguide, GCPW)中存在的类微带线(Micro-Strip Like, MSL)模式是引起集成光源模块高频谐振的主要原因,并通过带有金属通孔的微波传输线设计,实现了模块封装中的微波谐振抑制。

与采用导电银胶涂覆上下电极的方式相比,采用带金属通孔的 GCPW 传输线具有较好的工艺稳定性和可重复性,从根本上解决了集成光源模块封装中的微波谐振问题,实现了调制响应中高频谐振的有效抑制。

经过工艺改进,集成光源模块中的调制响应不平坦现象获得了完全的抑制,集成光源模块的小信号调制响应特性得到了明显的提高。

### 4.1 集成光源模块中的微波谐振机理

为了测试集成光源管芯的微波调制性能,需要进行微波传输线的设计,使微波信号能通过微波测试微波探针有效的加载到调制器电极上。其中需要考虑的核心问题之一就是高速调制信号的有效馈送,如果传输线设计不合理,由传输线导致的微波损耗和谐振将会使集成管芯的调制性能劣化。

实验室前期工作中已经对微波传输线进行了设计<sup>[37]</sup>,采用了 CPW 的形式将微波信号与地电极分别焊接到集成管芯的 P 型电极和 N 型电极上。由于 CPW 传输线的地电极 G 与信号电极 S 共面,在管芯焊接时便于连接管芯的地电极和焊盘电极引线,且便于封装和测试,因此在微波封装中被广泛应用<sup>[60-62]</sup>。为了与测试所用的 CPW 探针尺寸兼容,实验室设计的 CPW 传输线的尺寸如图 4.1 所示,信号电极宽度为 0.496 mm,信号电极和地电极之间的间隙为 0.189 mm,地电极的宽度为 0.500 mm。

为了实现微波调制信号与 EA 调制器之间的信号匹配,减小微波反射,还需要在传输线与 EA 调制器之间制作微波匹配电阻<sup>[63]</sup>。我们采用了磁控溅射制作的 Ta<sub>2</sub>N 薄膜电阻作为传输线匹配电阻,薄膜电阻的阻值如式(4-1)所示。

$$R = \rho \frac{l}{wd} = \frac{\rho}{d} \times \frac{l}{w} = R_w \times \frac{l}{w} \quad (4-1)$$

式中  $R$  为薄膜电阻的阻值,  $\rho$  为薄膜的电阻率,  $l$ 、 $w$ 、 $d$  分别为薄膜的长度、宽度和厚度,  $R_w$  为薄膜的方阻,  $l/w$  为薄膜的方数。由于传输线信号电极与地电极的间隙宽度是固定的, 通过设计薄膜电阻尺寸使方数等于 1, 其薄膜电阻值就等于方阻, 通过控制溅射薄膜的厚度, 就可以实现对  $Ta_2N$  薄膜电阻阻值的控制。图 4.1 信号电极与地电极之间的方块即为通过溅射工艺制作的微波匹配电阻。在传输线中, 为了使测试系统和传输线形成良好的阻抗匹配, 我们设计的匹配电阻阻值为  $50 \Omega$ , 在工艺上, 可以采用两个  $100 \Omega$  电阻并联的形式来制作  $50 \Omega$  匹配电阻, 也可以在传输线信号电极与地电极之间制作  $50 \Omega$  的单匹配电阻, 从而使微波信号能有效的加载到 EA 调制器上

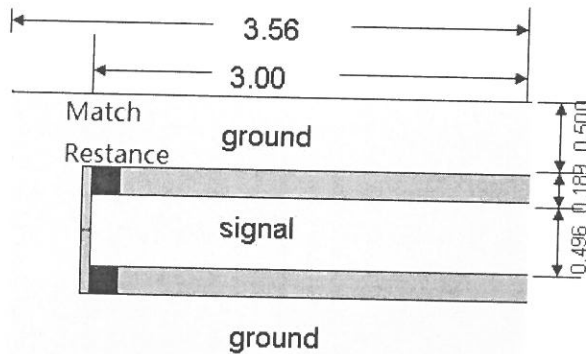
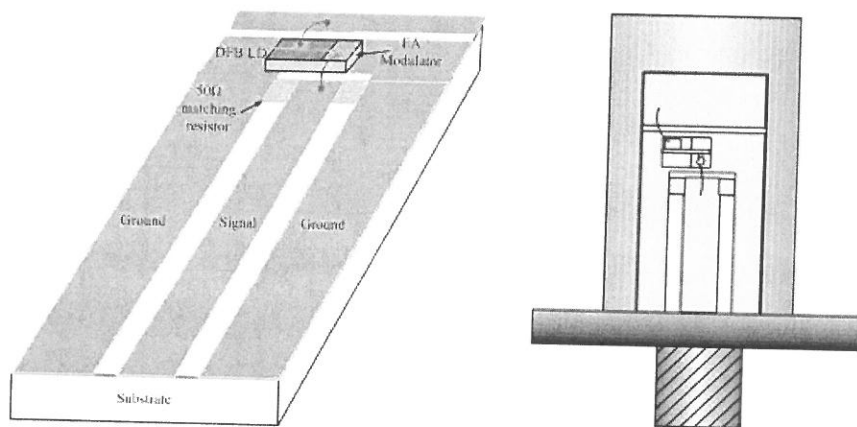


图 4.1 CPW 传输线结构示意图

在实际应用中, 外部微波调制信号通常是由信号源通过同轴电缆线加载的。为了将同轴电缆上的输入微波信号加载到传输线上, 还需要对集成光源进行封装, 使同轴接头的微波信号能通过传输线加载到调制器上。在前期实验工作中设计的集成管芯模块封装方案采用基于微波 K 接头的封装形式, 其微波传输特性可达到  $40 \text{ GHz}$ 。图 4.1 所设计的传输线尺寸同时也与 K 型接头相匹配, 在进行调制响应测试后, 可以通过简单的步骤实现集成管芯的封装。

根据上面的步骤, 集成管芯封装过程可分为管芯级封装和模块级封装, 分别如图 4.2(a)和 4.2(b)所示。管芯级封装将裸管芯焊接到 CPW 传输线上, 并进行小信号调制响应曲线的测试。模块级封装将带传输线的集成管芯焊接到预先

设计好的 K 接头模块管壳的支撑平台上，并进行光纤耦合，以形成可满足实际应用的器件，并进行最后的模块大信号眼图测试。



(a) 芯片级封装

(b) 模块级封装

#### 4.2 集成管芯封装结构示意图

在集成光源从管芯级封装安装到模块级封装的过程中，我们发现除了上文所述的张弛振荡外，在 10 GHz 以上的高频响应中也出现了调制响应起伏，从而引起调制响应曲线不平坦，如图 4.3 所示。由于这些起伏是在模块封装的过程中产生的，我们判断它是由于模块封装中的传输线设计不合理导致的微波谐振。如何消除这些微波谐振，使调制响应曲线平坦化，成为实现大信号调制的关键问题之一。

在模块测试实验中我们发现，通过在传输线两侧手工焊接导电银胶使传输线地电极与模块级封装中的金属平台相连接，可以部分消除微波谐振。但是，由于涂覆的位置和形状无法准确控制，需要对导电银胶涂覆进行多次尝试和测试，而且很难达到完全的抑制，因此该方法存在操作复杂且缺乏可重复性的问题。

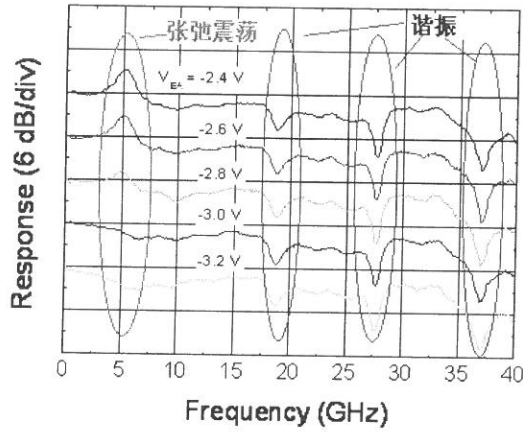


图 4.3 模块的小信号调制响应

为了实现对微波谐振的完全抑制，以减小模块封装带来的性能劣化并达到调制响应平坦化的要求，我们对模块中存在的高频响应起伏机理进行了深入分析，从而设计出能够消除微波谐振的新型传输线。

由于导电银胶涂覆的主要作用是将 CPW 传输线的地电极与金属平台相连接，而金属平台本身是与 K 接头的地电极相连接的，因此，我们判断微波谐振是由 CPW 传输线与金属平台之间形成的接地共面波导引起的，由于相对金属平台来说，CPW 传输线中的地电极位置相对较高，我们称为上表面地电极。CPW 中存在的模式主要为 CPW 模式，分布于信号电极与地电极的间隙附近，如图 4.4(a)所示。而在 GCPW 中，上接地电极与背面金属电极之间，还可能存在其他的高阶模式，其中最为重要的是平行平板波导模式或类微带线模式<sup>[64]</sup>，如图 4.4(b)所示。与 CPW 模式不同，MSL 模式的电磁场分布主要分布于上面的接地电极和背面金属电极之间，这种模式通常会引起 CPW 模式的能量耦合<sup>[15]</sup>，从而导致传输响应在高频频率范围内的微波谐振现象。

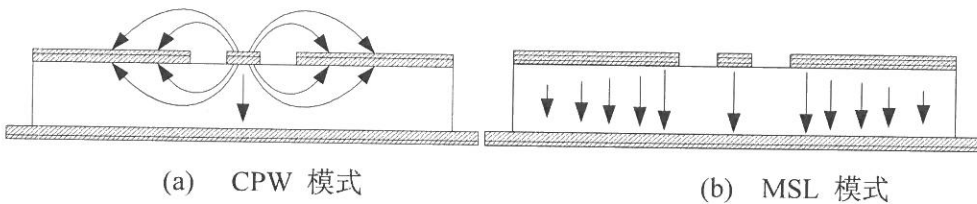


图 4.4 GCPW 中存在的传输模式

为了分析 GCPW 中的 MSL 模式对传输线的传输响应的影响，我们采用

Ansoft 公司开发的高频仿真软件 HFSS 对 GCPW 波导结构进行仿真计算。HFSS 是 Ansoft 公司推出的三维电磁场高频仿真软件，是业界公认的三维电磁场设计和分析的电子设计工业标准，其基本原理是基于有限元方法（Finite Element Method, FEM）的电磁场理论分析。

在仿真中，我们按照图 4.1 所示的传输线尺寸建立了 CPW 波导的传输线模型。仿真中所设定的信号电极和地电极均为  $2\ \mu\text{m}$  厚的金层，通过在 CPW 传输线的衬底背面加上  $2\ \mu\text{m}$  厚的金层等效为模块封装中的金属平台，形成 GCPW 传输线结构，为实现微波匹配，匹配电阻阻值设定为  $50\ \Omega$ 。封装中使用了微波损耗较低的  $\text{Al}_2\text{O}_3$  陶瓷基片作为衬底，其厚度为  $200\ \mu\text{m}$ ，相对介电常数  $\epsilon_r$  为 9.8。仿真模型如图 4.5 所示。

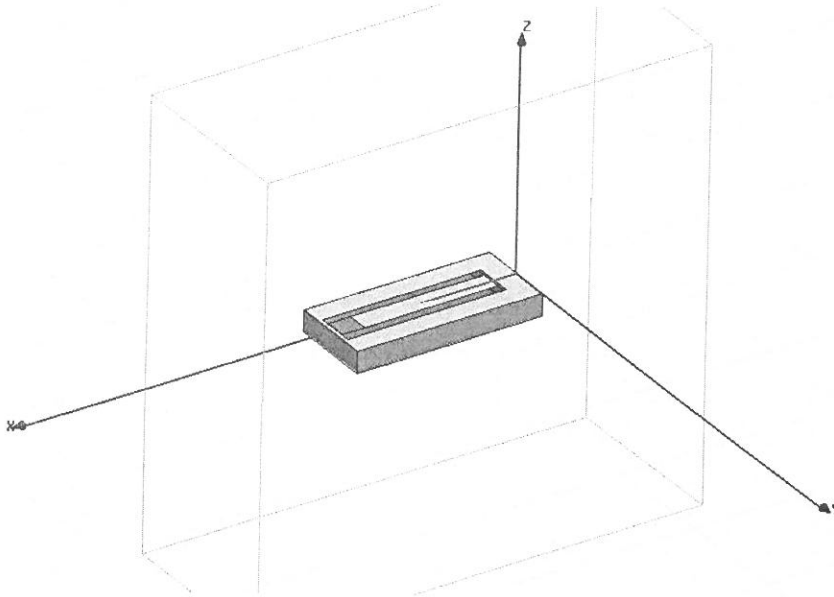
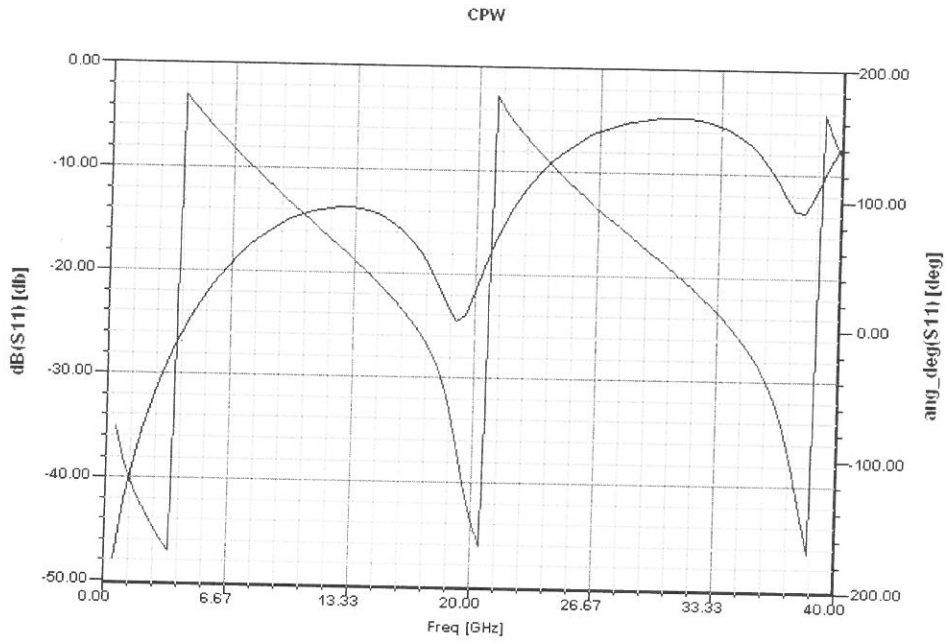
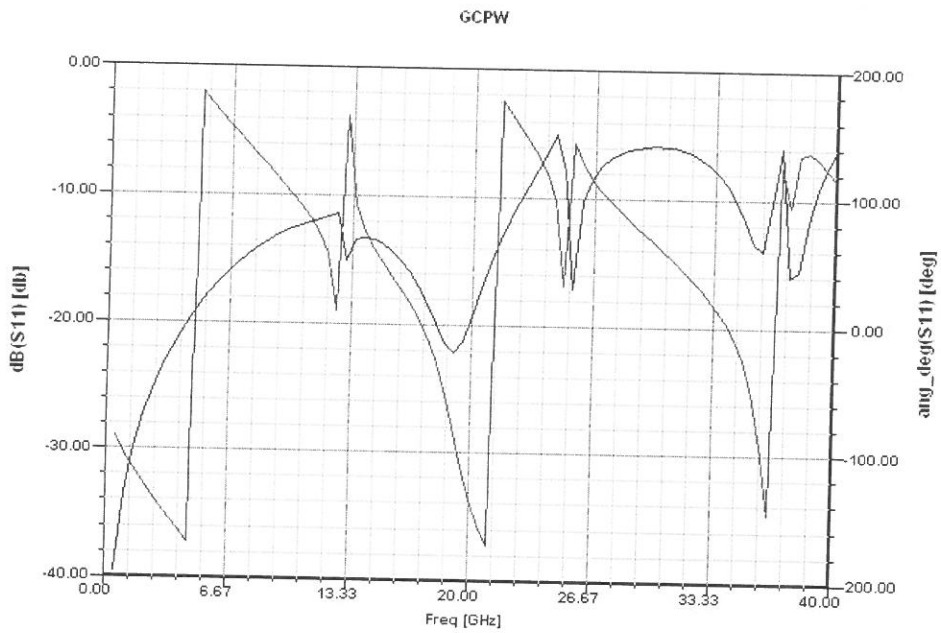


图 4.5 GCPW 仿真模型



(a) CPW 传输线



(b) GCPW 传输线

4.6 传输线反射特性仿真曲线

图 4.6(a)为仿真得到的 CPW 传输线反射特性曲线,其幅度和相位特性反映了微波信号加载到匹配电阻端的强弱,图 4.6(b)是在背面加上 Au 层后形成的 GCPW 传输线反射特性曲线,仿真结果表面,在考虑了背面金属电极的影响后,原来设计的具有较好传输特性的 CPW 传输线反射曲线中出现了明显的谐振峰,如图 4.6(b)所示。谐振峰的位置分别在 13 GHz, 25 GHz 和 37 GHz 处,与实验测试的调制响应曲线中存在的微波谐振频率基本保持一致,这就是在考虑了 GCPW 中 MSL 模式后引起的谐振。由于 MSL 模式主要分布在上接地电极和背面金属电极之间,采用导电银胶接地的方法,可以将上下表面地电极短路,从而对微波谐振形成一定的抑制,但是这种方法需要通过手工来调节焊点的位置和大小,工艺上无法准确控制且可能会引起新的谐振模式,因此,为了优化传输线的传输特性,实现调制响应曲线的平坦化,需要采用更有效的方法,从实验上彻底抑制 GCPW 中 MSL 模式的产生。

由于 MSL 模式主要垂直分布在上接地电极和背面金属电极之间,产生的主要原因是由于在上下表面地电极之间形成的微波模式,根据其产生机理可知,要抑制 MSL 模式的影响,就需要破坏传输线上接地电极和背面金属电极之间的电场分布。从实验上,可以通过在微波传输线背面添加额外的吸收层吸收 MSL 模式或者是可以将 GCPW 的上地电极与背面金属电极短路来实现<sup>[65]</sup>。在下面的章节中,我们将通过以上两种方法的研究,来分析微波谐振的抑制方法。

## 4.2 微波吸收材料对MSL模式的抑制

抑制 MSL 模式较为简单的方法就是在上接地电极与背金属电极之间增加一层微波吸收材料,使分布于上下表面地电极之间的 MSL 模式由于损耗较大而被抑制,由于集成光源模块要达到 40 Gb/s 的调制速率,因此要求微波吸收材料在 0~40 GHz 范围内都具有较好的微波吸收性能,在研究中我们选用了 Emerson & Cuming 公司生产的 Eccosorb GDS 型吸波材料。这是一种可以吸收微波能量的有机硅橡胶材料,具有高磁导系数、高介电常数和高磁损耗率等优点,其磁导系数和介电常数分别如图 4.7(a)和 4.7(b)所示。采用 GDS 型吸波材料可以吸收 6~40 GHz 范围内的微波,且具有柔韧性好,不导电,可轻易剪裁,不受潮湿影响等优点。

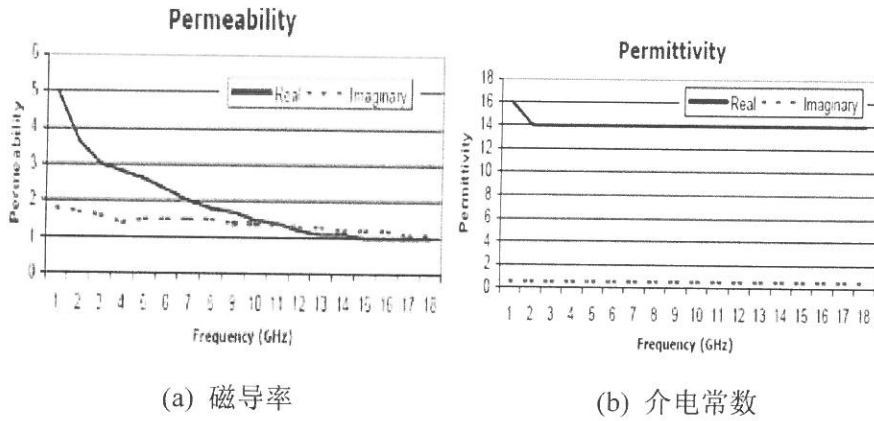


图 4.7 Emerson & Cuming 公司的 Eccosorb GDS 吸波材料参数

我们将上述吸波材料置于按图 4.1 设计的 CPW 传输线与金属平台之间，使其对垂直分布于 CPW 传输线和金属平台之间的 MSL 模式形成有效吸收，从而破坏 MSL 模式的存在条件，如图 4.8 所示。

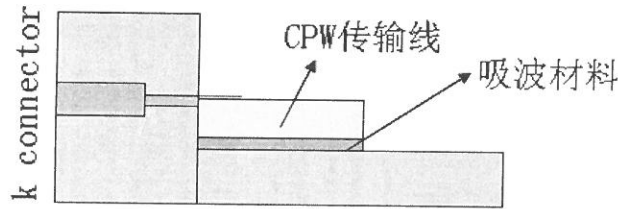


图 4.8 带吸波材料的模块封装结构示意图

为了验证抑制 MSL 模式对集成光源模块微波谐振的影响，我们从仿真与实际测试两个方面，对采用吸波材料后的传输线和集成光源模块分别进行研究。

首先，在图 4.5 所示的 GCPW 仿真模型基础上，我们根据图 4.8 所示的插入吸波材料的位置，在 CPW 传输线与背面 Au 层之间插入一层微波吸收层，并采用 HFSS 进行仿真计算以分析吸波材料对 MSL 模式的抑制作用。根据 Emerson & Cuming 公司提供的 Eccosorb GDS 吸波材料产品参数，仿真时设定的吸波材料的参数分别为  $\text{Permittivity}=14$ ， $\text{Permeability}=1$ ， $\text{Dielectric Loss Tangent} = 0.2$ ， $\text{Magnetic Loss Tangent} = 0.78$ ，吸波材料的厚度为 0.2 mm。仿真结果如图 4.9 所示。

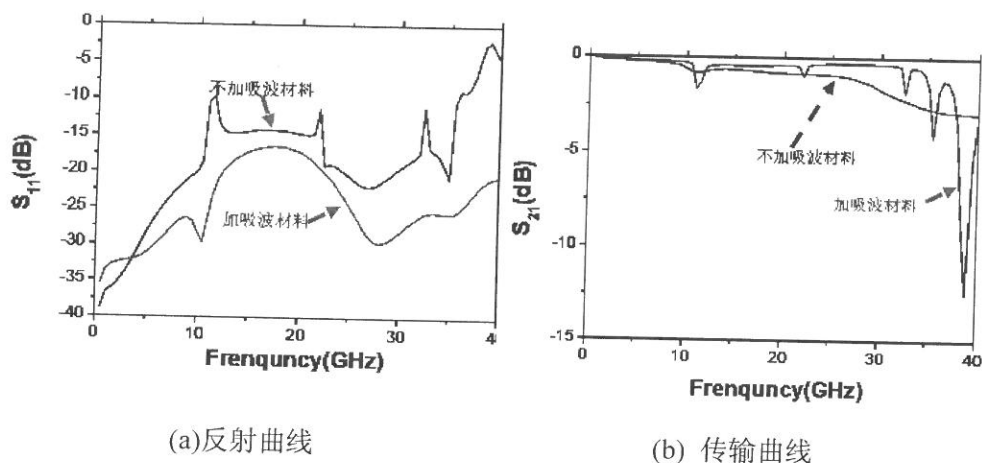


图 4.9 吸波材料对微波传输线影响的仿真结果

图 4.9(a)为固定传输线尺寸不变的情况下，在微波传输线背面添加一层 0.2 mm 厚的吸波材料前后的反射曲线。从仿真结果可知，当在 CPW 传输线背面加上吸波材料之后，位于 11 GHz, 22 GHz, 33GHz 处的微波谐振得到了明显的抑制，且反射系数低于-15 dB。图 4.9(b)所示为仿真得到的传输曲线，仿真结果表明，在加上吸波材料之后，在 40 GHz 范围内，传输曲线中存在的与反射曲线相对应微波谐振得到了有效抑制，但由于吸波材料对微波有较大的吸收系数，因此传输曲线衰减比较严重，在 40 GHz 时，传输系数衰减为-2.9 dB。这是由于吸波材料在吸收 MSL 模式微波能量的同时，也吸收了部分 CPW 模式的微波能量，影响了微波传输线的传输特性。

为了实际测量吸波材料对微波谐振的抑制效果，我们将 0.2 mm 的吸波材料置于 CPW 传输线与金属平台之间，使其紧密接触，中间不留缝隙，然后采用 Agilent 8722ES 型网络分析仪和 Cascade RF-1 型微波探针台，根据第一章中提到的小信号调制响应曲线测试方案，测试了加入吸波材料前后传输线的微波反射曲线。

图 4.10 为在加入吸波材料前后，测量得到的微波反射曲线。从实验测试结果可知，与没有放置吸波材料时微波传输线的反射曲线相比，加上吸波材料之后的反射曲线在 40 GHz 范围内变得更加平滑，而且不存在谐振峰，反射系数低于-18 dB，这与我们的仿真结果保持一致。

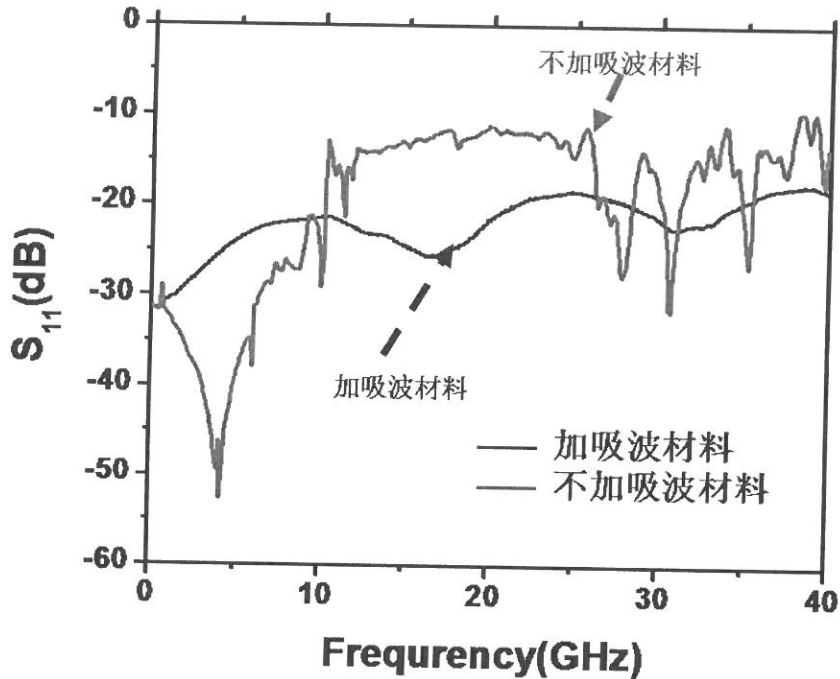


图 4.10 微波传输线的背面加上吸波材料对于反射曲线的影响

由以上分析可知，在加入微波吸收材料对上下表面地电极之间的 MSL 模式进行抑制后，微波谐振现象可以得到一定的抑制。但是由于吸波材料本身的微波吸收系数较大，在抑制 MSL 模式的同时，会造成较显著的传输衰减，影响 3 dB 传输带宽。另外，由于吸波材料为柔性材料，容易造成封装强度不够，位置不稳定。同时，其热导率较低，影响微波传输线的散热性能，不利于集成光源的封装。因此，我们重点对将上接地电极与背面金属电极短路的 GCPW 传输线进行了研究，以实现微波谐振更好的抑制。

### 4.3 含金属通孔的GCPW传输线

#### 4.3.1 含金属通孔的GCPW传输线仿真设计

为了实现 GCPW 波导中的微波谐振抑制，也可以采用将 GCPW 传输线的上表面地电极与背面金属电极短路的方法，如图 4.11 所示。

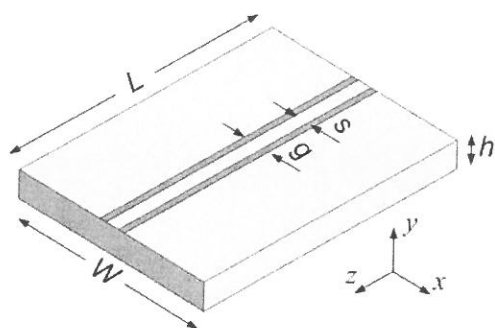


图 4.11 侧面短路的 GCPW 的仿真模型

当 GCPW 的上表面接地电极与背面金属电极短路之后，对于 MSL 模式，可以等效为一个金属波导。如不考虑 CPW 信号电极与上表面地电极之间的间隙，则可以将传输线的  $x$  与  $y$  方向视为金属短路面，而  $z$  方向视为高介电常数介质与空气的交界面，可等效为开路面，整个 GCPW 传输线可等效为一个矩形谐振腔，其谐振频率由传输线尺寸决定，可近似表示为：

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \left( \frac{m}{W} \right)^2 + \left( \frac{n}{h} \right)^2 + \left( \frac{l}{L} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (4-2)$$

其中， $c$  为真空中的光速， $\epsilon_r$  为衬底材料的介电常数， $W$ 、 $h$  和  $L$  分别为传输线的宽度，长度和厚度， $m$ 、 $n$  和  $l$  为整数。由微波理论可知，该谐振腔中的最低模式为  $TE_{100}$  模，对应的截止波长为传输线宽度  $W$  的两倍。当传输线中的微波频率与 MSL 模式的谐振频率相同时，沿 GCPW 传输线传播的 CPW 模式会与 MSL 模式发生耦合，从而导致传输响应中的谐振。通过合理设计传输线的尺寸，可以使 MSL 模式的谐振频率高于 40 GHz，从而实现在 40 GHz 调制带宽内的微波谐振抑制。在实际应用中，为了减小传输线对集成管芯性能的影响，保证 40 Gb/s 调制信号的无失真传输，传输线带宽的设计需要留有一定的裕量，一般要求微波传输线的传输特性在 60 GHz 的频率范围内保证平坦。根据公式 (4-2)，由 MSL 模式中最低谐振模式  $TE_{100}$  模计算得到的在 60 GHz 内保持无谐振现象的传输线最大宽度为 0.9 mm。

由于传输线宽度太小，且图 4.11 所示的侧面短路 GCPW 结构需要在传输线的侧面翻金，在工艺制作中存在困难。因此在实际制作上，通常采用打接地通

孔的微波传输线来代替侧面翻金,金属通孔的存在会破坏MSL模式的电磁场边界条件,也可以形成对微波谐振的抑制。由于激光打通孔的技术现在比较成熟,并且比较适合于规模化生产,因此在论文中,我们实际上采用了打通孔接地的方法来进行MSL模式的抑制<sup>[66-67]</sup>。

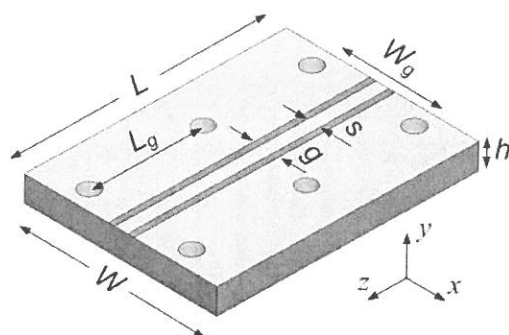


图 4.12 含金属通孔短路的 GCPW 的仿真模型

由于接地金属通孔的存在,可以将通孔位置视为等效短路面,从而获得与图 4.11 类似的对MSL模式的抑制效果。根据公式(4-2)的近似计算,需要通孔的间距至少应小于0.9 mm,但是由于金属通孔的引入会造成电磁波在沿z轴方向形成反射,其传输特性远比图 4.11 所示的结构要复杂,尤其是在z向通孔间距的设计上,因此,我们采用了HFSS对含通孔的GCPW传输线进行了设计和制作,其中GCPW传输线的仿真设计与硕士生周奇伟同学共同完成<sup>[68]</sup>。

图 4.12 为含金属通孔的GCPW传输线仿真模型。仿真中采用的传输线长度为2 mm, GCPW传输线信号电极宽度为100  $\mu\text{m}$ , 信号电极与地电极之间的缝隙为50  $\mu\text{m}$ , 匹配电阻为50  $\Omega$ , GCPW传输线热沉厚度为0.2 mm, 相对介电常数为9.8, 由于实际激光钻孔工艺条件的限制, 通孔直径固定为150  $\mu\text{m}$ , 传输线宽度 $W$ 为1.5 mm。

对于MSL中的最低谐振模式 $\text{TE}_{100}$ 模式而言, 由于金属通孔的存在, 其谐振频率主要受到通孔之间的宽度 $W_g$ 和通孔之间长度 $L_g$ 的影响。由于金属通孔间距过小会增加微波传输线的实际制作困难, 并减小微波传输线的机械强度。因此, 我们将通孔之间的宽度 $W_g$ 设置为0.8 mm, 在保持其他参数不变的情况下, 我们计算了z向通孔间距 $L_g$ 对传输响应的影响, 仿真结果如图 4.13 所示。从仿真结果可以看出, 最小谐振峰频率随通孔间距 $L_g$ 的减小而提高, 当x向通

孔间距  $W_g$  保持为 0.8 mm 时,  $z$  向通孔间距需要小于 0.6 mm, 才能保证在 60 GHz 频率范围内的微波谐振模式得到有效的抑制<sup>[69]</sup>。

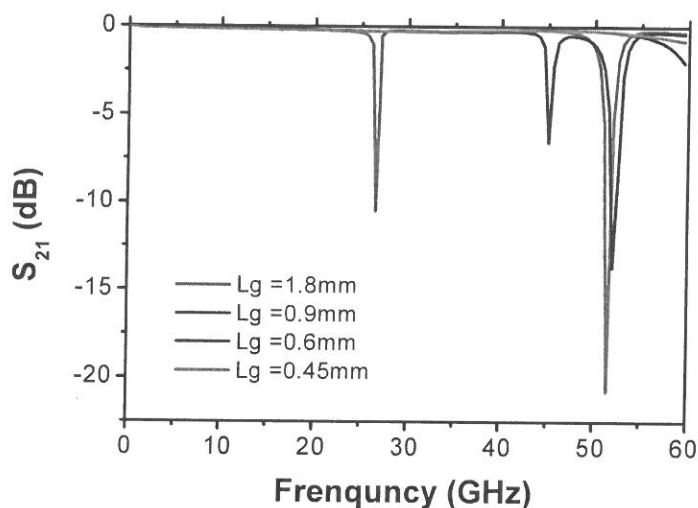


图 4.13 侧面短路的 GCPW 的仿真传输曲线

#### 4.3.2 含金属通孔的 GCPW 传输线制作与测试

根据上一节的分析与仿真, 我们设计了如图 4.12 所示的含金属通孔的 GCPW 传输线, 并对传输线进行了实际制作, 传输线采用  $\text{Al}_2\text{O}_3$  陶瓷基片作为衬底材料, 厚度  $h$  为 0.2 mm, 相对介电常数为 9.8, 信号电极宽度为 100  $\mu\text{m}$ , 信号电极与地电极之间的缝隙为每边 50  $\mu\text{m}$ , 传输线长度  $L$  为 2 mm, 传输线宽度  $W$  为 1.5 mm, 采用的单匹配电阻的形式, 阻值为 50  $\Omega$ , 通孔直径为 150  $\mu\text{m}$ , 通孔之间宽度间隔  $W_g$  为 0.8 mm, 通孔之间长度间隔  $L_g$  为 0.5 mm。

具体的 GCPW 传输线制作流程如图 4.14 所示。首先在  $\text{Al}_2\text{O}_3$  的陶瓷基片上制作出阻值为 50  $\Omega$  的  $\text{Ta}_2\text{N}$  匹配电阻, 再根据设计好的尺寸和位置, 利用激光打孔机在陶瓷衬底上制作出直径为 150  $\mu\text{m}$  大小的通孔。然后采用溅射工艺制作出 Ti/Cu/Ni/Au (50 nm/150 nm/100 nm/60 nm) 金属电极和 Ti/Au (50 nm/60 nm) 背电极并进行退火, 最后利用电镀工艺获得厚度为 2~3  $\mu\text{m}$  的厚金电极。由于目前实验室尚无激光打孔的条件, 此传输线我们通过联系航天二院 23 所外协加工完成。

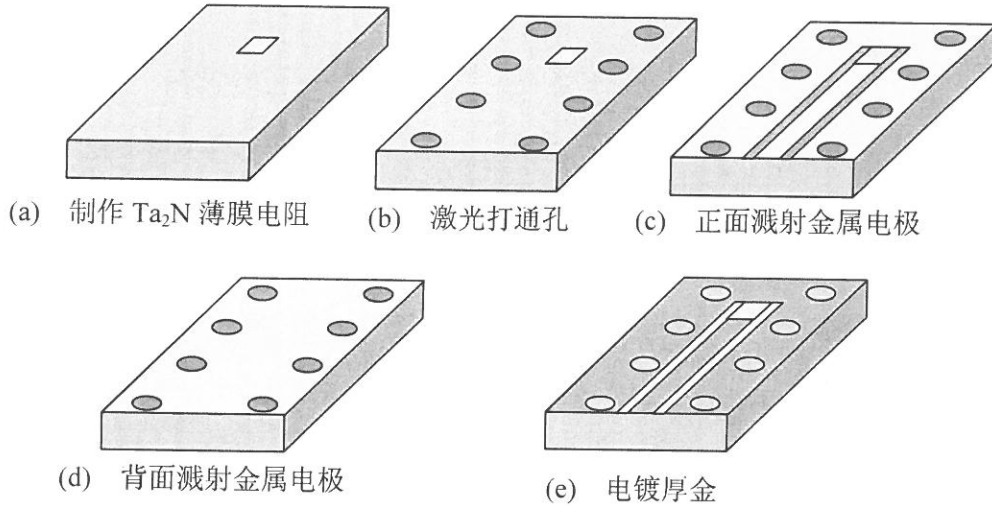


图 4.14 带金属通孔的 GCPW 制作工艺流程

最终制作完成的微波传输线如图 4.14(e) 所示。我们对传输线的反射曲线进行了测量，测试结果如图 4.15(a)所示，为了测量传输线的传输特性，我们用氟硝酸溶液 (HF : HNO<sub>3</sub> = 2 : 1) 湿法腐蚀去除匹配电阻，然后对其微波传输线的传输特性进行了测试，如图 4.15(b)所示，由测试结果可知，由于金属通孔对 MSL 模式的抑制，新制作的含金属通孔的 GCPW 传输线反射曲线和传输曲线平滑，微波谐振在 40 GHz 带宽内被完全消除，传输损耗小于 0.3 dB。

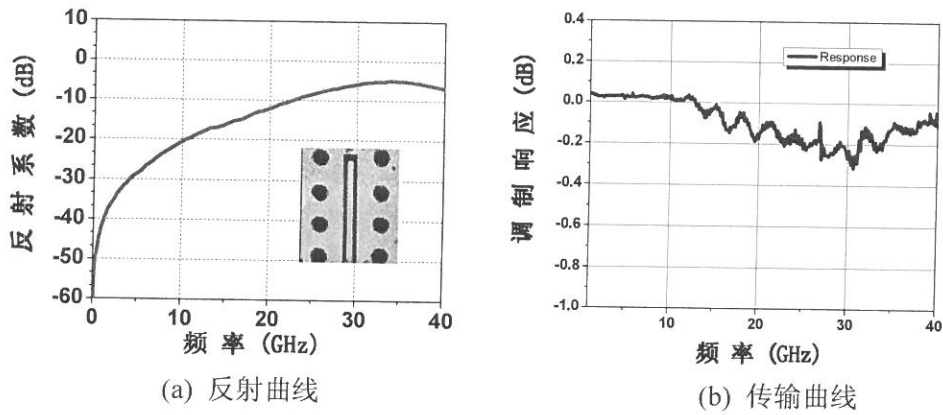


图 4.15 含金属通孔的 GCPW 测试曲线

为了检验焊接管芯后的 GCPW 传输线实际效果,在图 4.14 所示的传输线上进行了管芯级封装测试,将 DFB/EA 集成管芯通过 GCPW 传输线焊接到传输线上,用 Cascade ACP40 型微波探针集成管芯的反射和调制响应曲线进行了测试,测试结果如图 4.16 所示,与采用 CPW 传输线的集成管芯相比,在采用新型传输线进行模块封装后,集成光源模块中的微波谐振现象得到了有效抑制,反射曲线在 40 GHz 范围内光滑且无谐振现象,调制响应曲线呈均匀下降趋势,在 40 GHz 范围内均不存在谐振。

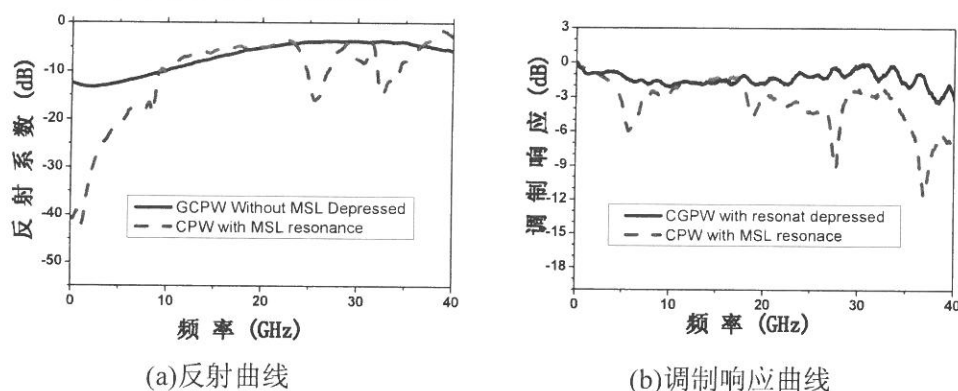


图 4.16 GCPW 传输线上焊接集成管芯后测量曲线

#### 4.4 本章小结

本章分析了集成光源模块封装中存在的微波谐振现象产生机理,由于在管芯封装中 CPW 波导上接地电极与金属平台之间形成的 MSL 模式容易产生谐振,从而引起了集成光源模块响应中的微波谐振现象。通过在传输线热沉与金属平台之间加微波吸收材料,减弱了由 MSL 模式引起的微波谐振。

由于微波吸收材料存在传输损耗大,不容易安装,稳定性和散热性差等问题,我们采用了带金属通孔的 GCPW 传输线实现对 MSL 模式的抑制。通过采用 HFSS 对传输线尺寸和通孔位置的仿真,得到了在 40 GHz 调制带宽内平坦无谐振的新型传输线结构。

通过对新型传输线的工艺制作和测试,成功实现了集成光源模块中的微波谐振抑制,测试结果表明,采用带金属通孔的 GCPW 传输线,可以实现对微波谐振的有效抑制。

## 第5章 集成管芯消光比和调制带宽的提高

电吸收调制器对消光比和调制带宽的要求,是实现高速大信号调制应用的基础。由于调制器消光比和带宽的相互制约关系,在提高调制带宽的同时,往往会降低调制器消光比,从而对集成管芯的大信号调制特性造成影响。

本章从器件结构设计和工艺优化的角度,对集成管芯的消光比和调制带宽进行了优化,主要思路是通过增大调制器长度提高器件的消光比,同时进一步降低调制器电容以保持足够的调制带宽。本章采用了苯并环丁烯(BCB)聚合物工艺以减小绝缘层介电常数,并通过金线键合技术进一步减小调制器电极面积,从而降低了调制器电极电容,以补偿由于调制器长度增加对调制带宽的影响。

本章中还对集成管芯调制响应中存在的低频陡降问题进行了实验研究,通过对P电极欧姆接触工艺的优化,可靠地减小了串联电阻,抑制了调制响应中低频陡降对调制带宽的影响。

### 5.1 调制器消光比和带宽的制约关系

从第二章的分析可知,调制器消光比对大信号调制眼图的张开度有明显影响。在相同的调制信号强度下,消光比越大,输出光信号的0电平和1电平差别越大,眼图张开越明显,信号传输质量越好。在前期研究工作中,为了满足40 Gb/s调制速率的要求,主要采用了减小调制器长度的方法来减小电容,调制器长度最小减小到50  $\mu\text{m}$ 左右,从而导致了较低的静态消光比(约13 dB)。另一方面,由于调制响应不平坦导致上下眼皮过厚,最终测量得到的动态消光比仅有4 dB,严重影响了集成光源模块的大信号调制传输质量和误码率。针对以上问题分析,本章重点研究了在保证调制器消光比的基础上,如何提高调制器的调制带宽,以实现调制速率达40 Gb/s下静态消光比达到27 dB的高速集成光源模块。

调制器的消光比主要由材料的吸收系数和调制器长度决定,对于多量子阱电吸收调制器,电场作用下的消光比系数可以表示为式(5-1)所示<sup>[70]</sup>:

$$ER_{\omega} = \Gamma_{MQW}(\omega) 10 \log(e^{-[\alpha_1(\omega) - \alpha_0(\omega)]L}) \quad (5-1)$$

其中,  $\Gamma_{MQW}$  是量子阱中的光限制因子,  $\alpha_1(\omega)$  和  $\alpha_0(\omega)$  分别表示在有外场作用和没有外场作用下的吸收系数,  $L$  为调制器长度。

从式 (5-1) 可以看出, 为提高调制器消光比, 需要在原有材料的基础上增加调制器的长度, 或者重新设计有源区, 以获得更大的吸收系数和光限制因子。在实验室的前期研究中, 已经对基于同一外延层结构的集成光源量子阱结构进行了大量的设计和优化工作<sup>[71]</sup>, 基于具有较大导带偏移量和较好温度特性的 InAlGaAs 量子阱材料<sup>[72-75]</sup>。通过采用 10 个 10 nm 的 InGaAlAs 量子阱作为调制器吸收层以获得较大的吸收系数, 其外延结构如图 5.1 所示<sup>[39]</sup>。

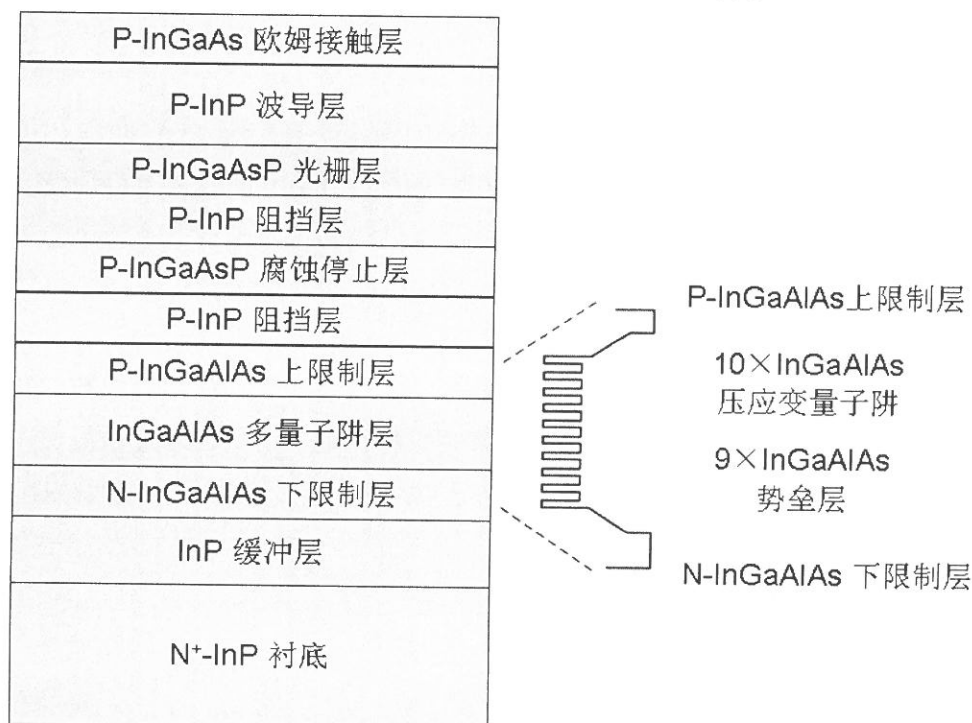


图 5.1 DFB/EA 集成管芯的外延层结构

在上述外延层结构的 DFB/EA 芯片基础上, 本论文主要采用了通过增大调制器长度来提高消光比的方法, 将 EA 调制器的长度增加到  $100 \mu\text{m}$  以提高调制器的消光比。由于调制器长度增加近一倍, 将使调制器的静态消光比得到明显改善, 但调制器长度的增加会导致调制器电容的增大, 将会大大减小调制器的

调制带宽，因此，为同时实现提高消光比和调制带宽，需要在增大调制器长度的同时，进一步减小调制器电容，从而满足调制带宽的要求。在本章节中，我们对制约调制器带宽的因素进行了分析，并通过优化集成管芯工艺，实现了提高调制器消光比和调制带宽的目的。

## 5.2 器件电容对调制器带宽的影响

### 5.2.1 电容对调制器带宽的影响

对于集总参数的 DFB/EA 集成管芯，其等效电路模型可以表示为图 5.2 所示 [76]：

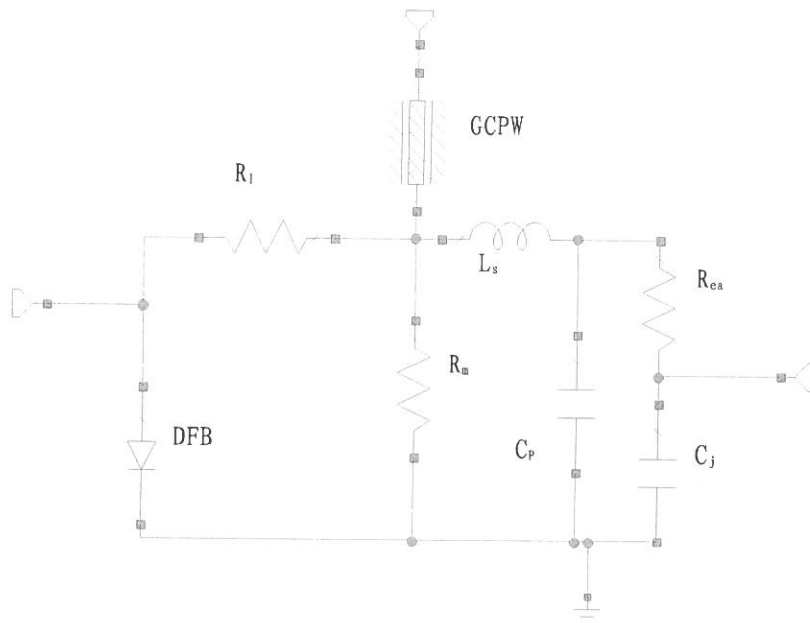


图 5.2 DFB/EA 集成管芯等效电路示意图

其中  $R_1$  为 DFB 与 EA 之间的隔离电阻， $R_m$  为减小微波反射所需要的匹配电阻，与传输线特性阻抗相匹配，通常为  $50 \Omega$ ， $C_j$  为调制器反向偏压时的结电容， $C_p$  为金属焊盘与 N 电极之间的焊盘寄生电容。 $L_s$  为引线将微波信号加载到调制器焊盘时引入的引线寄生电感， $R_{ea}$  为由于调制器中电极欧姆接触引入的串联电阻。GCPW 为第四章所设计的含通孔的 GCPW 传输线，其传输损耗小于

0.3 dB, 影响可以忽略。

为了防止 DFB 激光器和 EA 调制器之间的电串扰, DFB 和 EA 之间的电极隔离槽可以采用干法刻蚀工艺实现, 通过将表面的 InGaAs 欧姆接触层刻蚀掉, 可以使隔离电阻大于 40 kΩ, 因此, DFB 激光器对 EA 调制器的影响可以忽略<sup>[77]</sup>。在此情况下, 调制带宽主要受等效电路中调制器的电容, 电阻和电感所形成的 LRC 回路的影响。由于寄生参数  $L_s$ ,  $R_{ea}$  相对较小, 因此, 调制带宽主要由调制器电容决定。图 5.3 为仿真得到的调制器结电容  $C_j$  对调制带宽的影响, 其他参数分别为  $L_s=0.16$  nH,  $R_m=50$  Ω,  $R_{ea}=50$  Ω,  $C_p=0.1$  pF, 由实际管芯测试得到。由仿真结果可知, 当结电容从 0.06 pF 增大至 0.2 pF 时, 3 dB 电响应带宽将可从 36 GHz 迅速减小到 12 GHz, 成为影响调制带宽最为重要的因素。

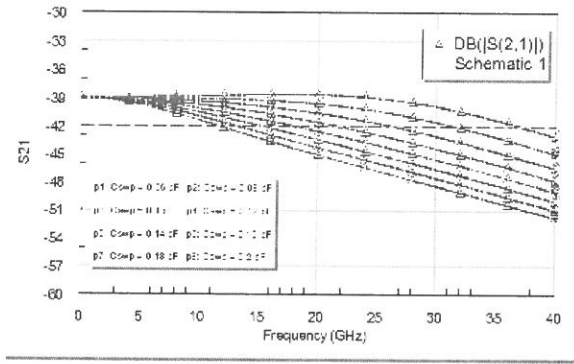


图 5.3 结电容对调制带宽的影响

调制器结电容可以由反向偏压时的 PN 结电容近似, 其电容密度可以由公式 (5-2) 表示为<sup>[78]</sup>:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{\sqrt{\frac{(N_A x_n^2 + N_D x_p^2)(N_A + N_D)}{N_A N_D}}} \quad (5-2)$$

其中,  $q$  为电子电荷,  $\epsilon_r$  为相对介电常数,  $N_a$ ,  $N_d$  分别为掺杂施主和受主浓度,  $x_n$  和  $x_p$  分别为 p 型层和 n 型层的耗尽区长度。从式 (5-2) 可知, 结电容与平行平板电容有类似, 其电容值由结面积、耗尽区长度和掺杂浓度决定。对于给定掺杂浓度的外延材料, 要减小调制器结电容, 就需要减小结区长度和宽度。由于前面已经论述过调制器长度受消光比的限制不能太小, 为保证调制器

消光比，就需要减小调制器宽度。由于调制器有源层有效折射率为 3.19，对应的  $\epsilon_r$  为 10.18，调制器耗尽区长度近似等于包括量子阱层和上下波导层在内的有源区厚度，约为  $220\ \mu\text{m}$ ，对于长度为  $100\ \mu\text{m}$  的脊波导，根据式 (5-2) 估算得到的调制器结电容密度为  $C_{pm}=4.1\times 10^{-4}\ \text{pF}/\text{m}^2$ ，根据图 5.3 的计算结果，要满足  $40\ \text{Gb/s}$  调制速率，需要将调制器结电容减小到  $0.08\ \text{pF}$  以下，对应的调制器脊波导宽度应小于  $2.4\ \mu\text{m}$ ，由于上文论述的调制器长度和消光比的制约关系，因此，要减小调制器结电容，可以减小调制器的脊波导宽度。

然而在实验室前期工作中，通过对高质量干法刻蚀技术的研究，已经将脊波导宽度减小到  $2\ \mu\text{m}$ <sup>[32]</sup>。由于工艺容差的限制，脊波导宽度很难进一步降低，而且这会大大增加光刻、脊波导保护等工艺过程的难度。因此，要提高调制器带宽，只能设法减小调制器的电极电容。

### 5.2.2 电极电容的组成和对调制带宽的影响

在调制器等效电路中，除结电容外，还存在由电极焊盘导致的寄生电极电容  $C_p$ ，电极电容  $C_p$  与结电容  $C_j$  并联形成 RLC 回路，也会对调制器的调制带宽造成影响。根据图 5.2 所示的等效电路模型，我们计算了调制器电极电容变化对调制器带宽的影响，如图 5.4 所示，仿真中所用的参数为  $L_s=0.16\ \text{nH}$ ， $R_m=50\ \Omega$ ， $R_{ca}=50\ \Omega$ ， $C_j=0.08\ \text{pF}$ ：

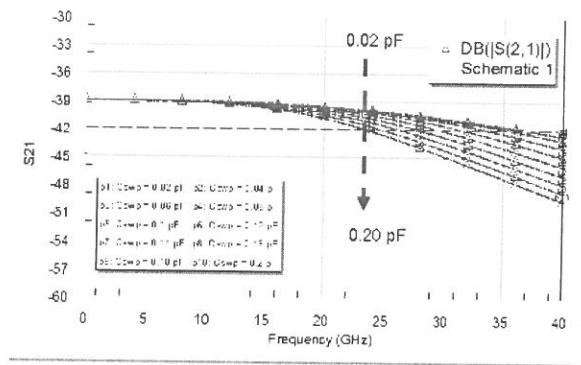


图 5.4 调制器焊盘电容对调制带宽的影响

从仿真结果可知，调制器电极电容对调制带宽的影响，主要体现在高频响应上，当电极电容从  $0.02\ \text{pF}$  增大到  $0.2\ \text{pF}$  时， $3\ \text{dB}$  响应带宽将从  $36\ \text{GHz}$  减小到  $23\ \text{GHz}$ ，因此，减小调制器中的寄生电极电容，可以改善调制带宽。

在前期研究中采用  $\text{SiO}_2$  填平工艺制作的集成管芯，调制器寄生电极电容主要分为三个部分，电极焊盘电容  $C_{p1}$ ，连接电极电容  $C_{p2}$  和容差电极电容  $C_{p3}$ ，如图 5.5 所示。

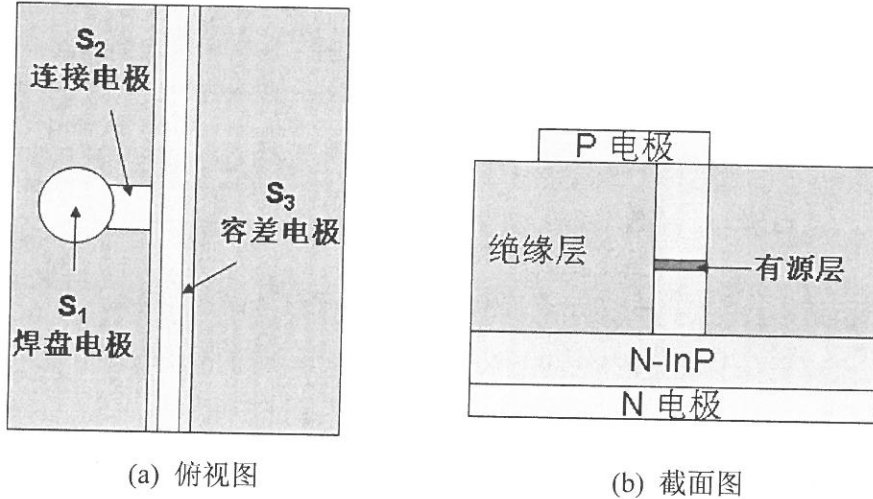


图 5.5 调制器电极电容构成

其中容差电极电容  $C_{p3}$  是由套刻误差引起。由于脊波导宽度仅有  $2\ \mu\text{m}$ ，理想情况下设计的脊波导电极宽度应为  $2\ \mu\text{m}$ ，但这种方法要求套刻精度达到亚微米量级，采用普通接触式曝光难以达到这一要求。因此，设计的电极图形模板中脊波导电极宽度为会比脊波导宽度略宽，约为  $4\ \mu\text{m}$ ，以减小套刻的难度，但因此会导致容差电极电容的产生。连接电极电容  $C_{p2}$  和焊盘电容  $C_{p1}$  则是由于金属焊盘与背面地电极之间的平板电容引起，EA 调制器电极总电容可以根据平板电容公式计算得出：

$$C_p = C_{p1} + C_{p2} + C_{p3} = \epsilon_0 \epsilon_{r1} \frac{S_1}{D_1} + \epsilon_0 \epsilon_{r2} \frac{S_2}{D_2} + \epsilon_0 \epsilon_{r3} \frac{S_3}{D_3} \quad (5-3)$$

### 5.2.3 基于BCB的聚合物填平工艺

由于  $\text{SiO}_2$  的相对介电常数较大 ( $\epsilon_r=4$ )，电极电容尚有进一步降低的空间，且二次填平工艺较为复杂，自对准曝光工艺难度较大，由侧蚀导致的侧壁缝隙需要光刻胶多次填平，影响了集成管芯工艺的成品率，因此，我们对集成管芯的电极填平工艺进行了改进，设计了基于苯并环丁烯树脂 (BCB，

Benzocyclobutene) 的一次填平工艺, 一方面可以进一步降低调制器电极电容, 以获得更高的调制速率。另一方面, 通过 BCB 聚合物填平和对脊波导进行保护, 以减小集成管芯工艺的复杂度, 并提高集成管芯工艺的成品率。

苯并环丁烯树脂是一种具有低介电常数 ( $\epsilon_r=2.6$ )、低介电损耗的材料, 且具有吸湿率低、无出气、低固化温度及平整度好等优点<sup>[79]</sup>, 在电子产品和光电器件的低介电常数保护和钝化工艺中广泛应用。在实验中, 我们采用了陶氏化学公司生产的 CYCLOTENE 3022-46 型 BCB 材料, 其材料性质如表 5.1 所示<sup>[31]</sup>:

表5.1 BCB的材料性质

Property	Measured Value
Dielectric constant	2.65 – 2.50 at 1-20 GHz
Dissipation Factor	0.0008 – 0.002 at 1-20 GHz
Breakdown Voltage	$5.3 \times 10^6$ V/cm
Leakage Current	$6.8 \times 10^{-10}$ A/cm <sup>2</sup> at 1.0 MV/cm <sup>2</sup>
Volume Resistivity	$1 \times 10^{19}$ $\Omega$ -cm
Thermal Conductivity	0.29 W/m <sup>2</sup> K @24°C
CTE	42 ppm/°C at RT
Tensile Strength	$87 \pm 7$ MPa
Tensile Modulus	$2.9 \pm 0.2$ GPa
Elongation	$8 \pm 2.5$ %
Poisson's Ratio	0.34
Residual Stress	$28 \pm 2$ MPa at RT
Tg	> 350°C
Moisture Absorption	< 0.2%

由于 BCB 材料的延伸率较高, 对高低脊的平面起伏有较好的填平效果, 可以一次填平高低脊之间的高度差, 且具有较低的介电常数, 适合于作为金属焊盘的低  $k$  绝缘层, 有效的减小调制电容, 并对集成管芯的脊波导形成钝化和保护, 提高集成管芯工艺的成品率, 因此, 我们对 BCB 树脂的固化, 干法刻蚀, 填平工艺进行了系统的研究, 在采用 BCB 材料作为低  $k$  绝缘层和钝化层的基础

上,开发了基于 BCB 聚合物填平工艺的新型集成管芯制作工艺,其制作流程如图 5.6 所示。

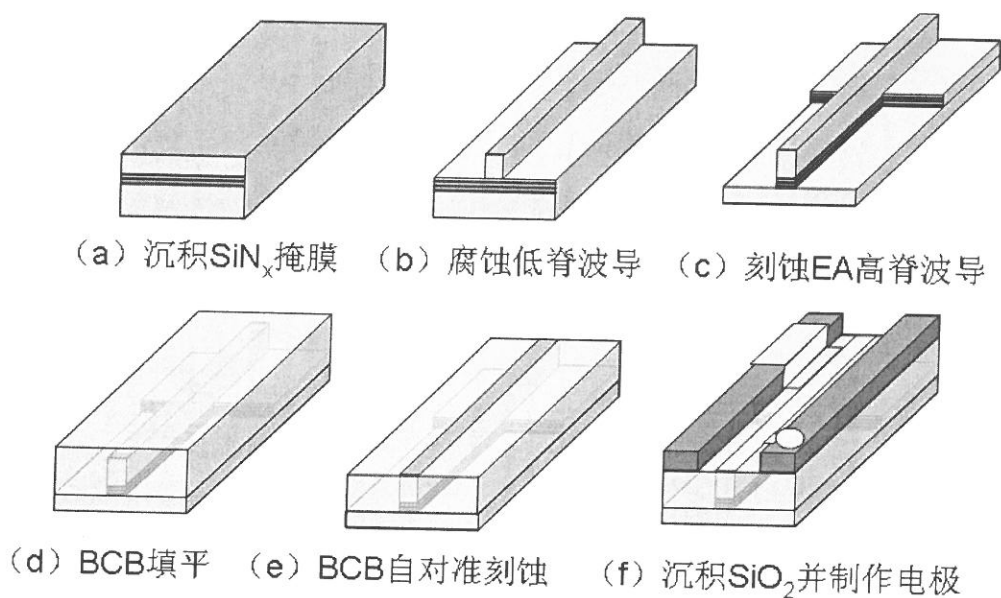


图 5.6 BCB 填平工艺示意图

其具体工艺步骤如下所示:

1、制作  $\text{SiN}_x$  脊波导掩膜: 首先在外延片上采用 PECVD 沉积 900 nm  $\text{SiN}_x$  作为脊波导掩膜,采用 AZ 5214E 正型光刻胶将模板上的脊波导图形转移到  $\text{SiN}_x$  掩膜上,然后采用反应离子刻蚀(Reactive Ion Etching, RIE)  $\text{SiN}_x$  以形成  $\text{SiN}_x$  脊波导,作为刻蚀 InP 脊波导的掩膜。

由于后烘完的光刻胶较软,在刻蚀  $\text{SiN}_x$  的过程中不能保持 2  $\mu\text{m}$  的脊波导宽度,因此在光刻完后需要对其进行高温固化(固化条件为高温烘烤炉在  $\text{N}_2$  氛围下固化 20 分钟,固化温度为 200 $^\circ\text{C}$ 。),固化后的脊波导宽度能够较好的保持在 2  $\mu\text{m}$  左右。

2、干法刻蚀脊波导 InGaAs 层: 以  $\text{SiN}_x$  脊波导为掩膜,采用感应耦合等离子体刻蚀(Inductively Coupled Plasma, ICP)的方法去除 InGaAs 欧姆接触层。然后采用稀 HCl 溶液( $\text{HCl}:\text{H}_2\text{O}=3:1$ )在 5 $^\circ\text{C}$  恒温槽中湿法腐蚀制作低脊波导结构。由于外延结构中有 InGaAsP 腐蚀停止层,位于有源层的上方,因此,腐蚀至腐蚀停止层后脊波导高度不再增加,此时的低脊波导总高度为 1.95  $\mu\text{m}$ 。

3、制作 EA 高脊结构：采用 AZ 5214E 光刻胶做掩膜保护 DFB 区域，然后以脊波导顶部剩余的  $\text{SiN}_x$  为掩膜，采用 ICP 干法刻蚀继续刻蚀 EA 高脊波导至刻穿有源区，保证高脊波导的高度大于  $2.3 \mu\text{m}$ 。

制作完成后的脊波导扫描电子显微镜照片 (Scanning Electron Microscope, SEM) 如图 5.7(a)所示：通过优化 ICP 刻蚀条件，我们最终得到了脊波导宽度约为  $2 \mu\text{m}$ ，且具有良好侧壁垂直度的高脊波导结构，从而有效的减小了调制器结电容。在工艺中我们通过优化 ICP 刻蚀条件提高了 ICP 刻蚀的侧壁光滑度，以减小脊波导中的光传输损耗，图 5.7(b)为采用  $\text{SiN}_x$  掩膜的脊波导干法刻蚀后脊波导侧壁的 SEM 照片。

4、BCB 填平：在脊波导结构的基础上，先采用甩胶旋涂的方法进行 BCB 填平，采用 3500 转的转速涂覆的 BCB 厚度约  $2.7 \mu\text{m}$ ，可以将高低脊波导一次性全部填平。填平后的 BCB 需要用 Hotplate 在  $120^\circ\text{C}$  下烘烤 3min 进行软固化。然后在  $\text{N}_2$  氛围下  $250^\circ\text{C}$  加热 60 分钟进行高温固化，使其转化为硬树脂材料。高温固化完成后，用台阶仪测量 BCB 填平效果，脊顶两侧高度差低于  $100 \text{nm}$ ，高低脊之间的高度差低于  $100 \text{nm}$ ，BCB 填平后的 SEM 电镜照片如图 5.7(c)所示。

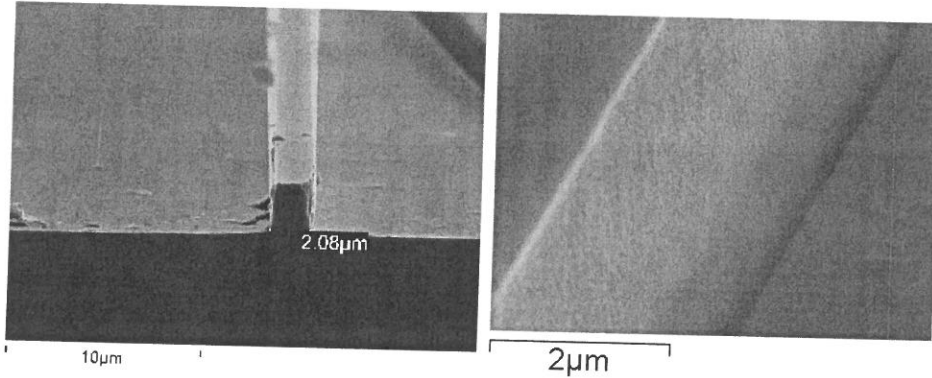
5、自对准刻蚀：由于在 BCB 涂覆中会产生自对准效应，如图 5.7(c)所示，即表面高的地方 BCB 涂覆少，低的地方 BCB 涂覆多，从而使芯片表面整体高度保持一致<sup>[80]</sup>。在此情况下，可以不需要掩膜，直接通过 RIE 干法刻蚀去除脊波导顶部的 BCB 至脊波导顶部的  $\text{SiN}_x$  掩膜露出，刻蚀完成后的脊波导顶部与两侧 BCB 高度差低于  $200 \text{nm}$ ，如图 5.7(d)所示。

6、沉积  $\text{SiO}_2$ ：为提高 BCB 与 Au 电极的附着力，并降低焊盘电极电容，在 BCB 上采用 PECVD 沉积  $1.5 \mu\text{m}$  的  $\text{SiO}_2$  绝缘层，然后用宽度为  $10 \mu\text{m}$  的电极窗口模版光刻，用缓冲氢氟酸湿法腐蚀去掉脊波导顶部的  $\text{SiO}_2$ ，如图 5.7(e)所示。

7、溅射 P 电极：先用 AZ 5214E 正型光刻胶采用反转烘工艺制作电极图形掩膜，然后溅射 Ti/Pt/Au 电极，溅射厚度为  $30/40/210 \text{nm}$ ，溅射后用抬离工艺去掉光刻胶上的 Au，形成 P 电极图形，如图 5.7(f)所示。

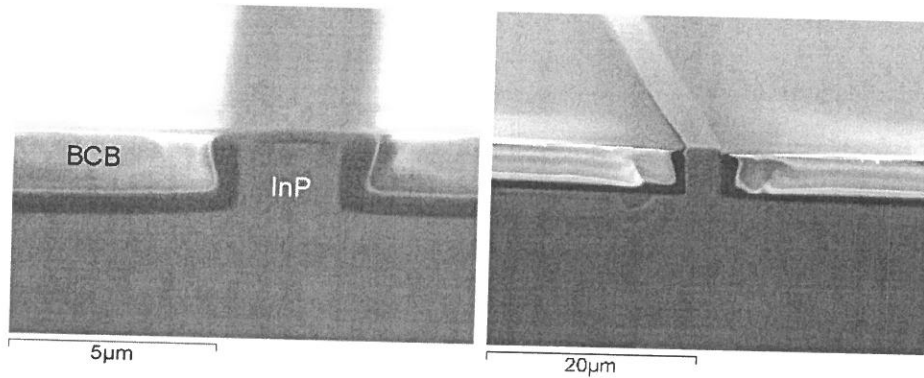
5、制作电极隔离槽和 N 电极：首先采用电极图形上的 Au 作为掩膜，用 ICP 刻穿 DFB 与 EA 之间  $250 \text{nm}$  厚， $40 \mu\text{m}$  宽的 InGaAs 欧姆接触层，形成电极隔离槽。为了防止 DFB 和 EA 之间的电串扰，需要采用安捷伦公司的 4284E 型半导体参数测试仪测量 DFB 与 EA 之间的隔离电阻使其大于  $40 \text{k}\Omega$ ，然后将衬底

减薄至 120  $\mu\text{m}$  左右, 经有机清洗后, 采用溅射的方法在衬底背面沉积 Ti/Au N 型电极, 溅射厚度为 30/120 nm。至此, 集成管芯制作完成, 解理成单个器件并退火后即可进行性能测试。



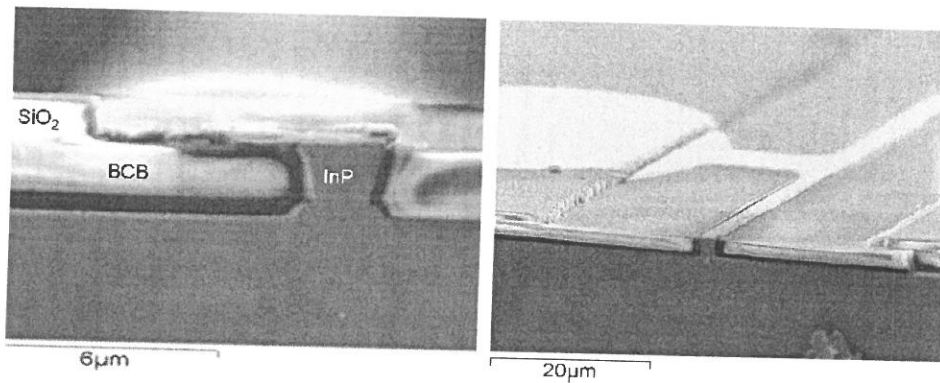
(a) 脊波导垂直度

(b) 脊波导侧壁平滑度



(c) BCB 填平

(d) RIE 自对准刻蚀 BCB



(e) 沉积  $\text{SiO}_2$  并腐蚀出电极窗口

(f) 制作 P 电极

图 5.7 基于 BCB 填平工艺的集成管芯 SEM 照片

### 5.2.4 通过改善电极附着力减小焊盘尺寸

在前期开发的  $\text{SiO}_2$  填平工艺中, 采用热蒸发工艺制作的 P 型电极存在附着力差的问题, 只能采用导电银胶手工焊接的方法来焊接调制器电极引线, 这种方法存在的主要问题是导电银胶焊接的尺寸不可控制, 往往存在焊点尺寸较大的问题, 从而增大了调制器焊盘电容, 而且导电银胶的稳定性较差, 容易形成脱焊, 严重影响了器件的稳定性。在采用 BCB 填平工艺后, 我们对集成管芯的电极制作和金线键合技术进行了研究, 通过采用射频溅射工艺和金线键合的焊接电极引线的方法, 可以进一步减小调制器电极焊盘尺寸, 从而减小调制器电极电容, 并提高管芯焊接的成品率和稳定性。

与热蒸发相比, 射频磁控溅射由于轰击靶材的离子能量较大, 因而能在样品表面获得比热蒸发更致密、附着力更强的金属薄膜。其基本原理为在真空室中通入一定压强的氩气产生辉光放电, 使得气体原子电离成为正离子, 在电场的作用下轰击金属靶材(阴极), 使靶材的原子或分子溅射出来飞向样品表面(阳极)沉积成膜。

采用溅射形成的电极薄膜附着力受电极材料、厚度、表面洁净度等因素的影响<sup>[81-83]</sup>, 为了提高电极表面附着力, 我们采用沈阳科仪制造的 JGP 500F 型真空镀膜设备对 Ti/Au, Cr/Au 等材料的金属电极进行了研究, 并通过有机清洗和溅射前反向偏压离子轰击净化基片表面来提高样品表面洁净度, 从而提高电极附着力。然而在以上处理后, 实验中发现电极附着力仍无明显提高, 难以实现压焊机键合。通过分析我们发现影响电极附着力的主要原因为射频溅射条件, 尤其是溅射时的反应室气压, 对电极质量有明显的影响。溅射反应室中的离子平均自由程可以近似表示为式(5-4)所示<sup>[84]</sup>

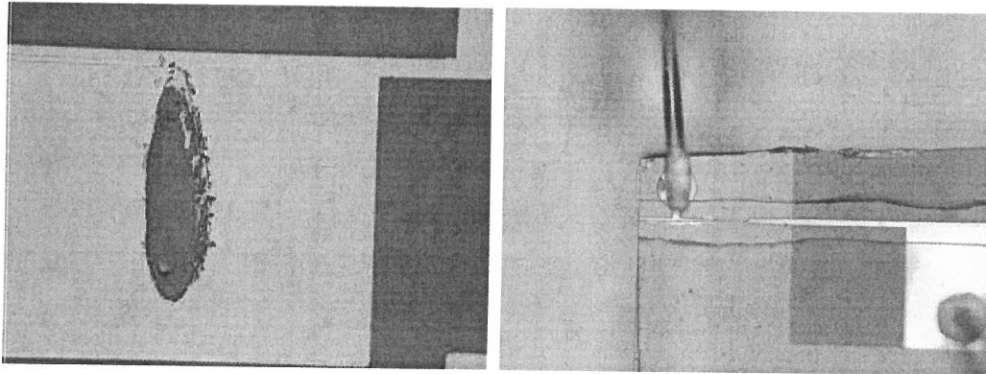
$$\bar{\lambda} = \left[ \sqrt{1 + \frac{m}{40} \pi (R + R_{Ar})^2 n_{Ar}} \right]^{-1} \quad (5-4)$$

式中  $R$ ,  $R_{Ar}$  分别为溅射粒子和 Ar 原子的原子半径,  $n_{Ar}$  为 Ar 气分子密度,  $m$  为溅射粒子的原子量, 从公式可知, 靶原子的平均自由程与反应腔中 Ar 分子密度  $n_{Ar}$  成反比, 反应室气压越大, Ar 离子数目越多, 平均自由程越小。当反应室气压为 0.133 Pa 时, 靶离子的平均自由程可达 56.2 mm, 而在反应室中,

靶材与基片之间的距离为 40 mm 左右，当靶原子到达基片表面时，金属原子动能已经很小，从而导致溅射电极结构疏松，电极附着力变差。由于射频靶起辉气压较高，我们改用了起辉气压较低的永磁直流靶进行电极溅射，在保证辉光稳定的条件下，将反应室气压从 0.13 Pa 减小到 0.068 Pa 后，实现了在 InP, GaAs, SiO<sub>2</sub>, SiN<sub>x</sub> 等基片材料上良好的附着力。优化后的射频溅射条件为：采用永磁直流靶溅射，溅射电流 0.3A，偏压 400 ~ 410V，Ar 流量 6 scccm，溅射气压为 0.068 Pa。采用以上条件后，溅射的 Cr/Au 电极厚度为 30/210 nm 即可实现有效的金线键合。

然而该溅射条件在 BCB 表面仍然无法获得良好的电极附着力，主要原因是与 InP 等材料相比，BCB 树脂具有一定的柔性，导致在压焊机键合时，楔形劈刀压力被缓冲，且 BCB 表面和金属电极之间的附着力没有 InP 等材料好，导致键合后的金属电极直接被拉断，如图 5.8(a)所示。

为解决 BCB 上的附着力问题，在上述 BCB 填平工艺步骤的第 6 步中，我们在 BCB 表面沉积了一层厚度为 1.5 μm 的 SiO<sub>2</sub> 绝缘层做为 BCB 与 P 电极之间的附着力增强层，由于增大了电极之间绝缘层的厚度，SiO<sub>2</sub> 层同时也起到减小调制器焊盘电容的作用。采用 SiO<sub>2</sub> 作为附着力增强层后，BCB 上的电极附着力得到了明显的提高，可以直接采用楔形压焊机进行金线键合，键合焊点如图 5.8(b)所示。



(a) BCB 上直接键合

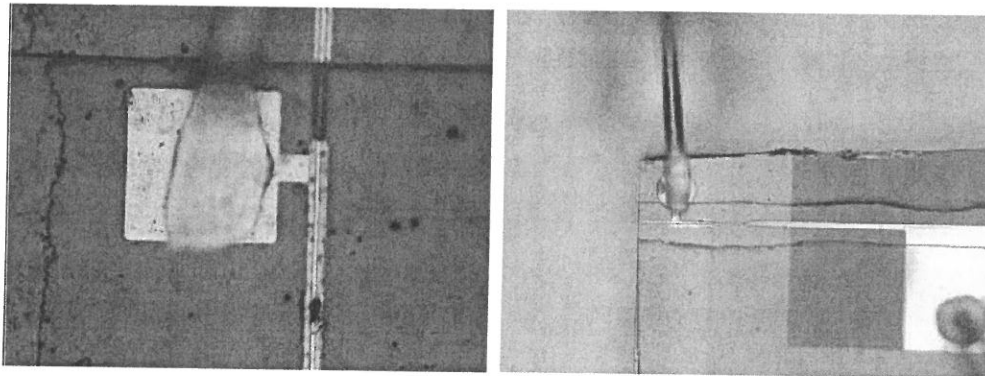
(b) BCB 上沉积 SiO<sub>2</sub> 后管芯键合

图 5.8 BCB 上的金线键合工艺

由于采用了压焊机键合，电极焊盘的尺寸可以显著的减小，且大大提高了集成管芯工艺的稳定性，我们采用了 Westbond 公司生产的 Model 7476D 型楔

形压焊机对金线键合的条件进行了摸索,最终得到的键合参数为:超声功率 500 (机器内部参数),超声时间 50 ms,衬底加热温度 150°C,使用的 Au 线直径为 25  $\mu\text{m}$ ,键合后的焊点尺寸为 50 $\times$ 80  $\mu\text{m}$  的方形焊盘。

根据金线键合的焊点尺寸,我们在集成管芯工艺中制作了尺寸为 50 $\times$ 80  $\mu\text{m}$  的方形焊盘和直径为 50  $\mu\text{m}$  的圆形焊盘,采用压焊机都能获得稳定的金线键合,金线键合后的焊点尺寸如图 5.9 所示:



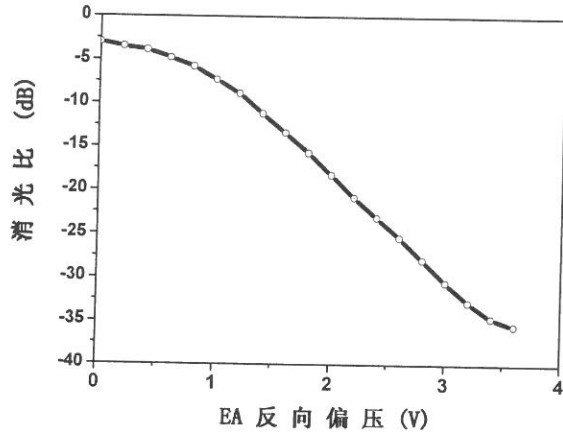
(a) 边长为 80  $\mu\text{m}$  的方形焊盘

(b) 直径为 50  $\mu\text{m}$  的圆形焊盘

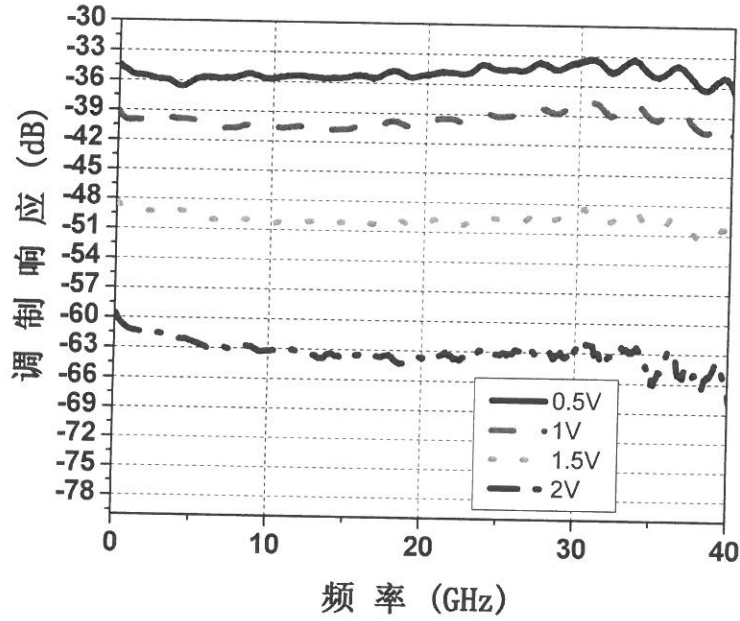
图 5.9 金线键合后的焊盘尺寸

根据金线键合尺寸的要求,最终设计的基于 BCB 填平工艺的集成管芯电极尺寸为:电极焊盘为直径 50  $\mu\text{m}$  的圆形焊盘,其焊盘大小与楔形焊接尺寸基本一致,底部为厚 2.3  $\mu\text{m}$  BCB 绝缘层和厚 1.5  $\mu\text{m}$  的  $\text{SiO}_2$  绝缘层,连接电极面积为 50  $\mu\text{m}\times$ 10  $\mu\text{m}$ ,底部为厚 2.3  $\mu\text{m}$  的 BCB 绝缘层;容差电极面积为 2  $\mu\text{m}\times$ 10  $\mu\text{m}$ ,底部为厚 2.3  $\mu\text{m}$  的 BCB 绝缘层,以上电极尺寸对应的总电极电容为  $C_p=0.03$  pF。根据图 5.4 的仿真结果可知,当调制器电极电容小于 0.03 pF 时,对调制带宽的影响可以忽略。

为了评价上述工艺对调制器带宽和消光比的改善效果,我们对基于 BCB 填平工艺和小尺寸焊盘制作得到的集成管芯进行了小信号调制带宽和消光比的测试,测量结果如图 5.10 所示,由于调制器长度从 50  $\mu\text{m}$  增加到 100  $\mu\text{m}$ ,调制器的消光比有了明显的提高,在调制器 3 V 反向偏压下的静态消光比达 27.3 dB,由于采用了减小调制器电容的新工艺流程,在结电容和容差电容增大的情况下,调制器仍然能保持大于 30 GHz 的小信号调制带宽。



(a) 静态消光比曲线

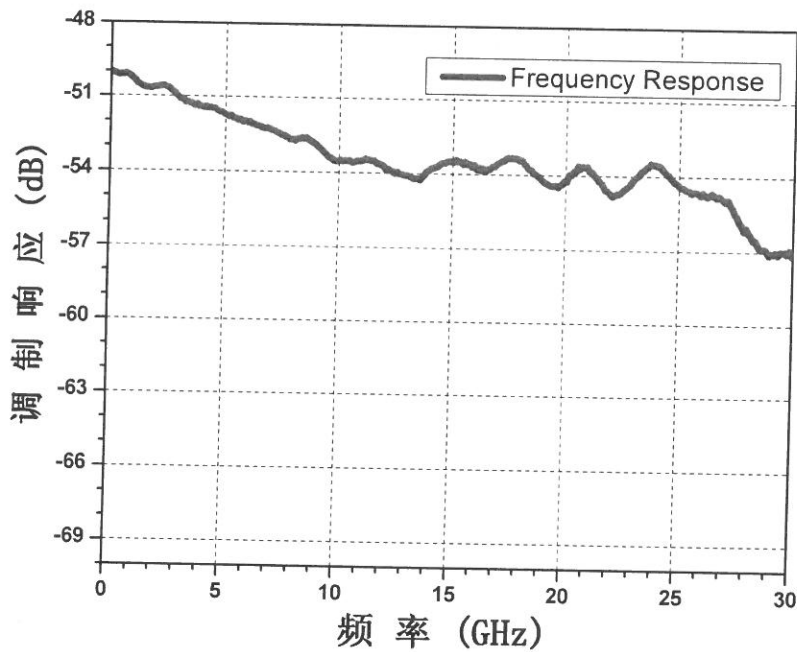


(b) 调制响应曲线

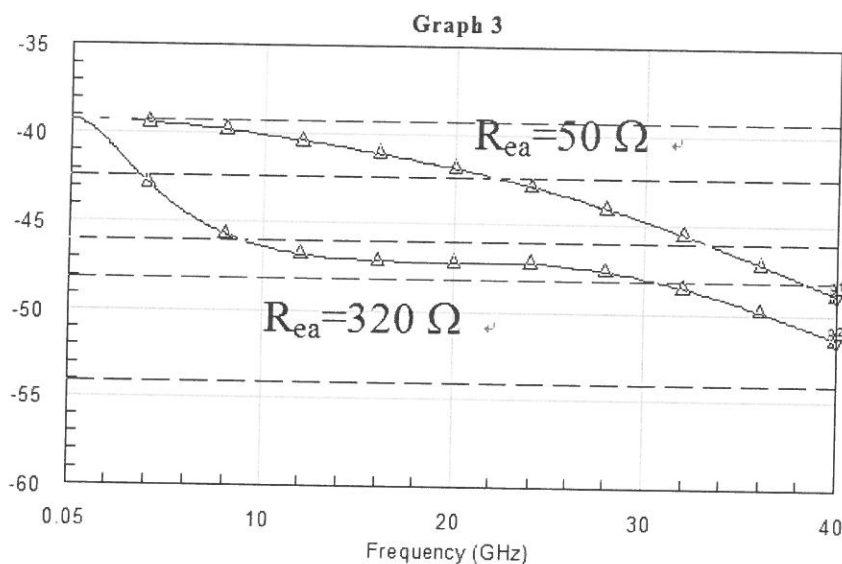
图 5.10 基于 BCB 填平工艺和小焊盘尺寸的集成管芯测量结果

## 5.3 欧姆接触电阻对调制响应中低频陡降的影响

基于 5.3 节中的 BCB 填平工艺，我们制作了新型的 40 Gb/s 集成光源管芯，并对其小信号调制特性进行了测试，在测试中我们发现，集成管芯的调制响应曲线中存在严重的低频陡降现象，在 0-10 GHz 范围内，管芯的调制响应迅速下降 3 dB 以上，严重影响了集成管芯的 3 dB 调制带宽，如图 5.11(a)所示，该现象在 Jaha Kim 等人的文献中也有报导<sup>[85-86]</sup>。为了分析低频陡降的来源，我们对集成管芯的静态特性进行了测试，发现由于工艺的原因，这部分管芯对应的调制器串联电阻较大，约在 200-300  $\Omega$  左右，从而引起了调制响应在低频的陡降。这一电阻主要由欧姆接触电阻引起，在反向偏压下仍然存在。为此，我们根据图 5.1 的等效电路模型分析了调制器串联电阻对调制响应的影响，仿真结果如图 5.12(b)所示，仿真中所用的参数分别为  $L_s=0.16$  nH,  $R_m=50$   $\Omega$ ,  $C_p=0.03$  pF,  $C_j=0.08$  pF:



(a) 实际测量曲线



(b) 仿真结果

### 5.11 调制响应中的低频陡降

从仿真结果可知，调制器串联电阻对调制响应中的低频部分有较大的影响，调制器串联电阻过大会导致低频响应的迅速下降，从而降低调制器的 3 dB 调制带宽。由于调制器外延层中 P 型层和 N 型层的掺杂浓度均大于  $3 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ ，外延层体电阻很小，调制器中的串联电阻主要是由 P 型层与 P 型金属电极之间欧姆接触电阻引起。因此，我们对造成集成管芯的欧姆接触电阻过大的原因进行了分析。

为了减小欧姆接触电阻，集成管芯的外延结构中，在 P 型 InP 层上生长了掺杂浓度为  $3 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 、厚度为 200 nm 的重掺 InGaAs 层作为欧姆接触层。

金属电极与 P 型之间的欧姆接触电阻还与选用的金属材料有关。金属与半导体之间的势垒高度越低，隧穿几率也越大，欧姆接触电阻越小，因此，选择合适的金属材料可以降低欧姆接触电阻。对于集成管芯来说，良好的欧姆接触不仅要求具有低的接触电阻率，还要求具有良好的电极附着力、接触稳定性和表面形貌，且与半导体匹配良好，为减小热耗散，还要选择具有高的热导率和电导率的材料。

为此我们采用了 InP 基材料中常用的 Cr/Au 和 Ti/Au, Ti/Pt/Au 材料系作为金属电极<sup>[87]</sup>，这两种材料系具有较好的稳定性和表面形貌，且可以实现有效的

金线键合。为了分析集成管芯欧姆接触电阻过大的原因，在 5.3 小结优化的溅射工艺条件的基础上，我们对基于 InAsGa 欧姆接触层的 Cr/Au, Ti/Au, Ti/Pt/Au 材料系欧姆接触比接触电阻率进行了测量。

由于矩形传输线法存在较大的测量误差<sup>[88]</sup>，我们采用了圆环传输线法（Circular Transmission Line Method，CTLM）来测量金属与 InGaAs 层之间的比接触电阻率，所采用的圆环传输线测试图形如图 5.12 所示，其中阴影部分为金属电极，圆环区域为金属电极之间的间隔，根据传输线理论，中心圆形欧姆接触点与环外金属电极之间的电阻，由金属与半导体接触区以外的方块电阻  $R_{sh}$ ，金属与半导体接触区的方块电阻  $R_{sk}$ ，金属的电阻  $R_c$  组成，其等效电路模型如图 5.13 所示<sup>[89]</sup>。

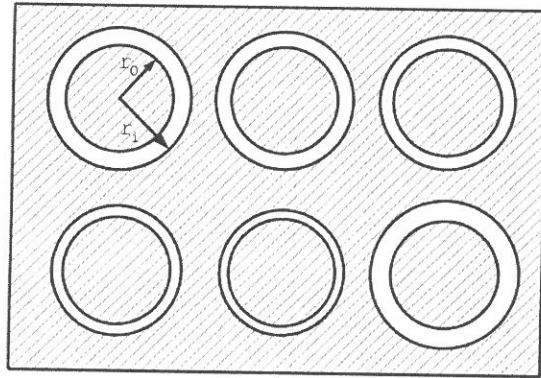


图 5.12 圆环传输线测试图形

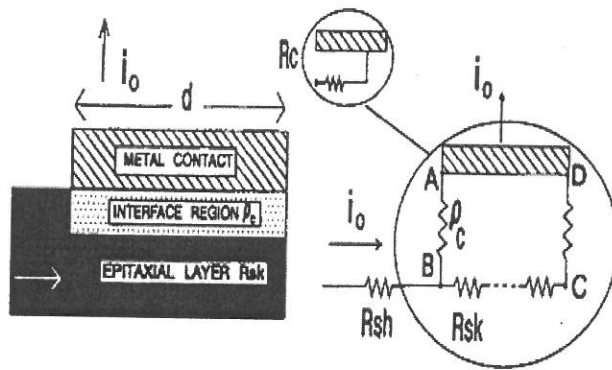


图 5.13 金属与半导体接触的等效电路模型

通过测量不同半径的圆环传输线电阻，利用曲线拟合就可以得出欧姆接触

的比接触电阻率，在测量中我们所用的测试图形中心圆形欧姆接触点半径为  $r_0$  为  $77 \mu\text{m}$ ，外环半径  $r_i$  从小到大分别为  $86, 91, 96, 101, 106, 111 \mu\text{m}$ ，根据修正的圆环传输线电阻公式<sup>[90]</sup>，中心圆形欧姆接触点与环外金属电极之间的电阻可以表示为式 (5-5) 所示：

$$R = \frac{R_{sh}}{2\pi r_0} [s + 2L_T]c \quad (5-5)$$

$$c = \frac{r_0}{s} \ln \frac{r_0 + s}{r_0} \quad (5-6)$$

其中， $R_{sh}$  半导体方块电阻为， $r_0$  为中心圆形欧姆接触圆盘半径， $s$  为圆环的间隙宽度，通过测量不同圆环宽度的传输线电阻，由线性拟合就可以得到  $R_{sh}$  和  $L_T$ ，然后由公式 (5-7) 计算出比接触率。

$$\rho_c = R_{sh} L_T^2 \quad (5-7)$$

为了排除其他工艺步骤对欧姆接触的影响，我们在表面为 InGaAs 欧姆接触层的 InP 衬底上分别制作了 Cr/Au, Ti/Au 和 Ti/Pt/Au 电极的圆环传输线，采用的条件为 5.3 小结中使用的溅射条件，电极厚度分别为  $30/210 \text{ nm}$ ， $30/210 \text{ nm}$ ， $30/40/210 \text{ nm}$ 。在 Ti/Pt/Au 电极中采用了厚度为  $40 \text{ nm}$  的 Pt 作为阻挡层，以避免 InGaAs 层向 Au 层的扩散<sup>[91]</sup>。

采用 CTLM 测量得到的欧姆接触电阻与圆环宽度  $s$  的关系如图 5.14(a) 所示，通过式 (5-7) 计算得到的比接触电阻率为  $\rho_c$  分别为  $8.75 \times 10^{-4} \Omega\text{cm}^{-2}$ ， $6.58 \times 10^{-4} \Omega\text{cm}^{-2}$ ， $5.26 \times 10^{-4} \Omega\text{cm}^{-2}$ 。

由于退火工艺可以在金属半导体界面上形成重掺层，从而降低欧姆接触电阻<sup>[91]</sup>，因此我们对不同材料系的电极退火温度和时间进行了优化，得到的 Cr/Au, Ti/Au 和 Ti/Pt/Au 电极的最佳退火条件分别为  $360^\circ\text{C}/180 \text{ 秒}$ ， $400^\circ\text{C}/180 \text{ 秒}$  和  $380^\circ\text{C}/150 \text{ 秒}$ ，图 5.15(b) 为在对金属电极进行退火后测量得到的不同电极接触电阻与圆环宽度  $s$  之间的关系，最终得到的比接触电阻率分别为  $7.21 \times 10^{-5} \Omega\text{cm}^{-2}$ ， $2.28 \times 10^{-5} \Omega\text{cm}^{-2}$ ， $1.74 \times 10^{-5} \Omega\text{cm}^{-2}$ ，比退火前小了一个数量级，且与文献报导中的比接触电阻率基本一致<sup>[92]</sup>，由于 Ti/Pt/Au 电极中采用了 Pt 作为阻挡层，得到的欧姆接触电阻最小。由欧姆接触的电阻率测量可知，在表面为

InGaAs 欧姆接触层的 InP 衬底上, 我们的溅射工艺可获得较好的欧姆接触特性。

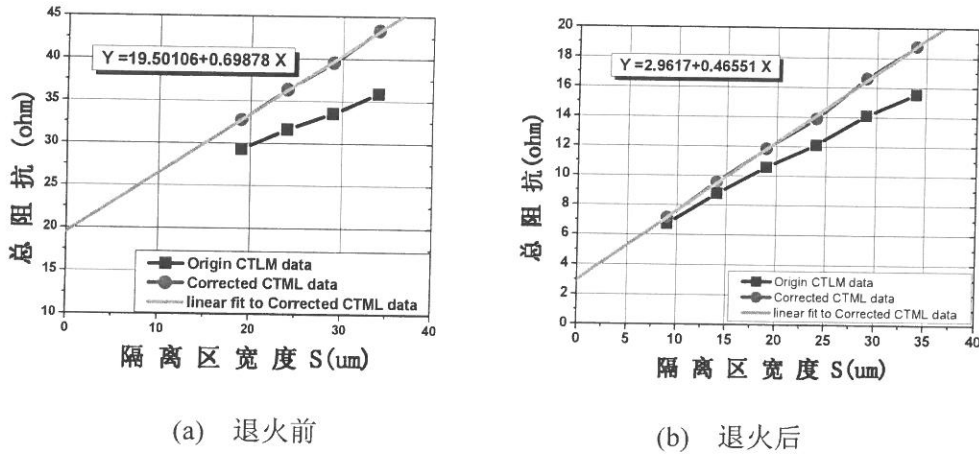


图 5.14 欧姆接触电阻测量

然而, 在实际的集成管芯工艺中, 测量得到的 EA 调制器接触电阻远远大于该数值。说明欧姆接触电阻的增大, 与金属电极的制作无关, 可能是由于管芯制作工艺引起。因此我们采用了简化的管芯工艺, 用同样的外延材料制作出电极宽度为  $10 \mu\text{m}$  的 Ti/Pt/Au 宽接触半导体激光器, 发现在制作金属电极之前, 需要用氧气辉光去除 InGaAs 表面的光刻胶, 这一工艺步骤会导致欧姆接触电阻显著增大, 电极宽度为  $10 \mu\text{m}$ , 长度为  $200 \mu\text{m}$  的宽接触半导体激光器, 欧姆接触电阻约为  $10 \Omega$  左右。由于在实验中我们采用了圣微纳公司生产的 RIE-501 型反应离子刻蚀设备来进行氧气辉光, 工艺条件为:  $\text{O}_2$  流量  $50 \text{ sccm}$ , 射频功率  $200\text{W}$ , 反应室气压  $20 \text{ Pa}$ , 分析欧姆接触电阻增大的原因, 可能是由于 RIE 干法刻蚀中, 脊波导顶部的 InGaAs 欧姆接触层没有受到保护, 暴露在氧气等离子体的轰击下, 容易造成物理损伤导致。为此, 我们在宽接触工艺中先沉积一层  $200 \text{ nm}$  的  $\text{SiN}_x$  薄膜对 InGaAs 欧姆接触层进行保护, 在氧气辉光后, 再采用缓冲 HF 酸湿法腐蚀去掉顶部的  $\text{SiN}_x$ , 欧姆接触电阻得到了明显的降低, 图 5.15 为在宽接触激光器工艺中采用湿法腐蚀代替氧气辉光后测量得到激光器 IV 曲线和微分电阻曲线。其中宽接触半导体激光器的 Ti/Pt/Au 电极宽度为  $10 \mu\text{m}$ , 长度为  $200 \mu\text{m}$ , 测量得到的欧姆接触微分电阻约为  $6.5 \Omega$  左右, 而采用 CTLM 法测量得到的 Ti/Pt/Au 电极比接触电阻率为  $1.74 \times 10^{-5} \Omega\text{cm}^{-2}$ , 由此计算得到的欧姆接触微分电阻值为  $0.87 \Omega$ 。从该实验结果可知, 改用湿法腐蚀后, 激光器

的欧姆接触电阻获得了明显的改善。

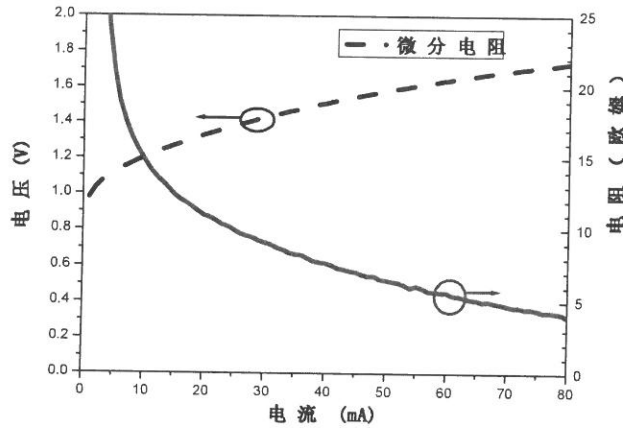


图 5.15 湿法腐蚀的宽接触激光器欧姆接触电阻测量曲线

因此，我们对 5.3 小节中的 BCB 自对准刻蚀工艺进行了优化，在进行 BCB 涂覆前，先保留脊波导顶部的  $\text{SiN}_x$  掩膜，当 RIE 干法刻蚀至脊顶  $\text{SiN}_x$  露出时，便停止干法刻蚀，改用湿法腐蚀使脊顶的 InGaAs 层露出，然后再制作 Ti/Pt/Au 电极。采用以上工艺后，集成管芯的欧姆接触电阻得到了明显的降低。图 5.16 为采用 LD08LY1 型半导体激光器管芯参数测试仪测量得到集成管芯 DFB 端的 IV 特性曲线，DFB 电极宽度为  $2\ \mu\text{m}$ ，长度为  $520\ \mu\text{m}$ ，测量得到的欧姆接触微分电阻约为  $9\ \Omega$ ，由此估算得到的 EA 调制器串联电阻约为  $46.8\ \Omega$  左右。

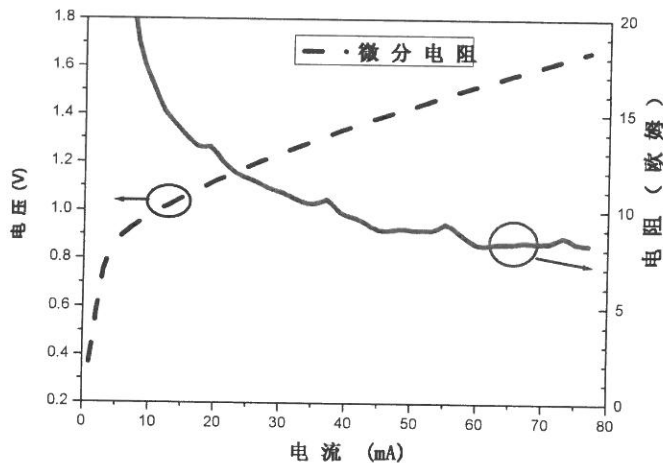


图 5.16 湿法腐蚀工艺的 DFB 欧姆接触电阻

由于欧姆接触电阻的降低，集成管芯调制响应中的低频陡降现象得到了一定程度的抑制，图 5.17 为降低欧姆接触电阻后测量得到的集成管芯小信号调制响应曲线，从测试结果可以看出，调制响应曲线在 0-10 GHz 范围内基本保持平坦，从而保证了调制器 3 dB 调制带宽不受低频响应下降的限制。

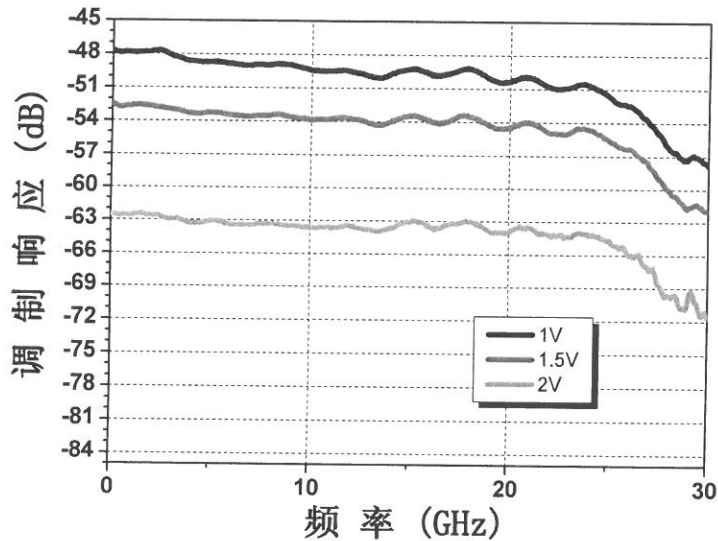


图 5.17 降低欧姆接触电阻后的集成管芯小信号调制响应曲线

#### 5.4 本章小节

本章论述了集成管芯调制带宽和消光比的相互制约关系，在将调制器长度增加到 100  $\mu\text{m}$  情况下，通过减小调制器结电容和焊盘电容的方法来提高集成管芯的调制带宽，以满足集成管芯调制带宽和消光比的需要。

在本章中我们通过基于低介电常数的 BCB 聚合物填平工艺，可以获得更小的调制器电极电容，通过改善集成管芯的电极附着力，减小焊盘尺寸，将调制器的电极电容减小到 0.03 pF，采用新工艺的集成管芯测试结果表明，当调制器长度增加到 100  $\mu\text{m}$  时，调制器的静态消光比可以达到 27 dB，且小信号调制带宽仍然满足 40 Gb/s 高速调制的要求。新型管芯工艺具有较好的可重复性，并通过 BCB 钝化提高了集成管芯的工艺稳定性。

最后我们对集成管芯工艺中的欧姆接触电阻进行了优化，通过 Ti/Pt/Au 电极欧姆接触测量和湿法腐蚀工艺保护脊顶 InGaAs 欧姆接触层，使 EA 激光器的

串联电阻减小到  $5\ \Omega$ ，从而减小了低频陡降对调制响应带宽的影响。

## 第6章 40 Gb/s集成光源的模块封装与测量

为实现集成管芯的实用化，本章对集成管芯的模块化封装技术进行了研究。针对 Kyocera 公司生产的 40 GHz 蝶形封装管壳，我们对封装用 GCPW 传输线到封装管壳 V 型接头的微波传输线进行了设计，以满足传输线与 V 模块管壳尺寸匹配的要求。

针对封装管壳大小、TEC 致冷模块尺寸和光纤耦合的要求，本章对集成管芯封装各元件的尺寸和封装结构进行了设计。然后对封装得到的集成光源模块整体性能进行了总体评测，其静态测试和动态测试性能指标，均满足市场化应用的水平。

### 6.1 集成光源模块中微带转GCPW传输线设计

DFB/EA 集成光源工作时，微波调制信号通过同轴电缆传输线加载，调制光通过光纤耦合输出。为了与通信链路中的微波信号源、光电探测器、掺铒光纤放大器等器件进行连接，需要对集成光源进行模块封装，以实现稳定的 DFB 电流注入、EA 调制信号加载和调制光信号的输出，为提高集成光源模块的稳定性，通常还需要进行温度和功率控制，以满足实际通信链路的应用要求。图 6.1 为集成光源模块的封装结构示意图。

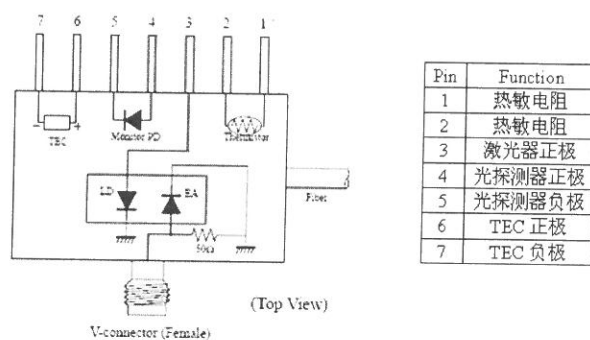


图 6.1 集成光源模块封装结构示意图

集成光源模块的封装工艺分为两个步骤：管芯级封装与模块封装。首先在

管芯级封装中将制作完成的裸管芯焊接到 GCPW 热沉上, 连接电极引线后通过 CPW 探针和光纤耦合平台, 对集成管芯的小信号调制响应进行测试, 挑选出满足模块封装要求的集成管芯。然后进行模块级封装, 将管芯级封装好的芯片安装到设计好的模块盒中, 实现 CPW 传输线到微波同轴线之间的转换, 并安装温度控制部分, 最后进行光纤耦合, 就可以得到在通信链路中可用的集成光源模块。

在第四章中, 针对调制响应中的高频谐振, 我们已经对集成器件管芯级封装中的传输线进行了研究, 通过带金属通孔的 GCPW 传输线有效抑制了小信号调制响应测试中的微波谐振, 但是要把同轴传输线的微波信号加载到 GCPW 传输线上, 还需要对模块封装结构进行设计, 才能满足 40 Gb/s 高速调制的要求。

将同轴线转换为传输线的微波转换接头有多种型号。在实验室前期工作中, 我们采用了自行设计制作的基于 K 型接头的模块管壳进行封装, 其微波传输带宽为 40 GHz。但由于机械加工精度的限制, 模块封装后的集成管芯性能会发生一定的恶化, 影响了大信号调制眼图的质量。为减小模块封装对集成光源性能的影响, 提高器件的稳定性, 在论文中我们采用了日本京瓷 (Kyocera) 公司生产的 40 Gb/s 蝶形封装管壳进行集成光源模块封装, 该管壳使用 V 型接头用于微波调制信号输入, 管壳的实物照片如图 6.2(a)所示, 管壳尺寸仅有  $20.83 \times 12.7 \times 10$  mm, 传输和反射曲线如图 6.2(b)所示<sup>[93]</sup>。

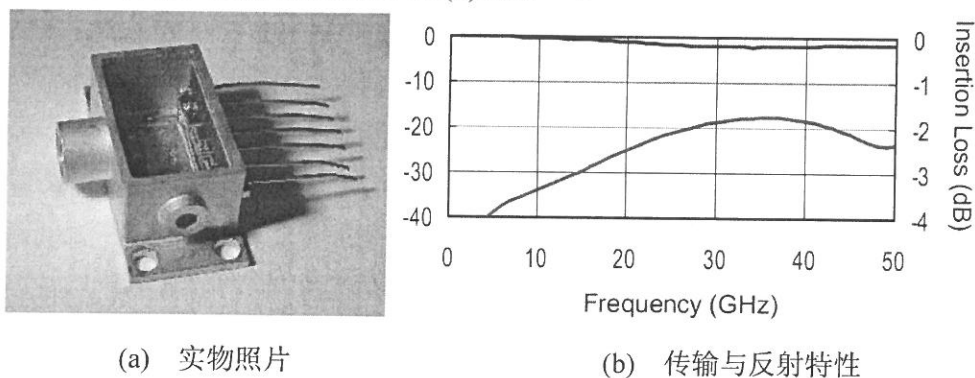


图 6.2 京瓷 40GHz 蝶形封装管壳

由于 V 型接头具有 60 GHz 传输带宽, 封装后的管芯性能恶化较小, 因而具有更好的传输质量。但由于 V 型接头的直径为 0.24 mm, 而 GCPW 传输线的尺寸与 CPW 探针相匹配, 中心电极宽度为 0.1mm, 中心电极与地电极的间隙为

0.05mm，为了保证从 V 接头到 GCPW 传输线的转换，还需要对传输线进行设计，由于从 V 型接头到微带线的转换较为容易且易于封装连接，因此，我们设计了一段微带传输线作为 GCPW 传输线与微波 V 型接头之间的过渡波导，以实现传输线与 V 型接头之间的尺寸匹配，图 6.3 为采用 HFSS 通过仿真设计得到的微带转 GCPW 的新型传输线示意图。传输线具体尺寸如图所示，由于 GCPW 传输线与微带传输线的中心信号电极宽度不同，因此，在 GCPW 传输线与微带传输线之间，采用过渡区（3）的结构来实现传输线尺寸的转换，其形状为 135° 的等腰梯形，将中心信号电极尺寸从 0.1 mm 扩展到 0.2 mm。为保证封装后的集成管芯位于管壳的中心位置，便于光纤耦合，所设计的微带转 GCPW 传输线总长度为 5.2 mm。

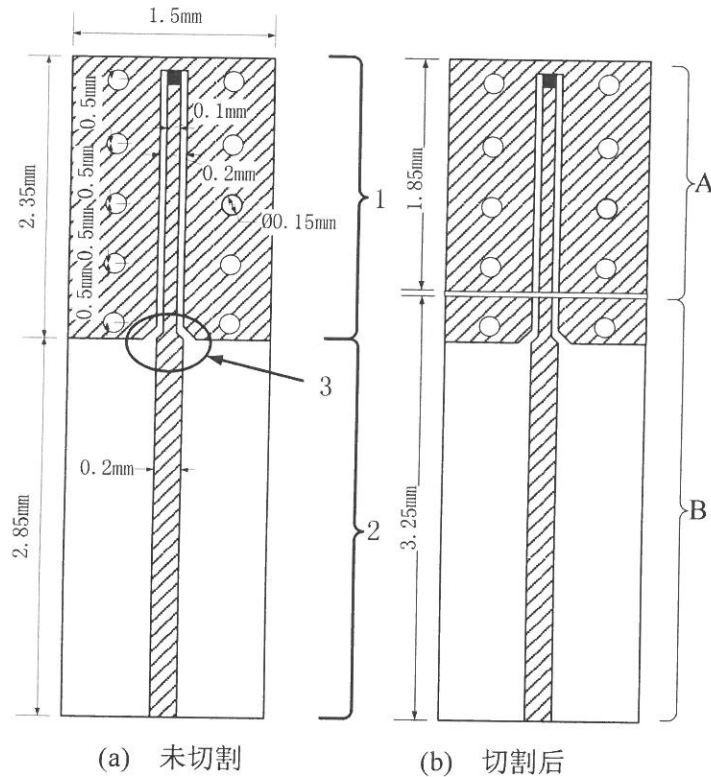


图 6.3 微带线转共面波导微波传输线结构图

为了便于集成管芯的测试和挑选，我们将微波传输线分为两个部分，如图 6.3(b)所示，其中 A 段 GCPW 传输线长度为为管芯封装用微波传输线，与第四章中设计的 GCPW 传输线相同，管芯焊接到该传输线上之后，即可通过 CPW

探针进行小信号调制响应的测试。而 B 传输线为模块封装用微波传输线，可实现从同轴电缆到 GCPW 传输线的转换。由于微带线的地电极在热沉背面，而 GCPW 通过金属通孔将上下地电极相连，为了保证微带线与 GCPW 传输线之间的接地性能，我们将切割位置设计在 GCPW 传输线的第一排孔与第二排孔之间，在进行模块封装时，可以采用金线键合将这两部分传输线连接起来。这两段传输线的长度分别为 1.85 mm 和 3.25 mm。

图 6.4 为采用 HFSS 软件对图 6.3(a)中的微带转 GCPW 传输线的仿真结果。从仿真结果可知，在采用了微带转 GCPW 传输线的结构后，传输线仍然能保持较好的反射与传输响应特性，新型传输线的传输损耗低于 0.5 dB，微波反射小于 -15 dB，且仍然能实现有效的 MSL 模式抑制，在 40 GHz 范围内无明显谐振。

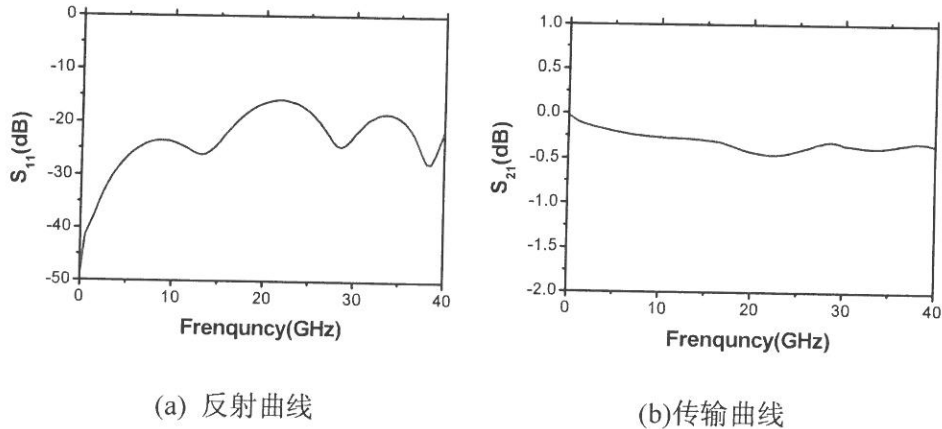
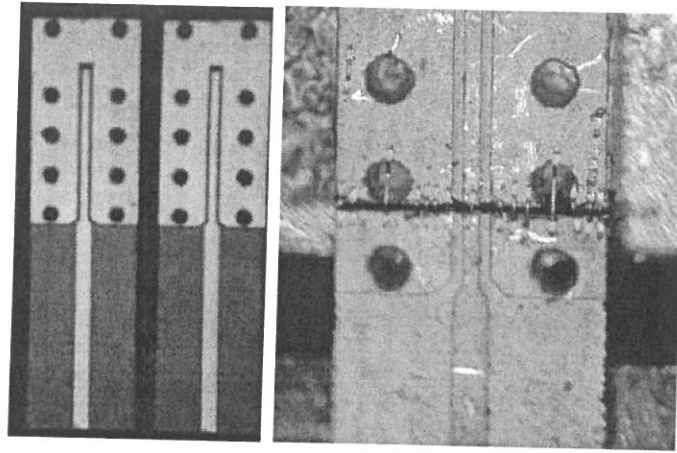


图 6.4 微带线转共面波导微波传输线仿真结果

我们对图 6.3 设计的微波传输线进行了工艺制作，工艺流程与第四章中的 GCPW 传输线类似，最终制作完成的微波传输线如图 6.5(a)所示。



(a) 切割前 (b) 切割后

图 6.5 微带转 GCPW 微波传输线

我们将新型传输线焊接到 V 模块管壳当中，就可以用 Agilent 8722ES 型网络分析仪对传输线反射特性进行了测试。为了验证切割对传输线的影响，我们将传输线进行了切割，分别焊接完成后再用金线键合将管芯封装用微波传输线和模块封装用微波传输线连接在一起，如图 6.5(b)所示，传输线在切割前和切割后微波传输线的反射曲线如图 6.6 所示，测试结果表明，采用新型传输线进行封装后，切割前后的传输线的反射曲线差别不大，且微波传输线的反射低于 -10 dB。

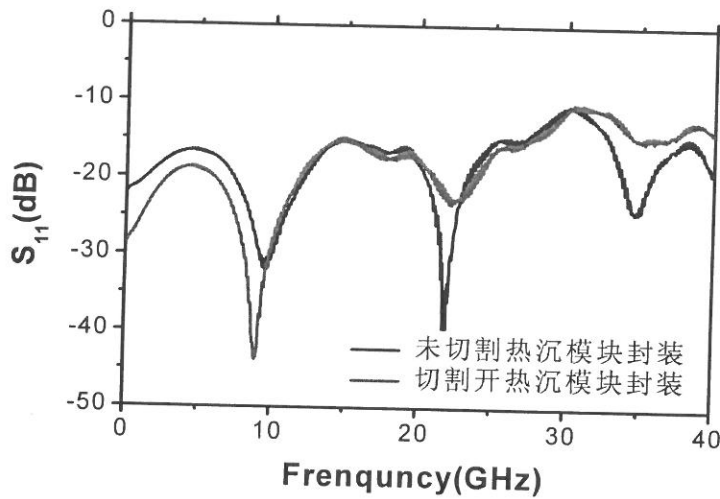


图 6.6 热沉切割开模块微波传输线反射曲线

为了测试采用新型传输线进行管芯焊接后的传输线性能，我们将集成管芯进行管芯级封装，焊接到图 6.3(b)中 A 部分 GCPW 传输线上，用 Agilent 8722ES 型网络分析仪测量了管芯级封装的调制响应曲线，然后再将这部分传输线与 B 部分模块封装用传输线一起进行模块封装，测量了模块级封装后的调制响应曲线，如图 6.7 所示。从调制响应曲线可知，采用微带转 GCPW 的传输线进行模块封装后，集成管芯的调制响应曲线与直接采用 GCPW 焊接的调制响应曲线无明显区别，这说明采用新型微带转 GCPW 传输线的集成光源模块封装不会造成调制响应曲线的恶化。

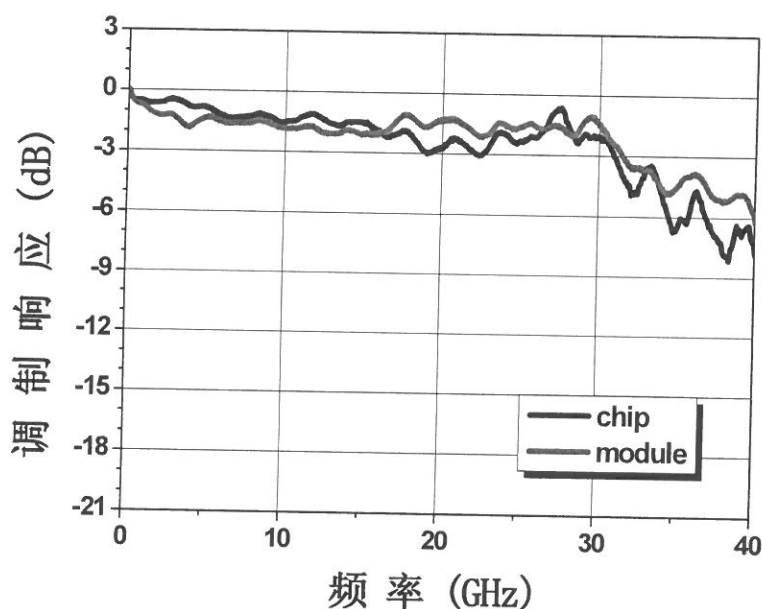


图 6.7 管芯级封装和模块级封装后集成管芯的调制响应曲线

## 6.2 集成光源模块封装结构

### 6.2.1 模块封装尺寸设计

集成光源模块的封装，除了调制器微波信号加载外，还需要实现 DFB 激光器注入电流和温度的控制，并实现 EA 调制器输出调制光信号的光纤耦合，这需要对集成光源模块的封装结构进行总体设计。

根据京瓷的 40GHz 蝶形封装管壳尺寸，我们设计的模块封装方案分为管芯级封装和模块级封装两个步骤。图 6.8(a)和图 6.8(b)分别为我们设计的集成光源管芯级封装和模块级封装的结构示意图。

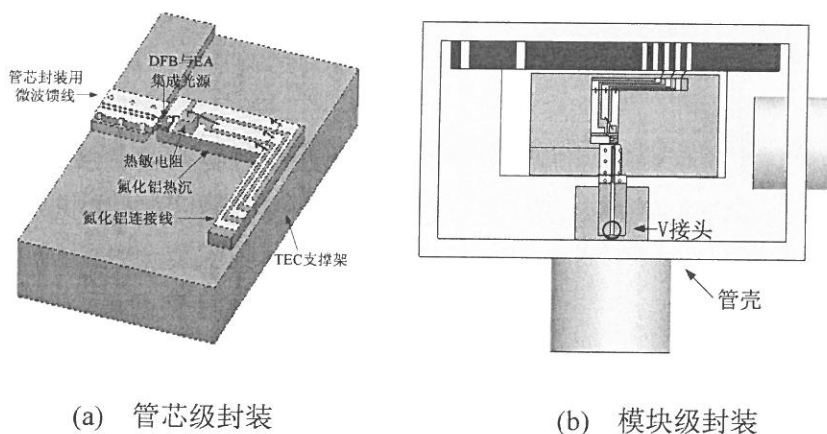


图 6.8 集成光源模块封装结构示意图

为实现较好的集成管芯温度控制，我们将集成管芯焊接到热传导性较好的氮化铝上，并在管芯附近焊接热敏电阻以实现对其温度的探测。在金属支撑架的下方，我们采用大和光电生产的 9503 型 TEC 控制管芯的温度。为了保证从 TEC 到集成管芯的良好热传导，金属支撑台采用铜材料加工，并在金属铜支撑台表面溅射一层厚度为 400 nm 的 Au 层以保证良好的传输线接地特性。为减小各个电极与管壳引脚相连金线的长度，提高模块的稳定性，我们设计了氮化铝连接线来连接管壳引脚与氮化铝热沉上面的各个电极。

在管芯级封装中，需要将管芯封装用微波传输线、管芯封装用氮化铝热沉、DFB 激光器与 EA 调制器集成光源管芯、热敏电阻和氮化铝连接线依次焊接到 TEC 支撑架上，如图 6.8(a)所示。完成管芯级封装的集成光源管芯，可以采用 CPW 探针对其进行小信号调制响应的测试，从而挑选出性能较好的管芯进行模块级封装。

在模块级封装中，需要将 TEC、管芯级封装模块和封装用微波传输线焊接到 V 模块管壳中，并完成 V 型接头与传输线、氮化铝连接线与管芯引脚和传输线之间的金线连接，集成管芯模块级封装的结构示意图如图 6.8(b)所示。

为了使集成光源管芯位于 V 模块管壳的中心，以实现光纤耦合和 V 接头微波信号加载，需要合理设计管芯和热沉所处的位置。我们所使用的 kyocera 公

司生产的 PGMS-A1604 型模块管壳结构图如 6.9 所示, 其管壳内部尺寸为  $18.83 \times 10.70 \times 8.00 \text{ mm}$ , 我们制作的集成光源管芯尺寸为  $720 \times 300 \times 120 \mu\text{m}$ , 为使集成管芯便于光纤耦合并使 V 型接头与传输线便于焊接, 集成管芯的 EA 调制器中心位置应处于  $9.415 \times 5.35 \times 4.2 \text{ mm}$ 。

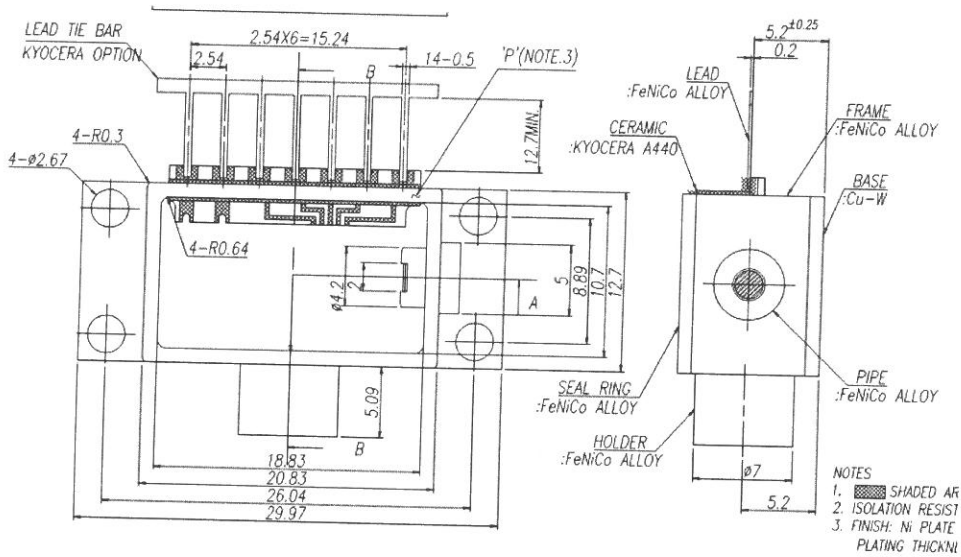


图 6.9 PGMS-A1604 型模块管壳结构图

为了将集成管芯安装模块管壳的中心位置, 并稳定地将各个组件固定到管壳里, 我们设计的集成光源模块各部分元件尺寸和封装结构如图 6.10 所示。我们所采用的大和公司生产的 9503/035/018 M 型 TEC 的尺寸为  $12.2 \times 6.05 \times 1.64 \text{ mm}$ , 为了将 TEC 金属平台稳定的焊接到 TEC 上, 设计的 TEC 金属支撑台尺寸为  $10.2 \times 5.5 \times 2 \text{ mm}$ 。

由于 6.1 节中所设计的管芯封装用传输线和模块封装用传输线长度分别为  $3.25 \text{ mm}$  和  $1.85 \text{ mm}$ , 我们制作的集成光源管芯宽度为  $0.15 \text{ mm}$ , 其总长度为  $5.25 \text{ mm}$ , 在传输线和集成管芯之间留有约  $0.1 \text{ mm}$  空隙, 通过适当的调整传输线之间的空隙余量, 就可以使 EA 调制器脊波导位于管壳的中心位置  $5.35 \text{ mm}$ 。

在模块封装中的一个重要问题是集成管芯高度的控制, 由于传输线所采用  $\text{Al}_2\text{O}_3$  热沉厚度为  $0.2 \text{ mm}$ , 而集成管芯焊接所采用的氮化铝热沉厚度为  $0.47 \text{ mm}$ , 管芯厚度减薄到  $0.12 \text{ mm}$ 。为使集成管芯和封装用微波传输线位于同一个高度, 以缩短连接 EA 调制器电极与封装用微波传输线信号电极之间的金线长度, 需要在 TEC 支撑台的左侧设计一个高  $0.3 \text{ mm}$ , 宽  $1.5 \text{ mm}$  的金属平台以放

置管芯封装用传输线。根据 TEC 的高度为 1.64 mm，设计的金属支撑台的高度 2 mm，加上氧化铝热沉厚度、管芯厚度和中间焊料的厚度，集成管芯和管芯封装用传输线的高度正好同时位于 4.2 mm 的中心位置。而在模块封装用传输线的下方，通过设计一个高度为 3.78 mm 的 L 型支撑平台，就可以使模块封装用传输线与管芯封装用传输线位于同一高度，从而保证模块封装中集成管芯位置的精确性。

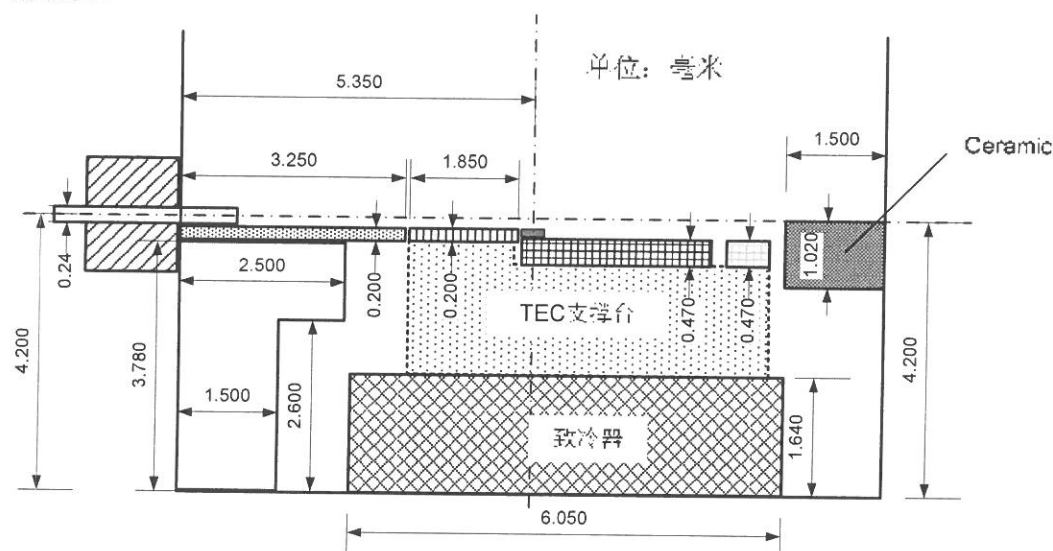


图 6.10 集成光源模块各部分尺寸和封装结构示意图

集成光源模块封装中要注意的另外一个问题是焊料的选择，在每一步封装完成后，为了防止后续的焊接加温会影响其焊接的稳固度，需要合理安排焊接的顺序，使焊接过程中每一步焊接的焊料熔点逐渐降低，以保证不对前面的焊接步骤造成影响。

## 6.2.2 集成光源模块封装步骤

根据以上考虑因素，集成光源模块的管芯级封装工艺步骤如下：

1、安装管芯与热敏电阻：采用 West Bond 公司生产的 7316C 单头贴片机进行共晶焊接，将管芯与热敏电阻分别焊接到氧化铝热沉上。焊接中所使用的焊料为共晶温度为 280°C 的 Au (80%) Sn (20%) 焊料。为缩短连接管芯封装微带线与 EA 调制器电极的金线长度，管芯放置位置应尽量靠近右下角；为便于更好的控制管芯温度，热敏电阻应尽量安装在靠近管芯的位置。

2、安装传输线和氮化铝热沉：依次将管芯封装用微波传输线、焊接了集成管芯和热敏电阻的氮化铝热沉和氮化铝连接线焊接到金属支撑台上。为防止管芯在焊接中移动，使用的焊料温度应该比 Au (80%) Sn (20%) 焊料低，我们采用了 SnPb 焊料进行焊接，其标定熔点为 183°C。焊接中要注意控制焊料的用量，避免焊料过多导致管芯上表面电极与微波传输线上表面的地电极相接触形成短路。

为了减小光纤耦合的距离，应注意调整管芯封装用微波传输线的位置，使其与 TEC 支撑台上边缘右对齐，并注意将 EA 调制器焊盘与 GCPW 传输线的信号电极对齐。焊接中应尽量减小 EA 调制器金属电极与微波传输线信号电极的距离，以减小金属引线长度。

3、完成电极之间的金线键合：使用楔形压焊机分别连接管芯封装用微波传输线信号电极与 EA 调制器电极、DFB 激光器正电极与氮化铝热沉 DFB 正电极、热敏电阻正电极与氮化铝热敏电阻正电极，同时将氮化铝连接线的电极与氮化铝热沉相应的电极使用金线键合。我们采用 West Bond 公司生产的 7476D 楔型压焊机对样品进行金线键合，金线直径 25  $\mu\text{m}$ 。键合参数为：超声功率 500（机器内部参数），超声时间 50 ms，衬底加热温度 110°C。

在进行管芯级封装测试后，挑选出性能优异的管芯，即可进行集成光源的模块级封装。根据焊接温度的要求，具体封装工艺步骤如下所示：

1、安装 L 型支架：首先将 L 型支架焊接到 V 接头下方的中心位置处。由于 L 型支架是模块封装的第一个焊接元件，为了防止后面的焊接工艺影响其焊接的稳定度，我们选择了熔点较高的 SnAgCu (SAC) 焊料，其熔点为 219°C。以后每一步焊接的焊料熔点逐渐，以保证不对前面的焊接步骤造成影响。

2、安装模块封装用微波传输线：首先在焊接好的 L 型支撑架上安装模块封装用微波传输线，焊接时应注意调整微波传输线的位置使其信号电极在 V 接头的正下方。焊接时使用的焊料为 SnPb 焊料，其熔点为 183°C。然后用熔点为 149°C 的 SnBi 焊料将 V 接头的芯柱与封装用微波传输线信号电极连接。这一步焊接非常重要，如果焊点过大，将会影响整个模块反射特性。因此在焊接时不能使用过多焊料，只能使用少许焊料使 V 接头与微带传输线的信号电极连接充分即可，同时要防止将信号电极与传输线地电极相连形成短路。

3、安装 TEC 与管芯级封装的 TEC 金属平台：将 TEC 焊接到管壳当中，然后在 TEC 上表面焊接管芯级封装的 TEC 金属支撑架。TEC 下表面焊料的熔点

为  $138^{\circ}\text{C}$ ，TEC 上表面焊料的熔点为  $118^{\circ}\text{C}$ ，是所有焊料中最低的，因此先焊接 TEC，再焊接 TEC 金属支撑架。在焊接时要注意使管芯级封装微带线与模块封装微带线的信号电极位置对正，以减小连接引线长度和微波损耗。

4、金线键合：采用 West Bond 公司生产的 7476D 楔型压焊机分别连接管芯封装微波传输线与模块封装微波传输线的电极、氮化铝连接线的电极与管壳内响应的电极。因为 TEC 表面焊料的熔点温度仅有  $118^{\circ}\text{C}$ ，因此金线键合时的衬底加热温度为  $70^{\circ}\text{C}$ ，以免 TEC 表面焊料熔化造成已焊接组件的位移。

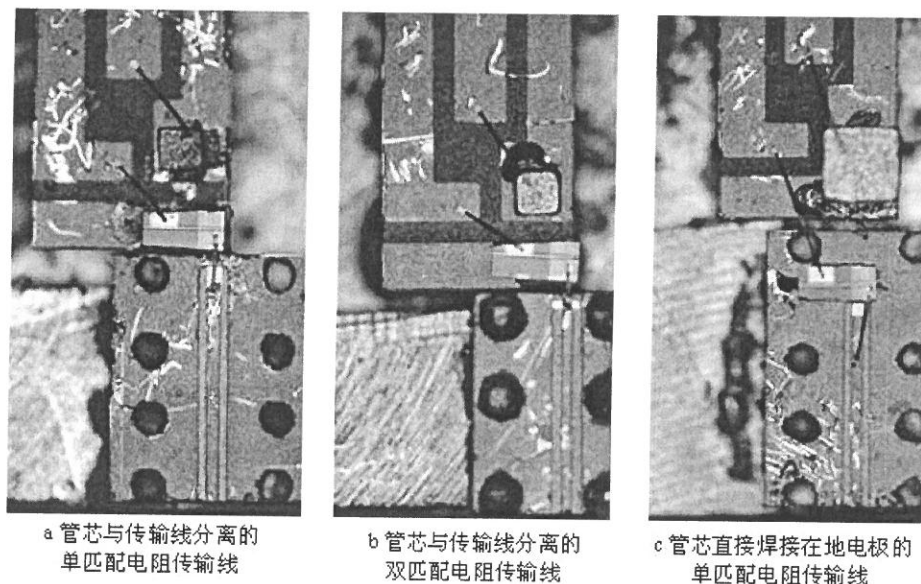


图 6.11 集成管芯模块封装中的传输线照片

在按照上述工艺完成集成光源模块级封装之后，我们对集成管芯的小信号调制响应特性进行了测试，测试所用的集成管芯实物照片如 6.11(a)所示，其管芯和  $\text{Al}_2\text{O}_3$  热沉传输线分别焊接在 TEC 支撑台上。测试得到的小信号调制响应曲线如 6.12 中的曲线 a 所示。测试结果表明，在小信号调制响应测试中，管芯级封装后的小信号调制带宽在 25 GHz 之后就开始迅速下降。最初我们分析认为可能是由于焊接引线太长导致的引线电感引起，因此对传输线进行了重新设计，采用两个  $100\ \Omega$  匹配电阻并联的双匹配电阻 GCPW 传输线，如图 6.11(b)所示，这样的传输线由于匹配电阻分布在传输线两侧，可以有效减小焊接引线的长度，从而减小引线电感的影响。测量得到的小信号调制响应如图 6.12 中的 b 所示。测试结果表明，虽然由于引线电感引起的高频陡降消失了，但是调制

器响应曲线在高频段仍然下降较快。因此，我们设计了图 6.11(c)所示的管芯直接焊接到 GCPW 传输线上的热沉，并对其调制响应曲线进行了测试，测试结果如图 6.12 中的曲线 c 所示。测试结果表明，在使用管芯直接焊接到传输线上的封装方案后，管芯的调制响应特性得到了明显的改善。这可能是由于管芯和  $\text{Al}_2\text{O}_3$  热沉传输线分别焊接在 TEC 支撑台上的，在热沉到管芯之间存在一定的空气隙，且 GCPW 传输线与管芯的地电极不在同一个平面上，影响了集成器件的调制特性。

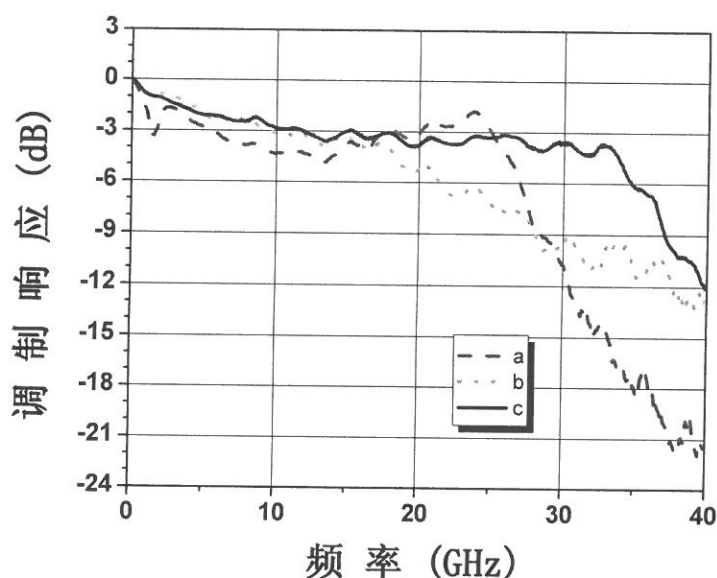
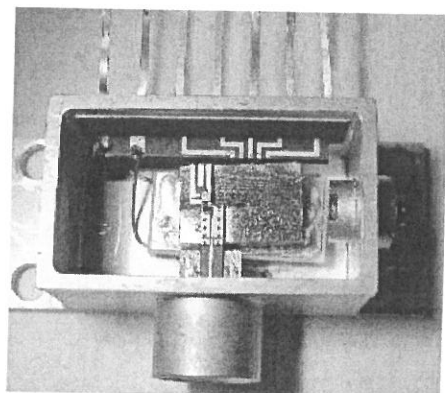
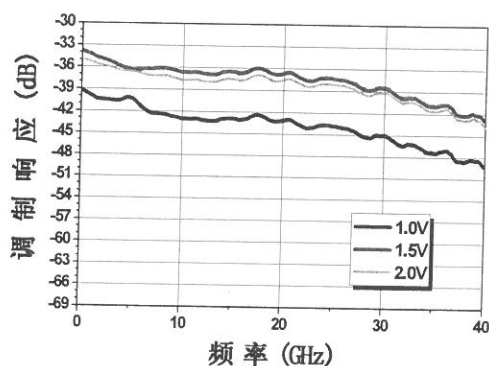


图 6.12 不同微波传输线下测量得到的集成光源小信号调制响应曲线

采用管芯直接焊接到传输线上的方案进行封装的集成光源模块封装实物照片如图 6.13(a)所示，其封装步骤与管芯与传输线分离的方案基本一致。对进行模块级封装后的集成光源管芯在不同调制器反向偏压下的小信号调制响应测试曲线如图 6.13(b)所示。



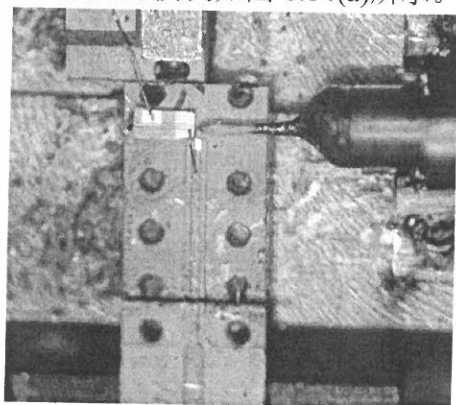
(a) 实物照片



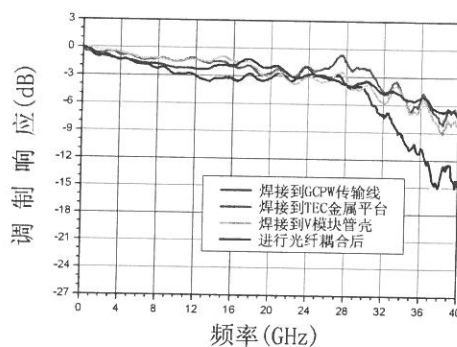
(b) 小信号调制响应曲线

### 6.13 集成光源的模块级封装

在完成集成管芯的模块级封装后,进行光纤耦合,就可以制作成光纤通信网络中可用的集成光源模块。由于目前实验室暂时还不具备集成光源模块光纤耦合的条件,因此,光纤耦合部分由中国科学院半导体外协加工完成,完整的光纤耦合包括 $\Omega$ 型支架的安装和金属化光纤位置的固定,光纤位置需要精细调节以提高光纤耦合效率,并减小光纤端面光反射对集成管芯的影响。光纤耦合后的集成光源模块如图 6.14(a)所示。



(a) 实物照片



(b) 不同封装步骤后的小信号调制响应曲线

### 6.14 集成光源模块的光纤耦合

图 6.14(b)为在分别在经过管芯级封装,模块级封装和光纤耦合各步骤后测试得到的小信号调制响应曲线,由测试结果可知,本论文设计的基于 V 模块管壳和新型 GCPW 传输线的模块封装方案具有良好的封装特性,在进行模块封装

各步骤中，集成光源模块的性能并没有发生恶化。

### 6.3 集成光源模块的综合性能测试

#### 6.3.1 集成管芯静态性能测试

为了评价本论文制作的集成光源模块性能，我们对新制作的集成光源管芯和模块进行了综合测评，包括静态测试和动态测试两个方面。

集成管芯的静态性能包括激光器的激射特性曲线(I-L), 电流电压特性(IV), EA 调制器的消光特性等, 图 6.15 为我们采用 LD 08LY1 型半导体激光器管芯参数测试仪测量得到的集成管芯在 EA 端面出光的 I-L 特性曲线和 I-V 特性曲线的一般结果。DFB 激光器的长度为  $520\ \mu\text{m}$ , EA 调制器的长度为  $100\ \mu\text{m}$ , 由于调制器脊波导的吸收, EA 端面出光功率典型值为  $0.5\text{-}2\ \text{mW}$ , DFB 与 EA 之间的隔离电阻大于  $40\ \text{k}\Omega$ 。

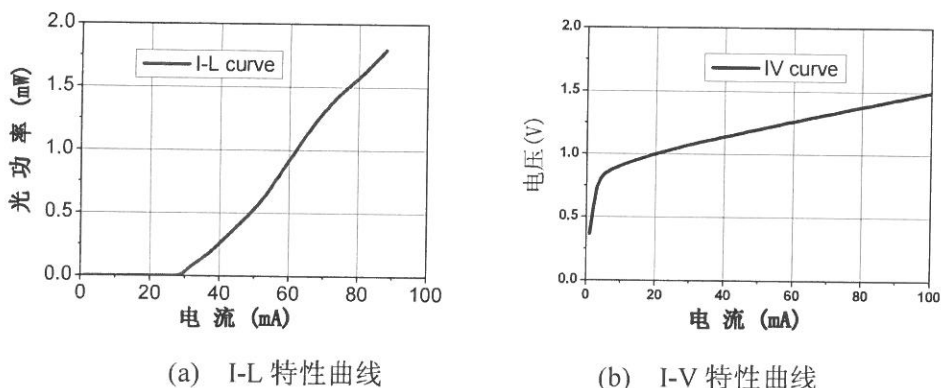


图 6.15 集成管芯激射特性测量

图 6.16 为不同调制器偏压下, LD 08LY1 型半导体激光器管芯参数测试仪测量的得到的调制器端面消光曲线和在 Suruga Seiki PAS-1000 型光纤耦合平台上通过手持光功率计测量得到的调制器消光比曲线。由于光纤耦合中使用的拉锥光纤具有一定的耦合损耗, 在  $50\ \text{mA}$  的 DFB 注入电流下, EA 端面出光功率典型值约为  $-9\ \text{dBm}$ ,  $-3\ \text{V}$  偏压下的静态消光比测试可达  $27\ \text{dB}$ , 从而保证了在大信号调制眼图测试中的动态消光比。

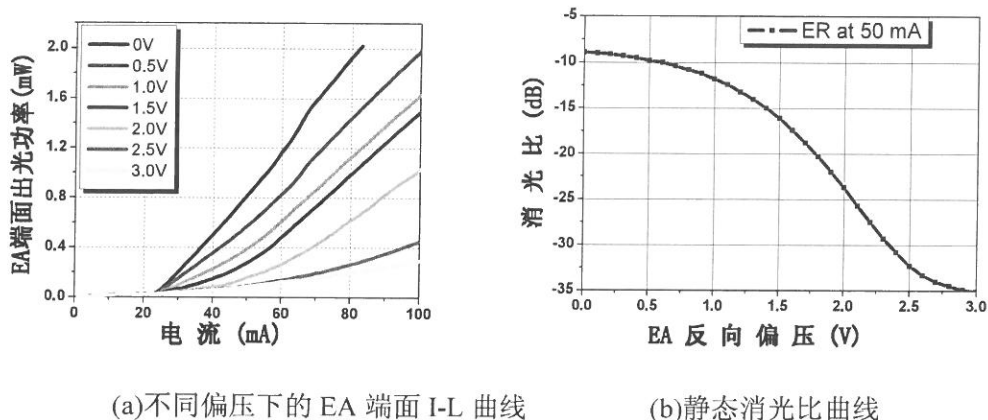


图 6.16 调制器消光曲线

图 6.17(a)为在 EA 调制器 0 V 偏压下, 由 ANDO AQ6317B 型光谱仪测量得到的不同注入电流下 EA 端面出光光谱。DFB 激光器激射波长约为 1542 nm, 边模抑制比 (Side Mode Suppression Ratio, SMSR) 达到 45 dB。由于采用了 TEC 致冷元件, 器件的波长稳定性得到了改善, 激射峰位置随注入电流的变化约为 0.15 nm/10 mA。图 6.17(b)为 50 mA 注入电流下, 不同调制偏压下 EA 端面出光光谱, 随着调制偏压的增大, 调制器吸收峰位置逐渐向长波长方向移动, 然而 DFB 激射峰位置并不发生变化, 说明调制器反向偏压时, 匹配电阻发热对集成管芯的激射特性没有影响。

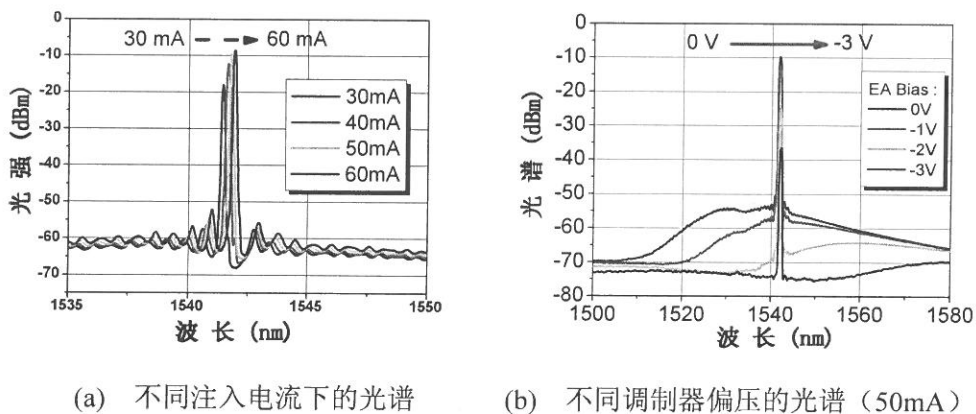


图 6.17 集成管芯的激射光谱

另外, 由于采用了 TEC 致冷模块, 集成管芯的大电流工作特性也得到了改

善，我们对集成光源模块在致冷工作下的大电流激射特性进行了测量，在 150 mA 的大电流工作下，集成光源模块的光纤耦合输出功率可以达到 +3 dBm。由于实验条件限制，尚未进行集成光源模块的长时稳定性和老化特性测试。

### 6.3.2 集成光源模块的动态调制性能测试

通过集成管芯静态特性测试，就可以挑选性能良好的管芯进行管芯级封装和模块级封装，从而进行激光光源模块动态性能的测试。集成光源模块的动态性能测试包括小信号调制响应曲线测试和大信号眼图测试等。

图 6.18 为集成光源模块的小信号调制带宽测试系统，与第一章中图 1.8 所示管芯级封装的测试系统基本相同。在封装完成的集成光源模块进行测试中，首先对 Agilent 8722ET 网络分析仪进行开路短路校准，然后将网络分析仪 1 端口输出的微波信号和调制器直流反向偏置电压通过 Bias-Tee 后，经由同轴电缆线加载到集成光源模块的同轴 V 接头上，集成光源模块中光纤输出的光经过 EDFA 放大后输入 u<sup>2</sup>t 40 GHz 高速光电探测器，转换为微波信号后返回网络分析仪 2 端口，从而得到器件的频率响应曲线。TEC 和 DFB 激光器的驱动电流由 ILX Lightwave 公司生产的 LDC 3724B 型半导体温控电源加载到管壳对应的引线上。

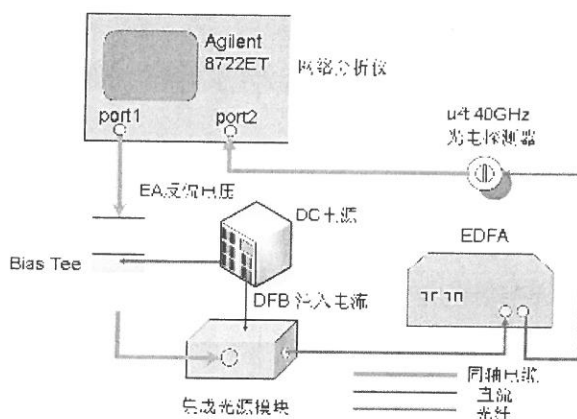
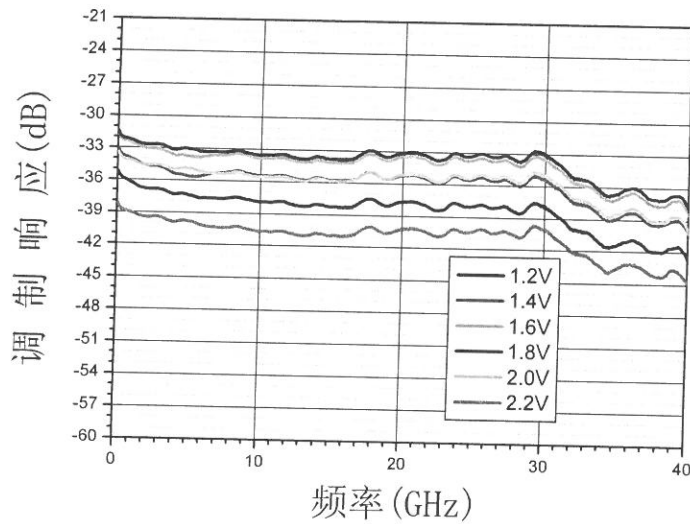


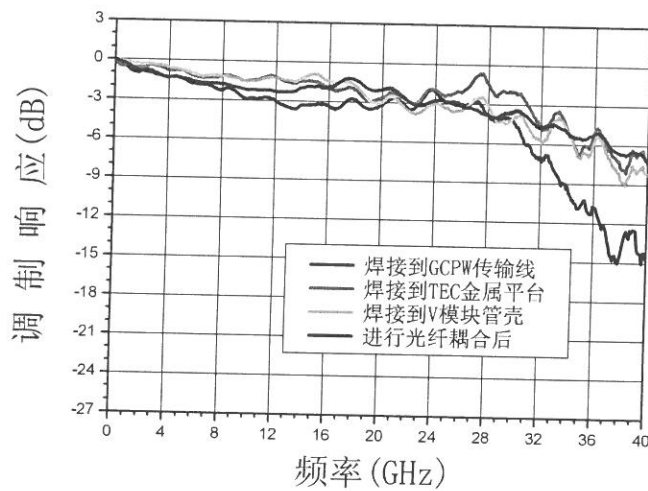
图 6.18 集成光源模块的小信号调制带宽测试系统

由于光电探测器响应存在一定的衰减，用网络分析仪无法直接校准，因此，在网络分析仪测量得到的调制响应曲线中，还需要减去探测器响应。图 6.19(a) 为集成光源模块在进行光纤耦合后得到的小信号响应特性曲线。通过端面抗反

射镀膜抑制张弛振荡和采用新型的 GCPW 传输线后, 调制响应不平坦现象得到了消除, 调制响应在大偏压范围内具有较好的一致性。集成光源模块的 3 dB<sub>e</sub> 调制带宽超过 30 GHz, 满足 40 Gb/s 高速调制的要求。



(a) 集成光源模块的调制响应曲线



(b) 集成光源模块在模块封装中的调制响应曲线

图 6.19 集成光源模块的小信号调制响应曲线

图 6.19(b)为集成光源模块分别在进行 GCPW 传输线热沉、管芯级封装、模块级封装和光纤耦合后测量得到的小信号调制响应曲线的对比，调制器反向偏压为-2 V。从测试结果可知，在封装各步骤中，集成光源模块的小信号调制响应曲线基本保持一致，但均比直接把管芯焊接到 GCPW 传输线上测量结果要好，这可能是由于在进行了模块级封装后，GCPW 传输线的地电极通过焊料与管壳连在一起，接地性能得到改善的原因。

在进行光纤耦合后，我们对制作完成的集成光源模块进行了大信号调制眼图的测试，眼图测试系统如图 6.20 所示。由 Anritsu 1775A 型脉冲信号发生器产生的 10 Gb/s 伪随机数字信号序列由 Anritsu 1803A 复用成 40 Gb/s 伪随机数字信号序列，其中 Anritsu 3695A 为时钟信号源，同时加载到 Agilent 86100C 数字通信分析仪上与输入脉冲序列进行同步。通过 Bias Tee 将 Anritsu 1803A 产生的速率为 43 Gb/s 的 NRZ 码与 EA 调制器直流反向偏压合为一路后，共同加载到集成光源模块的 V 接头射频输入端，集成光源模块中的 DFB 注入电流由 Agilent E3049A 直流电源提供，并通过 ILX lightwave LDC-3724B 型温度控制器使集成光源模块中 TEC 的温度保持在 15°C。由于调制偏压下从 EA 调制器端面输出光功率较小，不能直接采用 Agilent 86100C 数字通信分析仪测量调制眼图，因此需要在调制器后采用 EDFA 将调制光信号放大到数字通信分析仪的响应范围内 (0-2 dBm)，才能进行大信号调制眼图的测试。经过 EDFA 放大的光信号送入数字通信分析仪后，由仪器内部的光探测器转换为电信号后，即可在示波器上获得集成光源的调制眼图。

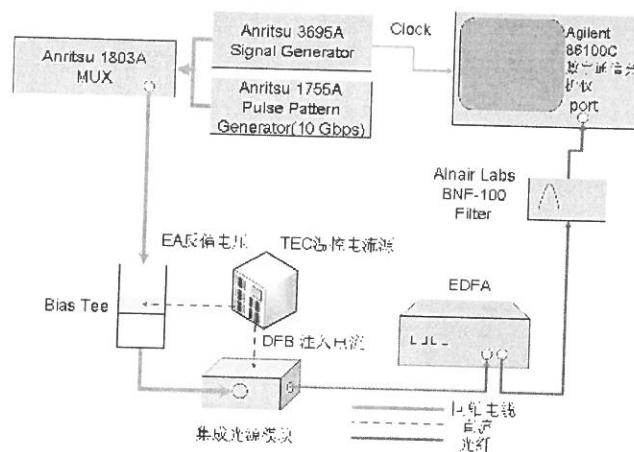


图 6.20 集成光源模块眼图测试系统结构图

图 6.21(a)和 6.21(b)为分别采用码长为  $2^7-1$  和  $2^{31}-1$  的 NRZ 伪随机码在 43

Gb/s 调制速率下，测试得到的大信号调制眼图，测试中所采用的调制器反向偏压为 1.0 V，DFB 激光器注入电流为 55 mA，调制信号的峰峰值为 2.0 V。测试结果表明，码长的变化对调制眼图的性能没有明显影响。由于采用新型集成管芯工艺和模块封装方案，小信号调制曲线中的调制响应不平坦现象得到了有效的抑制，且在 -2.0 V 调制偏压下的静态消光比可达到 15 dB，因此集成光源模块的大信号调制眼图质量有了明显的改善，与图 1.10 所示的眼图相比，新型集成光源模块在眼图张开度，上下眼皮厚度，动态消光比和信噪比上都有明显提高。

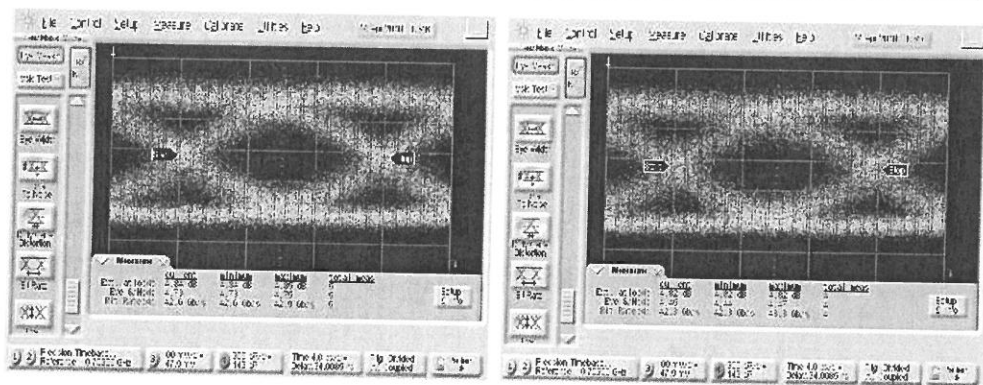
(a) 码长为  $2^7-1$ (b) 码长为  $2^{31}-1$ 

图 6.21 集成光源模块 43 Gb/s 大信号调制眼图

由于在 55 mA 测试电流下的调制器出光功率较小，需要经过 EDFA 放大到 2.0 dBm 后才能采用 Agilent 86100C 数字通信分析仪测量调制眼图。由于 EDFA 中自发辐射噪声 (Amplified Spontaneous Emission, ASE) 的影响，导致眼图中上眼皮厚度增大和 0 电平位置的提高，使调制器的动态消光比受到影响，仅有 4.8 dB。为了减小测量链路中 ASE 噪声的影响，我们采用了 Alanir Lab BNF-100 型窄带滤波器和 Dicon 滤波器对 EDFA 中的 ASE 噪声进行了滤除，图 6.22 为加载调制信号后，采用 EDFA 和窄带滤波器的输出光谱，由于窄带滤波器的带宽约为 1 nm，使进入信号通信分析仪的 ASE 噪声得到了明显的抑制。

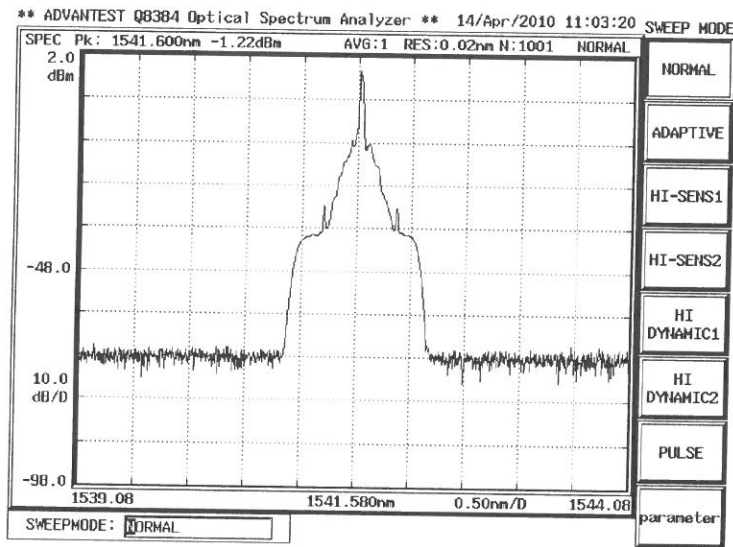
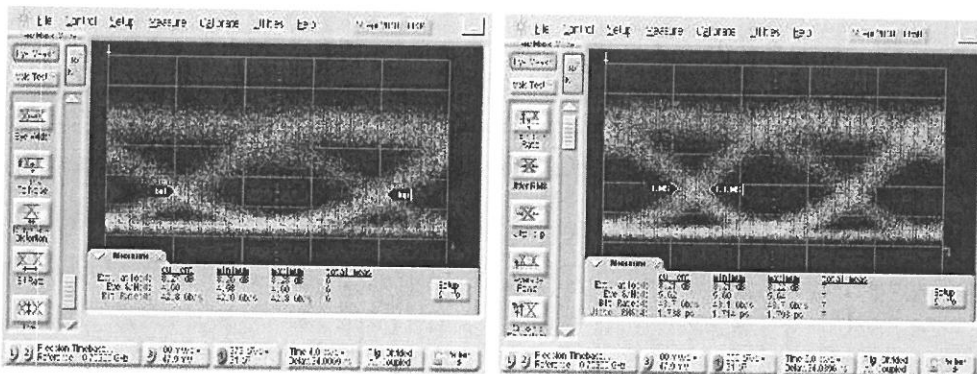


图 6.22 EA 调制器（加信号调制）经滤波后的输出光谱

图 6.23 为采用滤波器后测量得到的调制眼图，测量中所采用的 43 Gb/s NRZ 码峰峰值为 2.0 V，DFB 注入电流 55 mA。图 6.23(a)和 6.23(b)分别为调制器反向偏压在 1.3 V 和 1.2 V 时的调制眼图，其动态消光比均大于 8 dB。测试结果表明，在滤除了 EDFA 的 ASE 噪声后，调制器动态消光比获得了明显提高。通过改变调制偏压，得到的眼图动态消光比最大值为 9.4 dB，但调制器反向偏压的增大将会导致眼图中脉冲上升沿和下降沿交叉点位置下降，如图 6.23(a)所示。为此我们对调制偏压进行了优化，得到的最佳调制偏压为-1.2 V，对应的调制眼图如图 6.23(b)所示，其动态消光比为 8.2 dB，信噪比达 5.62。



(a) 调制器反向偏压 1.3 V

(b) 调制器反向偏压 1.2 V

图 6.23 采用滤波器后不同调制偏压下的眼图

综上所述,通过本论文的优化,我们所制作的集成光源模块在静态特性和动态调制特性上均有了明显的改善,在 43 Gb/s 高速调制下动态消光比达 8.2 dB 以上,表 6.1 为我们制作的集成光源模块与 OKI 公司推出的 40 Gb/s EML 模块之间的参数对比,模块测试结果表明,我们自行制作的集成光源模块的性能指标已达到或接近商用产品水平。

表6.1 集成光源模块与OKI商用模块参数对比

参数	符号	测试条件	OKI 模块	本论文模块	单位
光纤耦合输出功率	$P_o$	CW, $V_m=0$ V	5	3	dBm
工作电流	$I_{op}$	CW, $V_m=0$ V	100	80	mA
阈值电流	$I_{th}$	-----	35	35-40	mA
峰值波长	$\lambda_p$	$I_{op}$ , CW, $V_m=0$ V	1530-1565	1543	nm
边模抑制比	$SMSR$	$I_{op}$ , CW, $V_m=0$ V	35	40	dB
激光器正向电压	$V_f$	$I_{op}$ , CW, $V_m=0$ V	2.0	2.0	V
带宽	$f_c$	3 dB (electrical)	32	>30	GHz
静态消光比	$ER$	CW, 0 to -3V	15	27	dB
动态消光比	$DER$	40 Gb/s, $V_{pp}<2.5$ V	>9	>8.2	dB

#### 6.4 本章小结

本章对集成光源模块的封装方案进行了总体设计,在基于 V 接头模块管壳的基础上,论文通过微带转 GCPW 传输线的设计实现了 GCPW 传输线和 V 型微波接头的尺寸匹配,并对模块封装方案中的元件安装位置,焊料温度控制和光纤耦合等问题进行的总体设计,封装完成的集成光源模块在调制响应中无微波谐振现象,且调制响应曲线的性能无明显劣化。

基于集成光源模块封装技术,我们对制作的集成光源模块整体性能进行了评测,测试结果表明,集成光源模块在消光比、边模抑制比、温度稳定性、调制带宽等方面都有较好的性能。大信号调制眼图测试结果表明,在经过制作工艺和模块封装方案优化后,集成光源模块在 43 Gb/s 的调制速率下具有良好的眼图性能,动态消光比大于 8.2 dB,其特性指标已达到或接近商用产品的水平。

## 结论

本论文的研究工作基于 40 Gb/s 集成光源的管芯制作工艺和模块封装技术的优化展开。为了提高集成光源模块的大信号调制眼图质量和工艺稳定性，本论文从集成光源模块调制响应平坦化出发，通过对集成光源管芯中张弛振荡的抑制和模块中微波谐振模式的抑制，成功消除了响应曲线不平坦现象。针对集成光源模块中调制器消光比与调制带宽的矛盾，优化管芯制作工艺，采用基于 BCB 的聚合物填平工艺和金线键合技术改善了调制器的消光比和调制带宽，提高了集成光源模块封装的工艺稳定性和可重复性。本论文基于新型 V 接头的模块封装工艺，最终制作出了调制速率达 40 Gb/s，动态消光比超过 8 dB 的高性能集成光源模块。

本论文的主要研究成果包括以下几个方面：

1、对小信号调制响应中的张弛振荡现象进行理论分析，提出并实现了有效抑制张弛振荡的调制器端面抗反射镀膜方法，在端面抗反射镀膜中提出了基于色度坐标的膜厚控制技术，改善了工艺的可重复性，特别适用于无法采用阈值电流实时监控的光电子器件端面镀膜。

2、研究了基于 BCB 材料的新型管芯工艺，通过 BCB 填平减小了调制器电容并简化了集成管芯工艺步骤，解决了以往工艺中存在的电极附着力问题，通过采用金线键合代替导电银胶进行电极连接，提高了集成管芯工艺的稳定性 and 可重复性，并成功实现了调制器消光比和调制带宽的综合性能改善。

3、解释并消除了集成管芯调制响应曲线的低频陡降问题，通过对集成管芯电极工艺和欧姆接触层保护工艺的研究，减小了 DFB 激光器欧姆接触电阻和调制器串联电阻。

4、对集成光源模块的封装工艺进行了系统的研究，完成了 40 Gb/s 高速集成光源的模块化封装工作，并制作出动态消光比大于 8 dB 的 40 Gb/s 集成光源模块，为器件的进一步实用化奠定了基础。

## 参考文献

- [1] Cisco inc, Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2008-2013, (2009-6-9) , [http://www9.cisco.com/en/US/solutions/collateral/ns341/ns525/ns537/ns705/ns827/white\\_paper\\_c11-481360\\_ns827\\_Networking\\_Solutions\\_White\\_Paper.html](http://www9.cisco.com/en/US/solutions/collateral/ns341/ns525/ns537/ns705/ns827/white_paper_c11-481360_ns827_Networking_Solutions_White_Paper.html)
- [2] Makino S, Shinoda K, et al. High Speed EA DFB Laser for 40G and 100Gb/s. *Ieice Transactions on Electronics*, 2009, E92c(7): 937-941.
- [3] J W Raring, L A Johansson, et al. Low drive voltage, negative chirp 40 Gb/s EA-modulator /widely-tunable laser transmitter, using quantum-well-intermixing. *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, 2006, Vols 1-6, 2711-2713.
- [4] Fukano H, Yamanaka T, et al. Design and fabrication of low driving voltage electroabsorption modulators operating at 40 Gb/s. *Journal of Lightwave Technology*, 2007, 25(8): 1961-1969.
- [5] Kobayashi W, Arai M, et al. Design and Fabrication of 10/40Gb/s, Uncooled Electroabsorption Modulator Integrated DFB Laser With Butt-Joint Structure. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(1): 164-171.
- [6] L Coldren, S Corzine. *Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits*. New York: Wiley, 1995
- [7] Kikuchi N, Tsuzuki K, et al. High Speed, Low Driving Voltage Dual Drive InP Based Mach Zehnder Modulator. *Ieice Transactions on Electronics*, 2009, E92c (2): 205-211.
- [8] Akiyama S, Itoh H, et al. InP Based Mach Zehnder modulator with capacitively loaded traveling-wave electrodes. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, 26(5-8): 608-615.
- [9] Kwon Y H, Choe J S, et al. 40 Gb/s Traveling-Wave Electroabsorption Modulator-Integrated DFB Lasers Fabricated Using Selective Area Growth. 2009, *Etri Journal* 31(6): 765-769.
- [10] Yun H G, Choi K S, et al. Integration and Characteristics of 40-Gb/s Electroabsorption Modulator Integrated Laser Module With a Driver Amplifier and Bias Tees. *Ieee Transactions on Advanced Packaging*, 2008, 31(4): 855-860.
- [11] Akage Y, Kawano K, Oku S, et al. Wide bandwidth of over 50GHz travelling-wave electrode electroabsorption modulator integrated DFB lasers. *Electronics Letters*, 2001, 37(5): 299-300.
- [12] Mason B, Ougazzaden A, Lentz C W, et al. 40-Gb/s tandem electroabsorption modulator. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2002, 14(1): 27-29.

- 
- [13] Lewen R, Irmscher S, Westergren U, et al. Segmented transmission-line electroabsorption modulators. *Journal of Lightwave Technology*, 2004, 22(1): 172-179
- [14] Arimoto H, Shimizu J, Shirai M, et al. Wide temperature range, from 0 to 85°C, operation of a 1.55  $\mu\text{m}$ , 40 Gbit/s InGaAlAs electro-absorption optical modulator *Electronics Letters*, 2005, 41(1): 35-37
- [15] Aubin G, Seoane J, Merghem K, et al. Electroabsorption modulator laser for cost-effective 40 Gbit/s networks with low drive voltage, chirp and temperature dependence. *Electronics Letters*, 2009, 45(24): 1263-U100.
- [16] Shinoda K, Makino S, Kitatani T, et al. InGaAlAs-InGaAsP Heteromaterial Monolithic Integration for Advanced Long-Wavelength Optoelectronic Devices. *Ieee Journal of Quantum Electronics*, 2009, 45(9): 1201-1209.
- [17] Yun H G, Choi K S, Kwon Y H, et al. Fabrication and characteristics of 40-Gb/s traveling-wave electroabsorption modulator-integrated DFB laser modules. *Ieee Transactions on Advanced Packaging*, 2008, 31(2): 351-356.
- [18] U Koren, B I Miller, M G Young, et al. Polarization insensitive semiconductor optical amplifier with integrated electroabsorption modulators. *Electron Lett*, 1996, 32:111–112.
- [19] F Devaux, S Muller, A Ougazzaden, et al. Zero-loss multiple-quantum-well electro-absorption modulator with very low chirp. *Applied Physics Letters*, 1994, 64:954–956.
- [20] Yagisawa T, Ikeuchi T. Compact 40 Gbit/s EML Module Integrated with Driver IC. *Ieice Transactions on Electronics*, 2009, E92c(7): 951-956.
- [21] Takahashi H, Shimamura T, et al. High Power 25-Gb/s Electroabsorption Modulator Integrated With a Laser Diode. *Ieee Photonics Technology Letters*, 2009, 21(9-12): 633-635.
- [22] Gokhale M R, Studenkov P V, et al. Design and operation of uncooled 10 Gb/s, 1310 nm electroabsorption modulated lasers. 2004 International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, Conference Proceedings, 2004: 569-572
- [23] Hayee M, Willner A. NRZ versus RZ in 10-40-Gb/s dispersion-managed WDM transmission systems. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1999, 11(8):991-993
- [24] Sato K. Semiconductor light sources for 40-Gb/s transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, 2002, 20(12):2035-2043
- [25] Preliminary data sheet for 40 Gbit/s lithium niobate electro-optic modulator. Allentown, PA, USA: Agere Systems Inc., 2002
- [26] Ebberg A, Auracher F, Borchert B. 10Gbit/s transmission using directly modulated uncooled MQW ridge waveguide DFB lasers in TO package. *Electron. Lett.*, 2000, 36(17):1476-1477

- [27] Souli N, Devaux F, Ramdane A, et al. 20 Gbit/s high-performance integrated MQW tandem modulators and amplifier for soliton generation and coding. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1995, 7(6):629-631
- [28] Fukano H, Akage Y, et al. Low chirp operation of 40 Gbit/s electroabsorption modulator integrated DFB laser module with low driving voltage. *Ieee Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2007, 13(5): 1129-1134.
- [29] Datasheet for 40 Gb/s EA modulator (OL5157M). Tokyo: Oki Electric Industry Co., 2008.
- [30] Luo Y, Pu R, Sun C Z, et al. Very simple integrated DFB laser/EA modulator utilizing gain coupling in Digest of 10th International Conference on Integrated Optics and Optical Fibre Communication, Hong Kong, 1995. ThD2-1
- [31] 熊兵. 40 Gb/s 电吸收调制器集成光源的研究: [博士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2004.
- [32] 王健. 新型侧向耦合 DFB 激光器与高速电吸收调制器的研究博士论文: [博士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2005.
- [33] 李同宁, 金锦炎, 罗毅等. 2.5 Gb/s 用 DFB-LD/EA 单片集成器件. *光通信研究*, 1999, 3, 42-47.
- [34] 刘宇, 祝宁华, 孙长征等. 10 Gb/s 电吸收调制器的微波封装设计. *中国激光*, 2005, 32(11), 1495-1498.王健
- [35] 蔡鹏飞. 10Gb/s AlGaInAs DFB 激光器与 40Gb/s 集成光源模块研究: [博士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2007.
- [36] Luo Y, Cai P F, et al. High-speed AlGaInAs-MQW integrated EA Modulator/DFB laser module based on identical epitaxial layer scheme for 40 gb/s optic fiber communication systems. 2007 International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, Conference Proceedings: 369-371
- [37] 田建柏, 熊兵, 罗毅等. 应用于 40Gb/s 电吸收调制器的 Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 高速热沉研究. *红外与毫米波学报*, 2006, 25(2), 105-108
- [38] S Kaneko, H Itamoto, T Miyahara, et al. Impact of package resonance on eye diagram in high-speed optical modules. In Proc. Eur. Conf. Opt. Commun, 2001, Wep.12: 402-403.
- [39] SUN Chang-zheng, XIONG Bing, YI Luo, et al. Influence of Residual Facet Reflection on the Eye-Diagram Performance of High-Speed Electroabsorption Modulated Lasers, *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(15):2970-2976
- [40] M Suzuki, H Tanaka, S Akiba, et al. Electrical and optical interactions between integrated InGaAsP/InP DFB lasers and electroabsorption modulators. *J. Lightw. Technol.*, 1988, 6(6):779-785.

- 
- [41] N H Zhu, G H Hou, H P Huang, et al. Electrical and optical coupling in an electroabsorption modulator integrated with a DFB laser. *IEEE J. Quantum Electron.*, 2007, 43(7):535-544.
- [42] M Yamaguchi, T Kato, T Sasaki, et al. Requirements for modulator-integrated DFB LD's for penalty free 2.5-Gb/s transmission. *J. Lightw. Technol.*, 1995, 13(10):1948-1954.
- [43] SUN Chang-zheng, XIONG Bing, XU Jian-ming, et al. Fabrication and packaging of 40 Gb/s AlGaInAs multiple-quantum-well electroabsorption modulated lasers based on identical epitaxial layer scheme. *Journal of Lightwave Technology*. 2008, 26(11): 1464-1471
- [44] Byeong Hoon Park, In Kim, Tae-I Kim, et al. Investigation of optical feedback in high-speed electroabsorption modulated lasers with a window region. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, 17(4):777-779
- [45] Jongin Shim, Jongryeo Kim, Donghoon Jang, et al. Facet Reflectivity of a Spot Size Converter Integrated Semiconductor Optical Amplifier, *IEEE Journal Of Quantum Electronics*, 2002, 38(6):665-673
- [46] Hiroshi Hatakeyama, Koji Kudo, Tatsuya Sasaki, et al. Wavelength-selectable microarray light sources for wide-band DWDM applications. *IEEE Journal Of Selected Topics In Quantum Electronics*, 2002, 8(6):1341-1348
- [47] Jinyan Jin, Decheng Tian, Jing Shi, et al. Fabrication and complete characterization of polarization insensitive 1310 nm InGaAsP-InP quantum-well semiconductor optical amplifiers. *Semiconductor Science And Technology*, 2004, 19:120-126
- [48] Shotaro Kitamura, Hiroshi Hatakeyama, Masayuki Yamaguchi, et al. Angled Facet S-Bend Semiconductor Optical Amplifiers for High-Gain and Large Extinction Ratio. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1999, 11(7):788-790
- [49] CHANG Jin, HUANG Dexiu, Experiment and research of coating on semiconductor optical amplifiers facets, study on optical communications, 2004, 5, 65-67 (in chinese)
- [50] El Amrani A, Menous I, et al. Silicon nitride film for solar cells. *Renewable Energy*, 2008, 33(10): 2289-2293.
- [51] Wu M L, Zhang W J, et al. A study on the SiN anti-reflective coating for nanocrystalline silicon solar cells. *Proceedings of Ises Solar World Congress 2007: Solar Energy and Human Settlement*, 2007, Vols I-V: 234-1238
- [52] Karunagaran B, Jeong J P, et al. Low-temperature deposition of silicon-nitride layers by using PECVD for high efficiency Si solar cells. *Journal of the Korean Physical Society*, 2006, 48(6): 1250-1254.
- [53] Zhang Lijiang, Xiong Bing, Wang Jian, et al. Facet Antireflection Coatings Deposited by PECVD. *Semiconductor Optoelectronics(半导体光电)*, 2004, 25(5): 380-383 (in Chinese)

- [54] Saitoh T, Mukai T, Mikami O. Theoretical analysis and fabrication of antireflection coatings on laser diode facets. *Journal of Lightwave Technology*, 1985, 3(2): 288-293
- [55] Aberle A G. Overview on SiN surface passivation of crystalline silicon solar cells. *Solar Energy Materials And Solar Cells*, 2001, 65(1):239-248
- [56] XU Xiao-feng, DU Xi-liang, XING Huai-zhong, et al, Study of antireflection coatings of 400-700 nm for broad angle range, *Journal of Optoelectronics Laser*, 2007, 18(7):886-888 (in chinese)
- [57] Lelievre J F, Kaminski A, Boyeaux J P, et al. Optical properties of PECVD and UVCVD SiNx antireflection coatings for silicon solar cells. *Photovoltaic Specialists Conference*, 2005, 1111-1114
- [58] Malacara, Daniel. *Color Vision and Colorimetry: Theory and Applications*. SPIE Press. 2002. 37-55
- [59] Kaminow I P, Eisenstein G, Stulz L W. Measurement of the modal reflectivity of an antireflection coating on a superluminescent diode. *IEEE J Quantum Electron*, 1983, 19 (4): 493-495
- [60] Mitomi O, Kotaka I, Wakita K, et al. 40-Ghz bandwidth InGaAs/InAlAs multiple quantum well optical intensity modulator. *Appl. Optics*, 1992, 31(12):2030-2035
- [61] Bond A E, Shtengel G, Singh P, et al. High speed packaged electroabsorption modulators for optical communications. *Electronic Components and Technology Conference*, Las Vegas, NV, USA:Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, Piscataway, NJ, USA, 2000, 469-473
- [62] Miyahara T, Kaneko S, Noda M, et al. High-speed electroabsorption (EA) modulator modules using the flip-chip bonding (FCB) technique. *Technical Digest Series of Conference on Optical Fiber Communication*, Anaheim, CA:Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2001. WDD67.1-3
- [63] Lim JuHwan, Kwon DaeHan, Rieh Jae-Sung, et al. RF Characterization and Modeling of Various Wire Bond Transitions. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*. 2005, 28:772-778
- [64] Ching-Cheng Tien, Ching-Kuang C. Tzuang, et al. Transmission Characteristics of Finite-Width Conductor-Backed Coplanar Waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1993, 41(9): 1616-1624
- [65] Ming Yu, Ruediger Vahldieck, Jifu Huang. Comparing Coax Launcher and Wafer Probe Excitation for 10mil Conductor Backed CPW with Via Holes and Airbridges. *IEEE Microwave Symposium Digest*. 1993, 2:705-708
- [66] 应嘉年, 顾茂章, 张克潜. *微波与光导波技术*. 北京: 国防工业出版社, 1994.311-315

- [67] Zhizhi Liu, He Yuan, Changzheng Sun, et al. Grounded Coplanar Waveguide with Via Holes for High-speed Integrated EA Modulator/DFB Laser Module. IEEE Nano-Optoelectronics Workshop. 2007, 148-149
- [68] 周奇伟. 40 Gb/s 高速集成光源模块封装关键技术研究: [硕士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2009.
- [69] Jianming Xu, Changzheng Sun, Bing Xiong, Yi Luo, Resonance Suppression of Grounded Coplanar Waveguide in Submount for 40 Gb/s Optoelectronic Modules, Journal of Infrared Milliwave and Terahz Waves, 2009, 30:103-108
- [70] Chuang S L, Schmitt-Rink S, Miller D A B, et al. Exciton Green's-function approach to optical absorption in a quantum well with an applied electric field. Phys. Rev. B, 1991, 43(2):1500-9
- [71] 罗毅, 徐建明, 黄缙, 等. 基于直接调制和外调制的高速半导体激光光源, 红外与激光工程, 2008, 37(2):200-204
- [72] Takemasa K, Kubota M, Munakata T, et al. 1.3  $\mu\text{m}$  AlGaInAs buried-heterostructure lasers. IEEE Photonics Technology Letters, 1999, 11(8): 949-951
- [73] Selmic S R, Chou T M, Sih J P, et al. Design and characterization of 1.3  $\mu\text{m}$  AlGaInAs-InP multiple-quantum-well lasers. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2001, 7(2): 340-349
- [74] Shinoda K, Kitatani T, Aoki M, et al. 1.3- $\mu\text{m}$  InGaAlAs short-cavity DBR lasers for uncooled 10-Gb/s operation with low drive current. IEEE Photonics Technology Letters, 2006, 18(21): 2383-2385
- [75] Paoletti R, Agresti M, Bertone D, et al. Highly reliable and high-yield 1300-nm InGaAlAs directly modulated ridge Fabry-Perot lasers, operating at 10-Gb/s, up to 110°C, with constant current swing. Journal of Lightwave Technology, 2006, 24(1): 143-149
- [76] R S Tucker, D J Pope. Circuit Modeling of the Effect of Diffusion on Damping in a Narrow Stripe Semiconductor Laser. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1983, QE-19(7): 1179
- [77] 文国鹏. 2.5 Gb/s 1.5  $\mu\text{m}$  增益耦合型 DFB 激光器/EA 调制器单片集成光源的研究: [博士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 1999
- [78] Donald A. neamen, Semiconductor Physics and Devices , Electronic Industry Press 2005. Basic Principles
- [79] Dow Industry, Processing Procedures for CYCLOTENE 3000 Series Dry Etch Resins, 2005
- [80] Hilmi Volkan Demir, Jun-Fei Zheng, David A.B. Miller, et al. Self-Aligning Planarization and Passivation for Integration Applications in III-V Semiconductor Devices. IEEE Transactions On Semiconductor Manufacturing, 2005, 18(1):182-189

- [81] Gautier C, Machet J. Effects of deposition parameters on the texture of chromium films deposited by vacuum arc evaporation[J]. *Thin Solid Film*, 1996, 289(1-2):34-38.
- [82] Guilbaud Massereau V, Celerier A, Machet J. Study and improvement of the adhesion of chromium thin films deposited by magnetron sputtering. *Thin Solid Films*, 1995, 258(12):185-193.
- [83] Holloway P H. and Long R L. On Chemical Cleaning for Thermocompression Bonding. *IEEE Transactions on Parts, Hybrids, and Packaging*, 1975, 11(2):83-88.
- [84] 李学丹, 万学英, 姜祥祺, 等. 真空沉积技术[M], 杭州:浙江大学出版社,1994
- [85] Jiyoun Lim, Young-Shik Kang, Jeha Kim, et al. Analysis and Characterization of Traveling-Wave Electrode in Electroabsorption Modulator for Radio-on-Fiber Application. *Journal Of Lightwave Technology*, 2003, 21(12):3004-3009
- [86] Tsu-Hsiu Wu, Yi-Jen Chiu, and Fang-Zheng Lin. High-Speed (60 GHz) and Low Voltage Driving Electroabsorption Modulator Using Two Consecutive-Steps Selective Undercut Wet Etching Waveguide. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2008, 20(14): 1261-1263.
- [87] YANG Lijie, LI Fuxiao, JIANG Youquan, et al. Formation of Ohmic Contacts to P-GaAs. *Research and Progress Of SSE*, 2007, 27(3):427-430.
- [88] Kok Y P, and Aziz A A. Influence of contact dimension on end resistance characterization for transmission line model. 2004 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics, Proceedings: 10-14
- [89] Geoffrey K, Reeves and H Bany Harrison, An Analytical Model for Alloyed Ohmic Contacts Using a Trilayer Transmission Line Model. *IEEE Transactions On Electron Devices*, 42(8): 1536-1548
- [90] Klootwijk J H and C E Timmering. Merits and Limitations of Circular TLM structures for contact resistance determination for novel III-VHBTs. *Icmts 2004: Proceedings of the 2004 International Conference on Microelectronic Test Structures*: 247-252
- [91] Briggs R D, Howard A J, et al. A study of P-type ohmic contacts to InAlAs/InGaAs heterostructures. *Thin Solid Films*, 1996, 291: 508-512.
- [92] Yu J S, Kim S H, Kim T I. PtTiPtAu and PdTiPtAu ohmic contacts to p-InGaAs. *Compound Semiconductors*, 1998, 156: 175-178.
- [93] Datasheet for KYOCERA 40Gb/s VSR Products(R0123B), Tokyo: KYOCERA Co., 2007

## 致 谢

衷心感谢导师罗毅教授在博士生研究期间的悉心指导，罗老师在学术研究和实验工作上的指导，是我博士生工作顺利完成的的前提条件。罗老师严谨的科学作风和笃实的研究精神使我受益终生。

特别感谢孙长征老师和熊兵老师在实验工作、科学研讨和论文写作中给予我的指导。他们对我的鼓励和教诲，对我的论文工作具有直接指导意义。

感谢清华大学集成光电子国家实验室 InP 组的所有同学，在研究工作和生活上给予我的帮助。在实验室共同的研究生活使我们能够互相交流，建立了深厚的友谊，尤其感谢袁贺同学，周奇伟同学在传输线制作和模块封装中给予我的大力帮助。本论文的工作还得到黄缙、赵湘楠、石拓、朱军浩等同学的帮助，在此表示诚挚的谢意。并感谢中科院电子所、中科院半导体所在模版制作，光纤耦合等工作中提供的帮助

还要感谢六年来默默支持我攻读博士学位的父母和女朋友，使我能够全心的投入到科研工作中去。最后，谨以拙作《师恩》表达我对各位老师的感谢。

漫漫春秋雨露施，赤忱惟有寸心知。青云志是神州表，济世才堪万代师  
夫子诗文能载道，杏林箴海亦成思。深恩岂足侈言谢，一片冰心写作诗

---

---

## 声 明

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

签 名：\_\_\_\_\_日 期：\_\_\_\_\_

## 个人简历、在学期间发表的学术论文与研究成果

### 个人简历

1981年12月25日出生于云南省姚安县。

2000年9月考入清华大学电子工程系电子科学与技术专业,2004年7月本科毕业并获得工学学士学位。

2004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博士学位至今。

### 发表的学术论文

- [1] Jianming Xu, Changzheng Sun, Yi Luo, et al. Resonance Suppression of Grounded Coplanar Waveguide in Submount for 40 Gb/s Optoelectronic Modules, *Journal of Infrared Milliwave and Terahz Waves*. 2009, 30(2):103-108 (SCI收录, 检索号: 000263878400001.)
- [2] Jianming Xu, Bing Xiong, Changzheng Sun, et al. Nonlinearity of Integrated Electroabsorption Modulator Chip for RoF Link, *International Nano-Optoelectronics Workshop*, 2007:98-99 (EI收录, 检索号: 20083111413455)
- [3] 罗毅, 徐建明, 黄缙, 等. 基于直接调制和外调制的高速半导体激光光源, *红外与激光工程*, 2008, 37(2):200-204
- [4] 徐建明, 熊兵, 袁贺, 孙长征, 罗毅. 基于反射光谱分析的单层抗反射镀膜非在位厚度控制技术研究, *光电子激光*. (已被光电子·激光录用, EI源刊)

参考文献

---