

40 Gb/s 电吸收调制器 集成光源的研究

(申请清华大学工学博士学位论文)

培 养 单 位：清华大学电子工程系

学 科：电子科学与技术

研 究 生：熊 兵

指 导 教 师：罗 毅 教 授

二〇〇四年十月

Study on 40 Gb/s Electroabsorption Modulator Integrated Light Sources

Dissertation Submitted to
Tsinghua University
in partial fulfillment of the requirement
for the degree of
Doctor of Engineering

by
Xiong Bing
(**Electronic Science and Technology**)

Dissertation Supervisor: Professor Luo Yi

October, 2004

摘要

为了实现 40 Gb/s 电吸收(EA)调制器集成光源, 本论文对集成器件的管芯结构设计和制作工艺、高速过渡热沉研制和管芯级封装、测试等一系列关键问题进行了细致深入的研究。

为了改善 EA 调制器及其集成器件的传输特性, 本论文根据传输特性的理论模拟, 对工作条件和材料结构参数进行了优化设计。模拟结果表明, 对于特定结构的 EA 调制器, 其最优化波长红移量范围与消光比分别为 40~50 nm 和 10 dB。基于传输特性的最优化材料结构为: 垒材料 $Q_{1.25}$, 量子阱宽 6~10 nm。

为了简化制作工艺, 论文采用同一外延层集成结构。在前期 2.5 Gb/s 集成器件基础上, 通过改进器件结构与制作工艺制作出 10 Gb/s 分布反馈式(DFB)激光器/EA 调制器集成光源器件, 其最小阈值电流 6mA, 与文献报道最好水平相当。

为了实现 40 Gb/s 半导体光放大器(SOA)/EA 调制器集成器件, 我们进一步改进了调制器结构以减小电容。采用 ICP 干法刻蚀技术制作出 2 μ m 宽的高脊波导以减小结区电容, 同时采用绝缘层平面化工艺减小电极电容, 并且增强了电极连接的可靠性。

为了对管芯高频特性进行测试, 本论文制作了面向 40 Gb/s 集成光源的新型高速热沉。该热沉采用共面波导传输线传送微波调制信号, 同时采用 Ta_2N 薄膜电阻实现阻抗匹配。制作完成的过渡热沉在 0~40 GHz 范围内反射系数小于 -20 dB。采用自主开发的封装工艺对集成管芯进行了管芯级封装, 有效地减小了引线电感, 而且避免了传统引线焊接工艺破坏管芯的危险。

我们建立并完善了管芯高速调制特性的测试系统。通过改善光纤稳定性和调整入射激光的偏振减小光耦合损耗, 并对微波探针和光探测器引入的测量误差进行了校准。同时, 建立了管芯级测试的等效电路, 根据对器件微波反射特性和小信号调制响应的拟和, 提取出器件的关键特征参数。测试结果表明, 我们制作的 SOA/EA 调制器集成器件的器件电容已减小到 0.13 pF, 其调制带宽超过 40 GHz, 为迄今为止文献报道的 IEL 集成器件的最好结果。

关键词: 40 Gb/s EA 调制器, 传输特性模拟, 集成器件, 高速热沉, 测试系统

Abstract

In order to develop electroabsorption (EA) modulator integrated light sources for 40 Gb/s applications, this thesis makes a systematic study of device design and fabrication, high-speed submount fabrication, chip-level packaging and small signal modulation test.

A theoretical simulation of transmission performance is carried out to determine the optimum working conditions and material structure of the EA modulator. According to the simulation results, the optimum wavelength detuning range and extinction ratio are 40~50 nm and 10 dB, respectively. And the optimum value for well width and barrier bandgap wavelength are 6~10 nm and 1.25 μm , respectively.

To simplify the fabrication process, identical epitaxial layer (IEL) integration scheme is adopted. A transmitter containing a distributed feedback (DFB) laser integrated with an EA modulator is fabricated for 10 Gb/s applications. The threshold current is as low as 6 mA, comparable with the best results reported so far.

To fabricate semiconductor optical amplifier (SOA)/ EA modulator integrated device capable of 40 Gb/s operation, we have further optimized the device structure to reduce the capacitance of the EA modulator. A 2 μm -wide high-mesa ridge waveguide is formed by ICP dry etching to reduce the junction capacitance, while a planarization process is adopted to reduce the electrode capacitance and to ensure the electrode reliability.

A novel high-speed submount is fabricated to test the frequency response of 40 Gb/s EA modulators. The submount contains a coplanar waveguide (CPW) transmission line for microwave feeding, while a Ta_2N thin-film resistor is adopted for resistance matching. The reflection coefficients of fabricated submount is measured to be less than -20 dB up to 40 GHz. We have also developed a chip-level packaging technique, which not only effectively reduces the wire inductance reduced but also avoids the damage caused by ultrasonic wire-bonding.

A measurement system is setup to characterize the frequency response of

high-speed integrated devices. The fiber coupling loss is reduced by stabilizing the fiber holder and adopting a polarization controller. The measured small signal modulation response is calibrated by taking into account of the transmission loss of microwave probe and the response of the optical detector. An equivalent circuit of the chip-level bonded devices is proposed to extract the key parameters of the integrated device by fitting the reflection coefficients and the small signal modulation responses. The modulator capacitance of the SOA/EA integrated device has been reduced to about 0.13 pf and a modulation bandwidth over 40 GHz has been demonstrated, which is the best result for IEL structure integrated devices up to date.

Key words: 40 Gb/s EA modulator, transmission performance simulation, integrated devices, high-speed submount, measurement system

目 录

摘 要	I
ABSTRACT (英文摘要)	II
第一章 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.2 40 Gb/s 高速 EA 调制器及其集成器件的研究现状	2
1.2.1 高速 EA 调制器的分类	2
1.2.2 国内外研究现状	3
1.3 实现 40 Gb/s 高速 EA 调制器及其集成器件的主要难点	4
1.3.1 EA 调制器速度提高的难点分析	5
1.3.2 改善系统传输特性的难点分析	8
1.4 本论文工作的创新与特色	9
第二章 基于传输特性的 EA 调制器结构与工作参数的优化设计	13
2.1 基于传输特性对 EA 调制器进行优化设计的研究背景	13
2.2 理论计算模型	14
2.2.1 量子阱材料吸收谱的计算模型	14
2.2.2 根据吸收谱计算 EA 调制器的消光比和啁啾系数	19
2.2.3 系统模拟传输模型	20
2.3 基于传输特性模拟对 EA 调制器工作参数的优化	22
2.3.1 工作参数对 EA 调制器消光比和啁啾系数的影响	22
2.3.2 基于传输特性对工作条件参数的优化	24
2.4 基于传输特性模拟优化 EA 调制器的量子阱结构参数	26
2.4.1 量子阱结构参数对 EA 调制器啁啾特性的影响	26
2.4.2 根据传输特性模拟对量子阱材料结构参数的优化	29
2.5 小结	30
第三章 高性能 10 Gb/s DFB 激光器/EA 调制器集成光源研制	31
3.1 提高调制速度与改善器件性能之间的矛盾	31
3.2 引入干法刻蚀工艺制作高脊结构的新型方法	33
3.3 兼顾减小电容和改善器件特性的新型绝缘层方案	35
3.4 10 Gb/s DFB 激光器/EA 调制器的管芯制作工艺流程	37
3.4 DFB 激光器/EA 调制器集成光源的静态特性	38
3.5 集成光源的高频特性测试	39
3.6 本章小结	41

第四章 40 Gb/s SOA/EA 调制器集成器件的管芯制作技术研究	43
4.1 40 Gb/s 调制速度对 EA 调制器管芯制作技术的挑战	43
4.1.1 减小器件电容的目标	43
4.1.2 提高器件速度与改善器件可靠性的矛盾	46
4.2 进一步减小 EA 调制器电容的方案选择	46
4.2.1 实现电极平面化、减小电极电容的方案选择	46
4.2.2 减小结区电容的方案选择	48
4.3 40 Gb/s 集成器件的工艺流程	50
4.5 SOA/EA 集成器件的静态特性测试	52
4.6 本章小结	54
第五章 面向 40 Gb/s 集成光源的高速热沉研制	56
5.1 实现 40 Gb/s 集成光源高速热沉的技术难点	56
5.1.1 为实现 40 Gb/s 调制速度的高速过渡热沉	56
5.1.2 高速过渡热沉的技术难点分析	57
5.2 设计共面波导传输线实现低损耗微波传输	59
5.3 选择合适金属材料改善电极与 Ta ₂ N 薄膜之间接触特性	61
5.4 高速热沉的工艺流程	63
5.5 高速热沉的微波特性测试与分析讨论	65
5.6 本章小结	66
第六章 高速集成光源的管芯级封装、测试技术研究	68
6.1 集成光源的管芯级封装、高频测试的技术难点分析	68
6.2 基于导电银胶的管芯级封装, 减小引线电感、提高成品率	69
6.3 双端光纤耦合测试系统的建立与完善	71
6.4 消除微波探针和光探测器引入的高频测试误差	73
6.5 分析测试数据, 获取集成光源特征参数	74
6.6 工作参数对小信号调制特性的影响分析	76
6.6.1 工作波长的影响	76
6.6.2 入射光功率的影响	77
6.6.3 偏置电压的影响	77
6.7 本章小结	78
结 论	80
参考文献	82
致谢及声明	90
个人简历、在学期间的研究成果及发表的学术论文	91

第一章 绪论

1.1 研究背景

自上个世纪 70 年代末第一代光纤通信系统投入使用以来, 光纤通信系统的系统容量在短短的二十几年间已从初期的 45 Mb/s 达到目前 10 Tb/s 的水平^[2,3]。特别是上个世纪 90 年代以来, 掺铒光纤放大器(erbium-doped fiber amplifier, EDFA)的发明和波分复用(wavelength division multiplexing, WDM)技术的广泛采用, 加上互联网、多媒体等技术兴起带动市场需求的增加, 数字光纤通信系统的发展势头更加迅猛。目前, 基于单路 10 Gb/s 的 WDM 系统已应用于通信市场, 更高速度的 40 Gb/s 技术已成为研究热点^[3,4]。光纤通信系统将继续朝高速度、大容量的方向发展。通信系统离不开光源器件的支持, 系统的快速发展将不断向光源器件提出更高、更新的要求。

高速半导体电吸收(electro-absorption, EA)光调制器具有速度高、频率啁啾小、体积小、驱动电压低等突出优点, 已成为光纤通信系统中的重要器件之一^[5-9]。由于分立 EA 调制器存在光耦合损耗大、封装困难等问题, 基于 EA 调制器的集成光源器件具有明显的优势: 比如将 EA 调制器与分布反馈式(distributed feedback, DFB)激光器集成的光源器件^[1,10], 既拥有 DFB 激光器具有窄线宽、动态单模等优点, 又获得 EA 调制器的高速、低啁啾特性, 还具有耦合损耗小、可靠性高的优势, 从而已成为光纤通信系统中最有前途的光源器件之一。

本论文的研究重点是基于高速 EA 调制器集成光源器件, 包括两种集成器件: 一种是上面提到的 DFB 激光器/EA 调制器集成光源, 另一种是半导体放大器(semiconductor optical amplifier, SOA)/EA 调制器集成器件, 因其采用 SOA 集成以补偿 EA 调制器的耦合损耗, 从而 EA 调制器的应用竞争力得到了增强^[11,12]。

1.2 40 Gb/s高速EA调制器及其集成器件的研究现状

1.2.1 高速EA调制器的分类

按照电极结构, 高速 EA 调制器可分为集总型 EA 调制器和行波型 EA 调制器:

1、集总型 EA 调制器的长度较短, 高频调制信号是以类似驻波的方式在脊波导内对光波进行调制。电极结构比较简单, 只有一个引线电极焊盘。集总型 EA 调制器的调制速率主要受其电容的限制, 在文献报道中的 3 dB 带宽已达到 57 GHz^[11]。

2、顾名思义, 行波型 EA 调制器的高频调制信号是以行波方式通过脊波导, 同时驱动调制器对光波进行调制, 因此可以突破电容对调制速率的限制。行波型 EA 调制器可以采用较长的器件长度以减小驱动电压的指标要求。器件采用两个引线电极焊盘, 一个供信号输入, 一个供信号输出, 两焊盘之间的行波电极设计必须考虑微波和光波的速度匹配。行波型 EA 调制器的优势是低驱动电压、高调制速率, 文献报道中的行波型 EA 调制器的 3 dB 带宽已达到 90 GHz^[13]。主要的缺点是电极结构复杂, 制作工艺困难。

集总型 EA 调制器结构更简单、制作难度小、便于与有源器件集成, 因此在本论文中, 只研究集总型 EA 调制器及其集成器件。除非特别指出, 下文提到的 EA 调制器专指集总型 EA 调制器。

根据材料结构, EA 调制器可分为三种^[1]:

1、基于 Franz-Keldysh 效应的体材料 EA 调制器, 具有结构简单、容易生长的优点, 主要缺点是消光比小、调制器电压高;

2、基于 Wannier-Stark 局域化效应的超晶格 EA 调制器, 其突出优点是调制电压低, 缺点是生长困难, 消光比低;

3、基于量子限制斯塔克效应(quantum-confined stark effect, QCSE)的多量子阱 EA 调制器, 具有激子吸收边陡峭、调制电压低、消光比大、适合集成等优点。

本论文主要研究多量子阱 EA 调制器及其集成器件, 除非特别指出, 下文中提到的 EA 调制器均指多量子阱型的 EA 调制器。

1.2.2 国内外研究现状

表1-1 40 Gb/s集总型EA调制器及其集成光源的文献报道

序号	器件类型	年份	调制带宽 (GHz)	消光比 (dB)	长度 (μm)	EA调制器 有源层材料	波导结构	电极台 绝缘介质	出处
1	EA	1992	40	20	100	12 $\times$ 量子阱	低脊波导 高脊波导	聚酰亚胺	14,15
2	EA	1994	35	20	120	20 $\times$ 量子阱	高脊波导	聚酰亚胺	16
3	DFB+EA	1995	36	14	90	10 $\times$ 量子阱	高脊波导	聚酰亚胺	17
4	EA	1995	42	10	75	10 $\times$ 量子阱	高脊波导	聚酰亚胺	18
5	EA	1995	50	20	63	12 $\times$ 量子阱	高脊波导	聚酰亚胺	19
6	EA	1995	42	16	120	8 $\times$ 量子阱	高脊波导	聚酰亚胺	20
7	EA	1996	40	20	100	10 $\times$ 量子阱	高脊波导	聚酰亚胺	21
8	DFB+EA	1997	>30	13	100	14 $\times$ 量子阱	高脊掩埋	聚酰亚胺	22
9	SOA+EA	1997	36	17	50	15 $\times$ 量子阱	高脊波导	聚酰亚胺	12
10	EA	1999	46	30	100	10 $\times$ 量子阱	高脊掩埋	聚酰亚胺	23
11	EA	2000	43	>10	80	18 $\times$ 量子阱	高脊波导	聚酰亚胺	24
12	SOA+EA	2000	36	22	80	14 $\times$ 量子阱	高脊波导	聚酰亚胺	25
13	DFB+EA	2001	41	20	100	13 $\times$ 量子阱	低脊波导	聚酰亚胺	26
14	EA	2001	>40	-	-	-	-	-	27
15	EA	2001	>50	30	100	-	倒台低脊	聚酰亚胺	28
16	DFB+EA	2002	>50	-	70	-	1.1 μm	-	29
17	EA	2002	40	15	75	10 $\times$ 量子阱	高脊波导	-	30
18	SOA+EA	2002	>50	17	80	多量子阱	高脊掩埋	介质膜	11
19	DFB+EA	2003	35	21	100	13 $\times$ 量子阱	低脊波导	聚酰亚胺	31
20	EA	2003	42	30	100	体材料	高脊波导	-	32

表 1-1 归纳了迄今为止的 40 Gb/s 集总型 EA 调制器及其集成器件的文献报道。与分立的 EA 调制器相比,集成器件的制作需要克服更多的技术难点,因而关于 40 Gb/s EA 调制器集成器件的报道相对较少。目前,虽然已有少量的 40 Gb/s EA 调制器产品推出^[33],但 40 Gb/s 的器件基本上仍处于研发阶段,远未实现商品化。

表 1-1 给我们提供了一些 40 Gb/s 高速 EA 调制器的共性特点:

- 1、调制器长度基本上在 100 μm 以下;
- 2、大多采用窄条高脊结构;
- 3、基本上都采用聚酰亚胺(Polyimide)介质膜作电极绝缘层;
- 4、量子阱数都在 10 以上。

这些特点反映了高速 EA 调制器研究中的一些规律,值得我们借鉴。

尽管国际上 40 Gb/s 以上的 EA 调制器及其集成器件已成为研究热点,但在国内 10 Gb/s 以上的光源器件的研究报道还比较少。1994 年,本实验室(清华大学研究小组)在国内率先开展了 DFB 激光器/EA 调制器集成光源的研究,同时在国际上独立提出了同一外延层(identical epitaxial layer, IEL)单片集成方法^[34,35]。在“863”计划的支持下,本实验室在国内率先成功研制出与国际同类产品水平相当的 2.5 Gb/s 集成光源发射机模块^[1,10,36]。在实验室原有工作基础上,本论文研制出调制带宽超过 10 GHz^[37]和 40 GHz^[38]的高速集成器件,将我国相关领域的研究水平推到了国际前沿水平。

1.3 实现40 Gb/s高速EA调制器及其集成器件的主要难点

本论文研究的主要问题是改善 EA 调制器的高速调制特性,包括调制速度特性和系统传输特性。速度特性是 EA 调制器最重要的性能,通常采用小信号调制响应的 3 dB 电带宽来评价。另一方面,系统传输特性反映了 EA 调制器产生的光信号通过系统传输的能力,一般通过光信号在系统中的传输功率代价和接收机灵敏度来评价。

1.3.1 EA调制器速度提高的难点分析

1.3.1.1 不同码型条件下传输系统对于系统光源调制速度的要求

在数字光纤通信系统中,最常用的两种码型是非归零(non-return-to-zero, NRZ)码和归零(return-to-zero, RZ)码^[39]。不同的传输码型对系统的带宽要求有所不同。

NRZ 码的光信号一般采用 NRZ 码电信号调制系统光源产生。工程上 NRZ 码传输系统要求其接收机中采用 3 dB 带宽为 $0.75 \times$ 传输速率的低通滤波器^[40]。如果系统要引入前向纠错(forward error correction, FEC)方法以减小误码率,则实际码率要比标准码率有所增加,相应的带宽需要增加 7%~25%左右^[4]。系统光源的最低调制带宽指标,通常采用接收机滤波器带宽^[33,41,42],也就是说系统光源的 3 dB 调制带宽至少要达到 $0.75 \times$ 传输速率的要求,所以在 10 Gb/s 系统中一般要求超过 8 GHz^[42],在 40 Gb/s 系统中要求超过 30 GHz^[33,41]。

RZ 码是另一种常用的传输码型。和 NRZ 码不同, RZ 码的“1”码只保持在整个码型周期内的一部分时间,然后就变回“0”。因此 RZ 码脉冲更窄,对应相应的信号带宽更宽。采用 RZ 电信号调制高速光源产生 RZ 光信号很困难,因为 RZ 码不仅实现电信号要难得多,而且对系统光源的带宽要求也要高得多。为了降低实现难度, RZ 码光信号通常采用复合调制方式产生^[6],比如先由脉冲源产生周期为速率倒数的光脉冲序列,再加以 NRZ 码调制,即可产生出 RZ 码光信号。光脉冲信号可采用高速锁模激光器产生,也可用高速光调制器对激光进行正弦波调制产生。这种情况下, RZ 码系统光源对于调制器的带宽要求和 NRZ 码系统是基本一样的。

1.3.1.2 提高EA调制器调制速度的技术难点

随着光通信系统速度从 2.5 Gb/s 发展到 10 Gb/s, 进而到 40 Gb/s, 系统光源正面临着越来越大的技术挑战。为了提高 EA 调制器的调制速度,必须解决以下的技术难题:

1、首要的难点是减小 EA 调制器的器件电容。简单地说,匹配电阻与 EA 调制器的电容构成了一个 RC 回路,EA 调制器的速度主要受到这个 RC 回路的限制。在对 EA 调制器进行调制响应测试时,上述的 RC 回路构成了一个低通 RC 滤波器,入端口加载在匹配电阻,出端是被调制的光输出。

因此 EA 调制器的调制带宽和 EA 调制器的电容成反比:从 2.5 Gb/s 提高到 10 Gb/s 和 40 Gb/s,调制器电容必须减小为原来的 $\frac{1}{4}$ 和 $\frac{1}{16}$ 。减小 EA 调制器电容的途径包括:减少 EA 调制器的结区宽度,缩短 EA 调制器长度,缩小焊盘面积,以及增大电极绝缘层厚度等。这些要求都对器件结构的设计和器件制作工艺提出了挑战。因此,需要不断研究技术创新、挑战技术极限,才能满足对 EA 调制器的电容减小的要求。

2、第二个难点是用于 40 Gb/s EA 调制器的高速过渡热沉。光电子器件封装的第一步通常是所谓的管芯级封装,即先将器件焊到过过渡热沉上,然后将器件焊盘与热沉上的电路进行引线连接。因为微波调制信号要通过热沉电路才能传递到器件上,所以过渡热沉的高频微波特性将会直接影响到系统光源的性能。

过渡热沉的尺寸比器件稍大一些,一般约为 mm^2 量级。常用热沉材料的微波波段介电常数在 9 左右^[43],因而不妨认为其微波折射率是 3。因此,对于 2.5 GHz 的微波信号,在热沉上的波长约为 40 mm;10 GHz 对应的微波波长约 10mm;而 40 GHz 的微波波长则减小为 2.5mm。因为微波波长远远大于热沉的尺寸,所以 2.5 Gb/s 和 10 Gb/s 的过渡热沉电路可以采用集总参数电路思想来设计,结构上要相对简单一些。40 Gb/s 的过渡热沉电路的情况完全不同,因为对应的微波波长已经和热沉的尺寸相比拟,所以必须采用分布参数电路设计,利用微波波导电路以避免微波损耗和阻抗匹配等问题,因而热沉的结构设计和制作工艺的复杂度显著增加。在 40 Gb/s EA 调制器的文献报道中,过渡热沉有采用共面波导(coplanar waveguide, CPW)传输线的^[14,24,27],也有采用微带线波导用于微波传送的^[19,21,23,28,32]。

3、封装过程对 EA 调制器的速度影响。管芯级封装中对器件调制速度影响最大的因素是引线电感。即使采用具有很小电容的 EA 调制器和微波特

性理想的过渡热沉, 引线电感也有可能限制器件的调制速度。我们知道, 封装后的电路实际上是一个 RLC 回路。为了简单估算电感对器件速度的制约情况, 不妨假设器件电容很小而忽略不计, 将电路变成一个 RL 回路, 其时间常数为 $\frac{L}{R}$ 。如果根据 $\frac{L}{R}$ 时间常数估算的电感远远大于实际上可以达到的电感值, 则电感对于 EA 调制器的速度影响可以忽略, 否则就会有较大的影响而必须考虑电感的因素。根据文献^[44]提供的数据, 1 mm 长的引线电感约为 1 nH, 因此根据器件和过渡热沉的尺寸, 引线电感一般可控制到 0.5 nH 左右。

因此, 器件速度越高, 此引线电感对于其调制带宽的影响就显得越突出。根据 $\frac{L}{R}$ 时间常数估算, 2.5 GHz 带宽对应的电感为 6.4 nH, 因此 0.5 nH 的引线电感基本上对 2.5 Gb/s 调制器的带宽没有影响。而 10 GHz 带宽对应的引线电感为 1.6 nH, 因此 0.5 nH 的引线电感将对 10 Gb/s EA 调制器的速度有一定的影响, 但不会很严重。40 GHz 带宽对应的引线电感为 0.4 nH, 因此引线电感将对 40 Gb/s EA 调制器的调制速度产生有很大的影响, 必须设法采取措施尽量减小引线长度, 减小引线电感。从工艺上看, 应要求焊接器件时的位置控制准确, 在连接引线时尽量减小冗余长度。

4、测试方面的难度主要在于实现低耦合损耗的双端光纤耦合, 获得足够的入纤光功率以满足测试需要。对器件的小信号调制测试是通过网络分析仪、微波探测针、光纤耦合架和高速光探测器来实现的。首先, 光探测器要求有足够大的光信号以满足其信噪比的需要, 其次, 网络分析仪要求光探测器信号输出功率足够大以满足其信噪比的要求。在目前的测试设备中, 测试带宽达到 40 GHz 以上的探测器一般都不带电放大器, 因为能够达到 40 GHz 带宽的电放大器本身就非常昂贵, 所以测量 40 GHz 光源器件时要求探测器入纤光功率比 10 GHz 器件测试时要高得多。其次, 当测试带宽提高 N^2-1 倍, 探测器噪声电流就要增加 $N-1$ 倍^[2], 也就是说测试带宽从 2.5 GHz 提高到 40 GHz, 噪声电流要增加 3 倍, 对光信号的功率要求提高 6 个 dB。根据测试经验表明, 对于 10 Gb/s 以下的光源器件测试, 一般要求 -30~-20 dBm 的入纤光功率, 而对于 40 Gb/s 光源器件的测试, 则要求 -10 dBm 以上

的入纤光功率。

因此，器件调制速度指标从 2.5 Gb/s 提高到 10 Gb/s，难点主要集中在器件的制作技术上；而要实现 40 Gb/s 高速器件，必须解决从管芯制作、高速热沉、封装到测试的整个系统流程的一系列问题。

1.3.2 改善系统传输特性的难点分析

EA 调制器的系统传输特性主要受到消光比和啁啾系数影响，所以改善系统传输特性主要是研究器件的消光比和啁啾系数的优化问题。

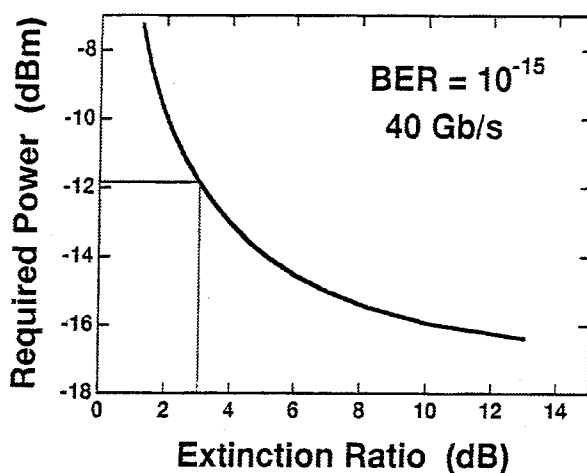


图 1-1 40 Gb/s 情况下达到 10^{-15} 误码率所需光功率跟消光比的关系^[6]

首先讨论消光比系数的问题。系统光源的消光比对于系统误码率有直接的影响，因此一般要求消光比高于 10 dB 以保证较高的接收机灵敏度。在光纤传输系统中，接收机的信噪比(signal-to-noise-ratio, SNR)是决定接收机误码率的主要因素之一。接收机的有效信号为“1”码光和“0”码光经光电转换后所得的电流差值，而噪声主要由热噪声和光信号的散粒噪声构成，其中的热噪声与光信号大小无关，而散粒噪声则与光生电流的大小直接相关。因此，低消光比的有效信号比较小，而“0”码的散粒噪声则比较大，从而总的信噪比较低，因此要达到同样的误码率所需要的接收功率较大^[2]。图 1-1 描述了一个 40 Gb/s 光纤通信系统中的接收机灵敏度（接收机达到一定误码率指标所需要的平均光功率）与消光比之间的关系。可以看出，消光比越低则接收机灵敏度恶化越快，当消光比只有 3 dB 的时候，与理想情

况相比的接收机灵敏度恶化会达到 5 dB 之多。因此系统一般要求消光比至少达到 10 dB 左右, 这时接收机灵敏度较理想情况的恶化在 1 dB 以内^[6]。

但是从传输功率代价的角度来说, 光信号的消光比却并非越高越好。因为假如消光比提高, 光功率变化则会增大, 导致由啁啾系数引起的频率展宽扩大, 从而使传输过程中光脉冲展宽引起的功率代价提高。因此对于不同的传输系统, 存在着一个最佳的消光比^[45,46]。综合考虑接收机灵敏度和功率代价两方面的因素, 传输系统中光信号的消光比常设在 10 dB 左右。

以上讨论的是系统对信号消光比的要求, 而系统对于 EA 调制器等系统光源器件的消光比指标要求更高。因为高频调制下的消光比系数比静态工作条件下低, 所以一般要求调制器的静态消光比指标大于 10 dB。另外, 在输出电压不变的条件下, 调制速度的提高将为驱动电源的实现提出更高、更难的要求, 换言之, 从系统驱动电源的角度看, 消光比/电压比高的调制器能实现低的驱动电压工作, 而具有更大的竞争力。

EA 调制器的啁啾系数是影响系统传输特性的另一个重要因素。啁啾系数增大, 输出光信号的频率展宽就会扩大, 导致光纤的色散对于传输特性的影响加重, 特别是系统速度的不断提高, 更是加剧了啁啾系数的问题。为此, 啁啾系数的减小是一个非常重要的问题。

总之, 改善通信系统的传输特性, 要求 EA 调制器提高消光比、减小啁啾系数。EA 调制器的消光比、啁啾系数决定于器件的材料结构和工作参数(包括工作波长和偏置电压等)。因此, 改善 EA 调制器的系统传输特性就必须从材料结构和工作参数上对 EA 调制器进行优化设计。

1.4 本论文工作的创新与特色

本论文瞄准 10 Gb/s、40 Gb/s 高速集成器件, 围绕 EA 调制器速度的提高这个中心问题, 从管芯制作、热沉研制和管芯级封装测试各环节全面开展实验研究; 通过理论模拟计算, 根据系统传输特性对器件材料、结构和工作参数进行优化。

本论文将在第二章介绍基于系统传输特性模拟进行 EA 调制器优化的理

论研究工作。然后,分章介绍基于 EA 调制器的高速集成光源器件的实验研究工作。在第三章介绍 10 Gb/s DFB 激光器/EA 调制器集成光源的研制。从第四章到第六章分别就 40 Gb/s SOA/EA 调制器集成器件的管芯制作、高速热沉和管芯级封装测试进行介绍。最后对本论文的研究工作提出总结。

本论文采用同一外延层结构(identical epitaxial layer, IEL)制作出 10 Gb/s、40 Gb/s EA 调制器集成器件。IEL 集成方法是本实验室 1994 年独立提出的^[34,35,47,48]。采用相同的外延层结构分别用作 EA 调制器的吸收层和有源器件的增益层,具有外延次数少、制作工艺简化等优点,而且器件性能并不比其他集成方法逊色。在 40 Gb/s 集成器件的报道中,仅见到两种集成结构,即分别外延(butt-joint)结构和 IEL 结构,而且将调制带宽最先提高到 30 GHz 以上的集成器件便是基于 IEL 结构的 DFB 激光器/EA 调制器集成光源。

在目前的文献报道中,基于 IEL 结构的集成器件最高调制带宽为 36 GHz^[12,17]。本论文实现了小信号调制带宽超过 40 GHz 以上(估算带宽达到 45 GHz)的 IEL 型 SOA/EA 调制器集成器件,这是目前 IEL 集成器件中的最好结果^[38]。本论文还在国内率先制作出调制带宽超过 10 GHz 的 DFB 激光器/EA 调制器集成光源管芯^[37],其阈值电流降低到 10mA 量级^[37],最低阈值电流达到 6 mA 左右,与文献报道的最好水平^[49-51]相当。在此基础上首次在国内成功地制作出 10 Gb/s 集成光源模块,并进行了大信号调制眼图测试和传输实验^[52]。

本论文研制出调制带宽超过 10 GHz^[37]和 40 GHz^[38]的高速集成器件,将我国相关领域的研究水平推到了国际前沿水平。

本论文研究工作的主要创新与特色还包括:

- 1、为了提高调制速度,减小 EA 调制器的电容是关键。在减小结区电容方面,我们在调制器中采用高脊波导结构,并通过感应耦合等离子体(inductively coupled plasma, ICP)干法刻蚀技术精确控制脊宽。对于 10 GHz 集成器件,脊宽减小到 3 μm ;对于 40 GHz 集成器件,脊宽减小到仅 2 μm ^[38]。同时还需要减小 EA 调制器电极焊盘部分的平板电容。由于焊盘面积受到焊

点尺寸限制而难以进一步减小,为减小电极电容必须增大电极台绝缘层厚度并降低其介电常数。文献报道中大多采用聚酰亚胺膜作为绝缘介质,其缺点是材料质地较软,会影响电极焊接效果。另一方面, SiO_2 的介电常数与聚酰亚胺相当,且硬度较高。然而,过厚的 SiO_2 薄膜容易出现龟裂,而且采用 SiO_2 难以直接实现电极平面化。本论文采用等离子体增强型化学气相沉积(plasma enhanced chemical vapor deposition, PECVD)技术实现厚度可达 $4\text{ }\mu\text{m}$ 的 SiO_2 电极绝缘台,并采用实验室自主开发的基于厚 SiO_2 的电极平面化技术,实现了极小电极电容^[38]。

2、研制出可用于 40 Gb/s EA调制器的新型高速硅基热沉。和常用的过渡热沉材料金刚石、氧化铍陶瓷等相比,无论是在材料价格还是制作工艺上,硅都具有绝对的优势。然而,由于传统硅材料的电阻率低,在其上制作的微波电路存在严重的损耗。近年来,随着硅材料制备工业的发展,高电阻率的纯硅衬底价格越来越低,开始出现直接在高阻硅材料上制作低损耗微波波导的报道。如果采用高阻硅材料制作过渡热沉,首先可以避免制作厚绝缘介质层,使制作工艺难度和成本大为降低,并可继承硅基材料良好的散热特性。其次,由于硅基材料可以方便地制作V型槽等结构以便于光纤耦合,可进一步地降低封装成本。根据文献调研的结果,至今尚未见到基于高阻硅材料过渡热沉的研究报道。本论文提出并实现了基于高阻硅材料的新型低成本、宽带过渡热沉,并已成功应用于 40 Gb/s 集成光源的管芯级封装测试^[53,54]。

3、开发出具有特色的管芯级封装工艺。管芯级封装过程中,首先将器件管芯焊接到过渡热沉上,然后用金线将管芯上的电极焊盘与过渡热沉上的信号电极连接起来。管芯焊接的主要难点在于要求准确控制管芯的位置,以尽量减小金线长度引起的电感,同时避免剩余焊料引起CPW传输线短路。本论文采用导电银胶作为焊料,并通过探针对管芯定位,获得了良好的效果。金线焊接的难点在于要合理控制焊接的压力和超声波功率,在确保焊点质量的同时避免损伤管芯。本论文通过开发一种利用导电银胶的引线连接方法,避免直接撞击器件焊盘,同时又可以将引线长度尽量降低。

4、 40 Gb/s 小信号调制响应测试。本论文提出一套双端耦合器件测试方

案,实现对 SOA/EA 集成器件的双端光纤耦合,其单端耦合损耗小于 6 dB。建立 40 Gb/s 小信号调制响应测试系统,完善系统误差校准方法。根据等效电路模型,对 EA 调制器的小信号调制响应和微波反射特性进行分析,成功获得管芯级封装 EA 调制器的关键特征参数。

5、根据模拟系统传输特性优化器件结构与工作参数。为了改善 EA 调制器的系统传输特性,我们利用理论模拟方法,分别对工作条件、器件材料结构等参数对传输特性的影响进行分析研究,为 EA 调制器集成器件的材料优化、器件制作和工作条件优化提供理论支持。

第二章 基于传输特性的EA调制器结构与工作参数的优化设计

为了改善 EA 调制器的系统传输特性, 我们采用传输特性模拟的方法, 对 EA 调制器的工作参数和量子阱材料结构进行优化设计。本章首先介绍该方法的研究背景, 然后介绍其理论计算模型。根据这一模型, 首先计算多量子阱材料的吸收谱, 由此得到 EA 调制器的消光比特性和啁啾系数, 再进行 10 Gb/s 系统传输模拟得到信道功率代价等传输特性。根据这种方法, 我们通过研究波长红移量、信号消光比等参数对 EA 调制器的系统传输特性的影响, 对工作参数进行优化。在此基础上, 论文对 EA 调制器的结构参数进行了系统性优化设计。首先分析对啁啾系数具有决定性影响的量子阱结构参数, 然后通过传输特性模拟研究相关结构参数对传输特性的影响。

2.1 基于传输特性对EA调制器进行优化设计的研究背景

与直接调制激光器方式相比, 采用 EA 调制器的外调制方式因其速度高、啁啾小而具有更好的传输特性。理论和实验已证明系统传输特性与调制器的消光比和啁啾系数有直接的关系^[46,55,56], 而 EA 调制器的这两个参数不仅由器件结构决定, 而且还跟调制器的工作参数有关^[56,57]。

由于啁啾系数对于 EA 调制器的系统传输特性有重要的影响, 因此对 EA 调制器的设计往往以获得较小或者负啁啾系数特性为优化目标^[15,58-62]。然而, 消光比特性对器件的系统传输特性也有很大的影响, 因此只考虑啁啾系数来设计 EA 调制器是不全面的。

评估调制器的系统传输特性可以通过实验进行^[46,56,63,64], 也可以通过理论计算进行仿真^[46]。为了对 EA 调制器进行优化设计, 制作出大批量、不同结构的器件用于系统传输进行评价并不现实。因此, 通过理论计算获得 EA 调制器的消光比和啁啾系数, 再模拟系统传输过程获得传输特性, 从而对器件结构或工作参数进行优化, 是一种现实可行的方法^[65,66]。

在文献^[65,66]中, 我们采用分数维度法计算得到多量子阱材料的激子吸收谱, 进而计算出 EA 调制器的啁啾系数和消光比。在此基础上, 我们通过

模拟传输特性对集成光源中 EA 调制器的波长红移量^[65]和量子阱结构^[66]进行优化设计。由于分数维度法是一种比较新的算法,文献报道中多限于计算量子阱材料的吸收谱,而本实验室将其应用于 EA 调制器的啁啾特性的探索性研究^[67]。为了更为准确地计算出 EA 调制器的啁啾系数和消光比,本论文采用更为精细的非变分数值算法计算量子阱材料的吸收谱^[57-61]。

常见的系统传输特性仿真中,一般假设啁啾系数不随偏置电压改变。宋健等人通过研究光脉冲脉宽、眼图张开度和啁啾系数的关系,得到计算光纤传输容量的解析公式。根据这个公式,啁啾系数应该在-1 左右为最优^[68]。S. K. Kim 等人进行了 10Gb/s 的 LiNbO_3 调制器的传输模拟和实验,通过调整消光比和啁啾系数,得到的结果表明啁啾系数约-1.7 时传输后的功率代价最小^[46]。

采用常值啁啾系数对于 LiNbO_3 电光调制器可能是合理的,但对于 EA 调制器却是不对的,因为 EA 调制器的啁啾系数是随着偏置电压改变而改变的。为此, F. Dorgeuille 等人提出 3 dB 等效方法^[69],即只考虑对从开路到光强下降到一半这一段,计算得到等效的啁啾系数常数,然后再将等效啁啾作为优化电吸收调制器特性的根据。3 dB 等效方法适用于啁啾系数变化比较小的情况,但是在啁啾系数随电压变化较大的情况下,这种方法存在误差较大的问题。因此,我们在计算 EA 调制器的系统传输特性时采用根据偏置电压改变的啁啾系数进行模拟计算,以获得更为符合实际情况的传输特性^[65,69]。

2.2 理论计算模型

2.2.1 量子阱材料吸收谱的计算模型

量子阱材料吸收谱的计算主要分为下面三个步骤:

- 1、计算量子阱(准)束缚能级和波函数
- 2、非变分数值计算方法求解激子有效质量方程
- 3、计算量子阱的激子吸收谱

2.2.1.1 量子阱(准)束缚能级和波函数的计算

首先忽略电子和空穴之间的相互作用，将它们作为自由电荷看待。在量子阱中，电子和空穴在 z 方向上受到量子阱势垒的限制。因此电子和空穴的波函数可以表达为^[70]：

$$\Psi_{nk}^c(\mathbf{r}) = f_n(z) \frac{e^{ik \cdot \rho}}{\sqrt{A}} u_c(\mathbf{r}) \quad (2-1a)$$

$$\Psi_{mk}^h(\mathbf{r}) = g_m(z) \frac{e^{ik \cdot \rho}}{\sqrt{A}} u_v(\mathbf{r}) \quad (2-1b)$$

其中 $f_n(z)$ 和 $g_m(z)$ 代表电子和空穴在 z 坐标上的包络函数， $\mathbf{k}$ 代表量子阱平面(x-y 平面)内的波矢， ρ 是位置坐标 $\mathbf{r}$ 在 x-y 平面的投影， A 是量子阱平面的面积。 $u_c(\mathbf{r})$ 和 $u_v(\mathbf{r})$ 分别代表电子和空穴的周期性 Bloch 函数。

对于 EA 调制器，偏置电场的方向是从 N 型半导体到 P 型半导体，即与外延方向(z 方向)一致，与量子阱平面垂直。因为波函数中只有 $f_n(z)$ 和 $g_m(z)$ 与电场有关，因此可提出来单独计算。

在没有外场的情况下，量子阱内电子和空穴的包络函数 $f_n(z)$ 和 $g_m(z)$ 可以用有限方势阱模型来处理，在这种情况下，电子和空穴被束缚在量子阱中，具有确定的束缚能级和包络函数。但在外场作用下，势阱发生倾斜，阱外的波函数将会出现振荡，并不存在严格意义上的束缚能级。在外场较弱的情况下，仍可看作一种准束缚态，即电子和空穴以一定几率束缚在阱内，同时又存在从阱壁隧穿出去的几率。

通常采用近似的方法来处理在电场作用下的量子阱准束缚态波函数，主要有等效无限深势阱法^[71]，微扰近似方法^[72,73]，变分法近似方法^[74]，基于 Airy 函数的传输矩阵法^[75,76]。和其他方法相比，基于 Airy 函数的传输矩阵法不仅可以计算量子阱中电子、空穴的准束缚能级和波函数，而且可以得到因电子波函数、空穴波函数泄漏引起的激子吸收谱展宽因子^[75]。本论文也采用这种方法计算量子阱中的电子、空穴波函数。

和超晶格不同，多量子阱材料中阱和阱之间的垒宽大，阱间波函数耦合较小，因而可简化为多个单量子阱的叠加。我们先讨论量子阱中自由电子

的情况。在电场作用下，量子阱中自由电子的 z 向包络函数 $f_E(z)$ 应满足下面的薛定谔方程：

$$\left\{ -\frac{\hbar^2}{2m_e^*} \frac{d^2}{dz^2} + V(z) + eFz \right\} f_E(z) = E f_E(z) \quad (2-2)$$

其中 m_e^* 表示电子的有效质量， F 代表量子阱中的电场，另外

$$V(z) = \begin{cases} V_0 & |z| \geq \frac{L_w}{2} & \text{阱外区域} \\ 0 & |z| < \frac{L_w}{2} & \text{阱内区域} \end{cases} \quad (2-3)$$

根据 Airy 函数方法计算可得到包络函数 $f_E(z)$ [75]：

$$f_E^{(j)}(z) = a_j(E) Ai(Z_j(z, E)) + b_j(E) Bi(Z_j(z, E)) \quad (2-4)$$

$$Z_j(z, E) = - \left\{ \frac{2m_j^*}{(e\hbar F)^2} \right\}^{1/3} (E - V_j - eFz) \quad (2-5)$$

其中的 Ai 和 Bi 是 Airy 函数， j 代表不同的区域。我们定义量子阱外 z 大于 $\frac{L_w}{2}$ 的区域为 1 区，量子阱内为 2 区，量子阱外 z 小于 $-\frac{L_w}{2}$ 为 3 区。在 1 区中， z 可趋向无穷大，则 $b_1=0$ 。不妨令 $a_1=1$ ，根据边界连续性条件可以计算出各区的 a_j , b_j 。

$T(E)$ 是量子阱的粒子传输系数：

$$T(E) = \frac{a_1^2(E)}{a_3^2(E) + b_3^2(E)} \quad (2-6)$$

当电场强度较小时， $T(E)$ 只在 E_{max} 处较大，半高宽很小，可认为本征态 $f(z)$ 就是 $f_{E_{max}}$ ， E_{max} 为本征能级。当电场强度升高， $T(E)$ 发生展宽，其半高宽为 Γ_E 。由于量子阱能级可能会出现多个，即 $T(E)$ 会出现好几个峰值， n 代表电子量子能级的序号，则对于每一个峰值 E_{max-n} 附近的能量，我们视为属于同一量子能级 E_n 。

因此，定义 $|\alpha_{E-n}|^2$ 为在能量 E 找到一个电子的概率 [75]：

$$\alpha_{E-n} = \frac{\sqrt{T(E)}}{\int_{E_{\max-n}-\Delta E_n}^{E_{\max-n}+\Delta E_n} T(E) dE} \quad (2-7)$$

其中 ΔE_n 代表第 n 个量子能级上的能量积分区间。

然后，定义电子包络函数 $f_n(z)$ 为

$$f_n(z) = \int_{E_{\max-n}-\Delta E_n}^{E_{\max-n}+\Delta E_n} f_E(z) |\alpha_{E-n}| dE \quad (2-8)$$

并定义电子准束缚能级 E_n^e 为：

$$E_n^e = \int_{E_{\max-n}-\Delta E_n}^{E_{\max-n}+\Delta E_n} |\alpha_{E-n}| E dE \quad (2-9)$$

根据上面的模型，我们可得到电场作用下电子的准束缚能级 E_n^e 和包络函数 $f_n(z)$ ，并且得到展宽因子 Γ_E 。

对于量子阱材料中空穴的准束缚能级 E_m^h 和包络函数 $g_m(z)$ ，可采用同样的方法加以计算。在计算中，我们采用抛物带模型处理空穴的能带结构，可以比较方便地处理电场作用下的量子阱能带，同时计算出因空穴的波函数泄漏引起的激子吸收谱展宽。

对于电子量子能级，我们只考虑第一量子能级；对于空穴量子能级，我们考虑重空穴的第一、二量子能级和轻空穴的第一量子能级。

2.2.1.2 非变分数值算法求解激子有效质量方程

下面，我们采用非变分数值算法在 $\mathbf{k}$ 空间求解量子阱中的激子有效质量方程。量子阱中的激子态可用自由电子、空穴态的线性组合表示^[70]：

$$|X\rangle = \sum_{n,m,\mathbf{k}} \phi_{nm}^X(\mathbf{k}) |nm\mathbf{k}\rangle \quad (2-10)$$

其中 $\mathbf{k}$ 代表 x - y 平面内的波矢 (z 是量子阱外延方向)， $|nm\mathbf{k}\rangle$ 代表电子的 $|n\mathbf{k}\rangle$ 态和空穴的 $|m\mathbf{k}\rangle$ 态， n 和 m 分别代表电子和空穴的子能级序号，而包络函数 $\phi_{nm}^X(\mathbf{k})$ 则必须满足激子的有效质量方程^[70]：

$$E_{nm}(k) \phi_{nm}^X(\mathbf{k}) - \sum_{n',m',\mathbf{k}'} \langle nm | V_{\mathbf{k}-\mathbf{k}'} | n'm' \rangle \phi_{n'm'}^X(\mathbf{k}') = E_X \phi_{nm}^X(\mathbf{k}) \quad (2-11)$$

其中电子和空穴之间的能级差 $E_{nm}(k)$ 为

$$E_{nm}(k) = E_G + E_n^e(k) + E_m^h(k) \quad (2-12)$$

E_G 为禁带能量,

$$\begin{aligned} E_n^e(k) &= E_n^e + \frac{\hbar^2 k^2}{2m_e^*} \\ E_m^h(k) &= E_m^h + \frac{\hbar^2 k^2}{2m_{h//}^*} \end{aligned} \quad (2-13)$$

而量子阱限制下的库仑势在 $\mathbf{k}$ 空间表示为:

$$\langle nm | V_{\mathbf{k}-\mathbf{k}'} | n'm' \rangle = \frac{e^2}{2\epsilon |\mathbf{k}-\mathbf{k}'| A} \int dz_e \int dz_h f_n^*(z_e) g_m^*(z_h) e^{-|\mathbf{k}-\mathbf{k}'| |z_e - z_h|} f_{n'}(z_e) g_{m'}(z_h) \quad (2-14)$$

考虑到各子带间的耦合较弱,可忽略相互耦合的影响,则激子有效方程简化为:

$$E_{nm}(k) \phi_{nm}^X(\mathbf{k}) - \sum_{\mathbf{k}'} \langle nm | V_{\mathbf{k}-\mathbf{k}'} | nm \rangle \phi_{nm}^X(\mathbf{k}') = E_X \phi_{nm}^X(\mathbf{k}) \quad (2-15)$$

对于方程(2-15),我们采用文献^[70,77]中的非变分数值方法求解。该方法假设包络函数 $\phi_{nm}^X(\mathbf{k})$ 只跟 $\mathbf{k}$ 的幅值 k 有关,然后将方程对 k 进行离散化,方程(2-15)变成一个矩阵的本征值问题。在离散化的过程中,要特别注意库仑势在 $\mathbf{k}=\mathbf{k}'$ 存在奇异值,要对方程进行特殊处理^[70]。通过对矩阵的求解,可以得到激子的包络函数和本征能级,其中本征能级小于零的分立能级为束缚能级,大于零的能级为连续能级的取样点。

2.2.1.3 激子吸收谱的计算模型

求得激子包络函数 $\phi_{nm}^X(k)$ 之后,只考虑洛仑兹展宽的光学极化率 $\epsilon_0 \chi(\omega)$ 为^[70,75]:

$$B_T(E) = \frac{2}{V} \frac{\left| \sum_{n,m,k} \phi_{n,m}^X(k) \mu_{nm}^*(k) \right|^2}{E - i\Gamma} \quad (2-16)$$

$$\epsilon_0 \chi(\omega) = \sum_X B_T(E_X - \hbar\omega) \quad (2-17)$$

其中的 $\mu_{nm}(\mathbf{k})$ 是偶极子动量矩阵元, 洛伦兹展宽因子 Γ 为:

$$\Gamma = \Gamma_L + \Gamma_E \quad (2-18)$$

$$\Gamma_L = \Gamma_{ph} / \{ \exp(\hbar\omega_{LO} / k_B T) - 1 \} \quad (2-19a)$$

$$\Gamma_E = \Gamma_{En}^c + \Gamma_{Em}^h \quad (2-19b)$$

其中 Γ_L 是由于散射引起的洛伦兹展宽因子, 我们根据文献^[75]取常温下的 Γ_L 为 4.4 meV; Γ_E 是前面根据 $T(E)$ 计算出的展宽因子, 包括电子的展宽和空穴的展宽。

另一方面, 量子阱的组分和厚度的起伏会导致激子吸收谱发生高斯型展宽。在考虑高斯展宽的情况下, 光学极化率公式修正为^[75]:

$$B_G(x) = \sqrt{\frac{1}{\pi\delta^2}} \exp(-x^2 / \delta^2) \quad (2-20)$$

$$\delta = \Gamma_G / \sqrt{\ln 2}$$

$$\varepsilon_0 \chi(\omega) = \sum_X \int B_T(E) B_G(E - E_X + \hbar\omega) dE \quad (2-21)$$

其中 $B_G(x)$ 代表高斯展宽函数, 展宽因子 Γ_G 设定为 2.5 meV。

最后, 量子阱材料的吸收谱为^[70,75]:

$$\alpha(\omega) = \frac{\omega}{nc\varepsilon_0} \text{Im}[\varepsilon_0 \chi(\omega)] \quad (2-22)$$

2.2.2 根据吸收谱计算EA调制器的消光比和啁啾系数

对于多量子阱 EA 调制器, 电场作用下的消光比系数为^[72]:

$$ER(\omega) = \Gamma_{MQW}(\omega) 10 \log(e^{-[\alpha_1(\omega) - \alpha_0(\omega)]L}) \quad (2-23)$$

其中 Γ_{MQW} 是量子阱材料的光限制因子, α_1 和 α_0 分别代表有外场作用和没有外场作用下的吸收系数, L 是调制器的长度。

根据 Kramers-Krönig 关系式, 由于外场改变引起的折射率改变为^[72]:

$$\delta n_r(\delta F, \lambda) = -\frac{\lambda}{2\pi^2} \int_0^\infty \frac{\delta \alpha(\delta F, \lambda')}{\lambda'^2 - \lambda^2} d\lambda' \quad (2-24)$$

然后可得到啁啾系数:

$$\alpha_{Chirp}(F, \lambda) = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{\delta n_R}{\delta \alpha} \quad (2-25)$$

外加电压 V 与场强 F 的关系是:

$$F = (V + V_0) / t \quad (2-26)$$

其中 V_0 是 EA 调制器自建电压, t 为调制器中性层厚度。

2.2.3 系统模拟传输模型

为了评估 EA 调制器的系统传输特性, 本论文设计了一个 10 Gb/s NRZ 码传输模型, 包括三个部分: 发射机(光源), 光纤系统和接收机部分。

2.2.3.1 产生 10 Gb/s NRZ 码光信号

令 EA 调制器输出光信号的电场强度为:

$$E(t) = A(t)e^{-j\alpha} = A_0(t)e^{-j[\alpha + \phi(t)]} \quad (2-27)$$

其中 $A_0(t)$ 是光信号的电场强度幅度, $\phi(t)$ 是由于啁啾引起的相位变化量:

$$\begin{aligned} A_0(t) &= A_0 \cdot 10^{ER(V(t), \omega)/10} \\ V(t) &= V_{on} - V_m \cdot \cos^2\left\{\frac{\pi}{2}[1 - f(t)]\right\} \end{aligned} \quad (2-28)$$

其中的 A_0 代表光信号的电场强度幅度峰值, ER 是跟电压、光波频率对应的调制器消光比系数, V_{on} 代表偏置电压, V_m 为调制电压峰峰值, $f(t)$ 是周期为 2^7-1 的归一化 10Gb/s 伪随机 NRZ 码;

$$\phi(t) = \frac{L}{2} \int_0^V dV' \alpha_p(V') \frac{d\alpha}{dV'} \quad (2-29)$$

其中 L 是调制器长度, α_p 是与电压相关的啁啾系数。我们采用随电压变化的啁啾系数, 以更为准确地描述 EA 调制器的传输特性。

2.2.3.2 光信号在光纤中的传输模拟

为了简化计算模型，我们只考虑在标准单模光纤中的光传输，不引入光纤放大器等其他器件。这样，光信号在光纤中的传播过程可以通过下面的非线性 Schrödinger 方程来描述^[46,78]：

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} - \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} - \frac{a_f}{2} A + i\gamma |A|^2 A \quad (2-30)$$

其中 $A(t)$ 为光信号的电场强度（包络参数）， β_1 是群速度的倒数， β_2 和 β_3 分别是一阶和二阶群速度色散系数， a_f 是光纤的光吸收系数， γ ($=N_2\omega/cA_{eff}$ ， A_{eff} 是光纤的等效面积) 为非线性系数。

我们采用分步傅立叶方法（split-step Fourier method, SSFM）求解此非线性方程^[78]。

2.2.3.3 接收端的光电转换与放大

接收端模型如图 2-1 所示：

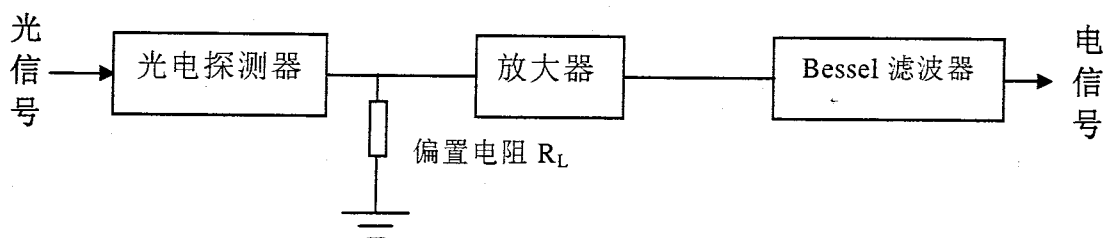


图 2-1 接收端包括光电探测器、偏置电阻、功率放大器和低通滤波器

假设接收端采用 PIN 探测器，量子效率为 0.8，探测器将接收到的光信号转化为电信号，得到光电流信号为：

$$I(t) = 0.8 \frac{P(t)}{hc/\lambda} e \quad (2.31)$$

其中 $P(t)$ 是接收到的光功率。

光电流信号经过偏置电阻 R_L 转换成电压信号，再经放大器放大后，通过一个 4 阶 Bessel 滤波器滤波输出，滤波器的带宽设为 8 GHz。由于在光

纤传输系统中没有采用放大器，所以计算噪声时只需考虑量子噪声和放大器偏置电阻引入的热噪声。

根据信号电流 I_{SI} 、 I_{SO} 和噪声电流 σ_I 、 σ_0 ，可以计算得到误码率 P_e ：

$$P_e = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_{SI} - I_{th}}{\sigma_I} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_{th} - I_{SO}}{\sigma_0} \right) \right] \quad (2.32)$$

评价系统传输特性的主要指标有接收机灵敏度和传输功率代价参数。接收机灵敏度指的是要实现某一误码率指标需要达到的最小接收光功率，本论文中采用 10^{-9} 作为标准误码率指标。传输功率代价指的是背对背的接收机灵敏度与传输后的接收机灵敏度之差值。

2.3 基于传输特性模拟对EA调制器工作参数的优化

EA 调制器的工作参数主要包括波长红移量和信号消光比等参数。波长红移量指激光工作波长与 EA 调制器激子吸收峰之间的波长差值。工作参数对 EA 调制器的消光比特性和啁啾系数都有较大的影响，因此本论文将通过传输特性模拟对 EA 调制器的工作参数进行优化。

2.3.1 工作参数对EA调制器消光比和啁啾系数的影响

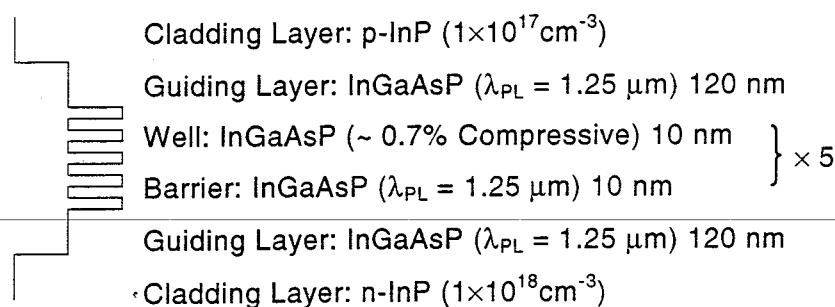


图 2-2 一个典型的 EA 调制器的量子阱材料结构示意图

图 2-2 所示是我们在集成光源中采用的量子阱材料结构，其激子吸收峰在 1490 nm 附近。绝缘层厚度为 320 nm，内建反向电压约 0.42V。因此，0 到 3V 的偏置电压对应于 13.1 kV/cm 到 107kV/cm 的内部电场强度。采用平

板波导模型，计算得到图 2-2 所示结构的光限制因子约为 9.7%。根据量子阱结构计算出的不同电场强度下的量子阱吸收谱如图 2-3 所示。

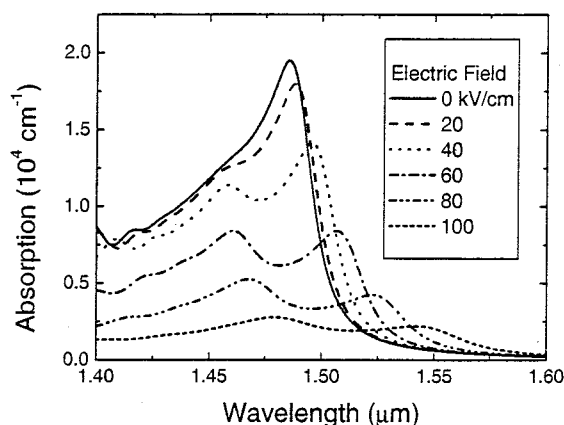


图 2-3 不同电场强度下的量子阱吸收谱

根据公式(2-23)计算出消光比，图 2-4 和图 2-5 对比了 70 μm 长的 EA 调制器的消光比测试结果与计算结果，两者的总体趋势是一致的。从 0V 开始，随着反向偏置电压加大，消光比加大，但电压增大到一定程度，消光比则反而下降。观察不同波长红移量下的消光比特性，我们发现工作波长越长，EA 调制器的消光比越低。

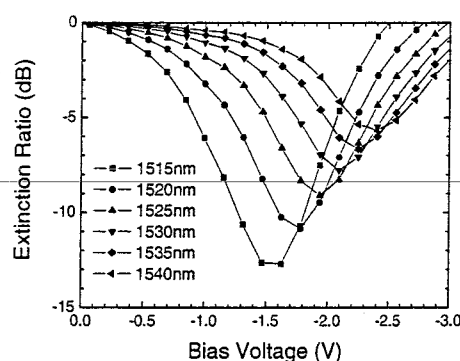
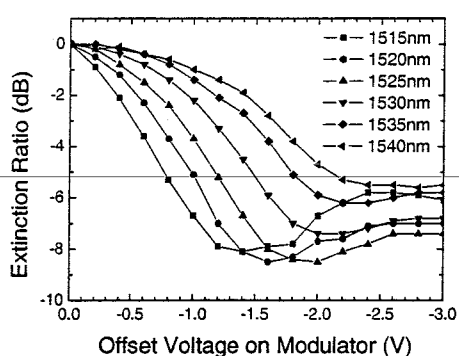


图 2-4 EA 调制器静态消光比测试结果 图 2-5 EA 调制器的消光比计算值

图 2-6 所示的是计算得到的 EA 调制器啁啾系数。从此结果看，EA 调

制器具有较小的啁啾系数,随着偏置电压加大,啁啾系数减小。当工作波长增大时,EA调制器的啁啾系数减小,可实现负啁啾特性。由于垒波长为1525 nm,对应的空穴限制 ΔE_v (90 meV)较小,因此易实现负啁啾特性^[57,59]。

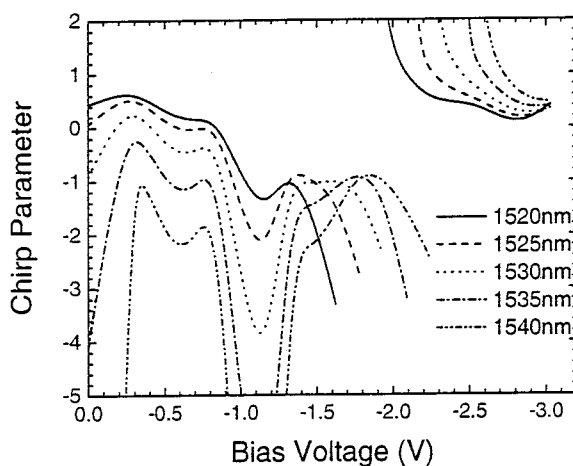


图 2-6 不同工作波长下的 EA 调制器的啁啾系数计算结果

2.3.2 基于传输特性对工作条件参数的优化

基于上面计算得到的 EA 调制器消光比和啁啾特性,我们根据系统传输特性的模拟,对主要的工作参数进行优化。这里采用的 EA 调制器量子阱结构如图 2-2 所示,长度为 160 μm 以满足消光比特性要求。

2.3.2.1 基于传输特性模拟对 EA 调制器波长红移量的优化

我们首先研究工作波长对传输特性的影响。从啁啾系数上看,工作波长增加使啁啾系数减小,因此波长红移量的增大将有利于传输特性改善。图 2-7 给出的传输功率代价曲线证实了这个结论,当波长红移量较小时,啁啾系数为正,因此传输到 100 km 时,其功率代价很大;当波长红移量增大到 1535 nm 之后,功率代价已得到大幅度减小。信号消光比设定为 10 dB。

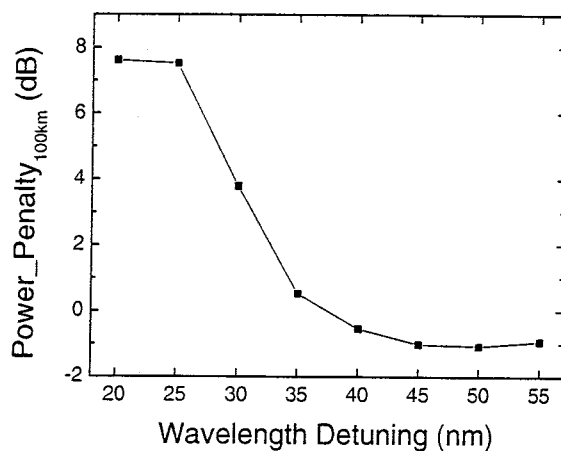


图 2-7 传输 100 km 的功率代价与波长红移量的关系

根据图 2-7，随着波长红移量增加，传输特性得到改善，也就是说传输特性与啁啾特性是基本吻合的。当波长红移量从 20nm 增加到 50nm，100 km 传输功率代价从 7.6 dB 减小到 -1 dB。根据图 2-7，最优化波长为 40~50 nm，对应的功率代价在 -1 dB 左右。

2.3.2.2 信号消光比对系统传输特性的影响

光信号应该选择多大的消光比，在绪论中已经定性讨论过，根据接收机灵敏度和功率代价的考虑，选择 10 dB 的信号消光比作为折中。

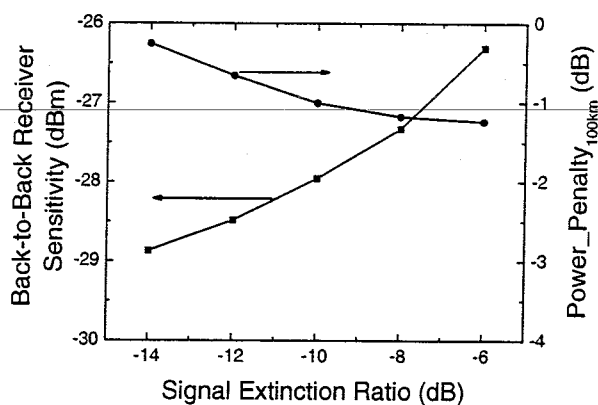


图 2-8 信号的消光比对接收机灵敏度、功率代价的关系

这里,我们通过 EA 调制器的实例,分析信号消光比对传输特性的影响。图 2-8 所示的是信号消光比从 6 dB 变化到 14 dB 对应的背对背接收机灵敏度特性和 100 km 传输功率代价。方块数据对应的是接收机灵敏度特性,消光比从 14 dB 减到 6 dB,接收机灵敏度恶化将近 3 dB。圆点数据对应的是 100 km 传输功率代价,信号消光比从 14 dB 减小到 6 dB 时,功率代价改善 1 dB。计算结果的变化规律和绪论中的定性分析基本吻合,因此我们折中考虑选择 10 dB 的信号消光比,这个点的灵敏度恶化小(<1 dB),功率代价改善较大(~ 0.8 dB),兼顾两个方面的要求。

2.4 基于传输特性模拟优化EA调制器的量子阱结构参数

EA 调制器的量子阱结构参数很多,主要包括量子阱的个数,量子阱宽度、阱材料与垒材料的组分、应变等。我们先讨论分析对 EA 调制器的啁啾系数影响较大的结构参数,然后再根据传输特性模拟对 EA 调制器的结构参数进行优化。

我们采用的量子阱结构基本上与图 2-2 相似。为了改善器件的消光比特性,我们将量子阱个数提高到 10 个。垒宽固定为 10 nm,波导层厚度随量子阱厚度变化而改变,使中性层厚度控制在 320nm 不变。EA 调制器的工作波长定位于 1550 nm,波长红移量 40 nm,设计量子阱的激子吸收峰为 1510 nm。

2.4.1 量子阱结构参数对EA调制器啁啾特性的影响

2.4.1.1 量子阱阱宽的影响

根据图 2-9,量子阱阱宽的变化引起 EA 调制器啁啾系数的变化很大。随着阱宽增加,啁啾系数有效减小,与文献报道^[61]的结论是一致的。其余材料结构参数为:阱与垒均采用晶格匹配材料,垒材料的光荧光波长 1.15 μm 。