



中国科学院大学
University of Chinese Academy of Sciences

硕士学位论文

硅基 PAM-4 调制器及其关键技术研究

作者姓名：_____陈莹_____

指导教师：_____刘丰满 研究员_____

_____中国科学院大学微电子研究所_____

学位类别：_____工学硕士_____

学科专业：_____微电子学与固体电子学_____

培养单位：_____中国科学院大学微电子研究所_____

2021 年 6 月

**Research on Silicon Based PAM-4 Modulator and its Key
Technologies**

**A thesis submitted to
University of Chinese Academy of Sciences
in partial fulfillment of the requirement
for the degree of
Master of Engineering
in Microelectronics and Solid-state Electronics**

**By
Ying Chen**

Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences

June 2021

中国科学院大学
研究生学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文是本人在导师的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，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对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或致谢。

作者签名： 陈堂
日 期： 2021.05.16

中国科学院大学
学位论文授权使用声明

本人完全了解并同意遵守中国科学院有关保存和使用学位论文的规定，即中国科学院有权保留送交学位论文的副本，允许该论文被查阅，可以按照学术研究公开原则和保护知识产权的原则公布该论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存、汇编本学位论文。

涉密及延迟公开的学位论文在解密或延迟期后适用本声明。

作者签名： 陈堂	导师签名： 陈堂
日 期： 2021.05.16	日 期： 2021.05.16

摘要

目前大数据、云计算、5G 通信以及人工智能等应用正在快速发展，全球的通讯数据量急剧增长，通信系统的压力也极大增长。光互连由于宽频带、抗电磁干扰、低传输损耗、低延时等优点逐渐取代电互连，被广泛应用于服务器之间。随着互联网流量的不断增长，高速传输系统的发展越来越迫切，四脉冲幅度调制(PAM-4)被认为是一个非常具有前途且经济的解决方案来取代开关键控(OOK)，实现短距离高速的光通信。硅光子学是一种非常适合的技术，既得益于互补金属氧化物半导体(CMOS)成熟的制造工艺，也得益于它与电子高密度集成的可能性。本文对电域和光域硅基 PAM-4 调制器进行研究，完成了基于电域硅基 PAM-4 调制器的 4×50 Gbps PAM-4 光收发模块的封装设计与制作，并对光域硅基 PAM-4 调制器完成仿真与设计。其主要内容包括：

(1) 在以电域硅基 PAM-4 调制器为发射端的光收发模块中实现光电协同设计，通过光电链路系统仿真，研究了调制器的有源区长度对光电系统的影响，确定了最优的调制器有源区长度；通过链路误码率、OMA、ER、带宽等参数仿真结果，逐一验证了激光器光功率、探测器响应度、调制器偏置电压等光、电器件性能指标对光电集成链路性能影响，验证了现有器件组成系统能满足系统指标要求。

(2) 在光收发模块系统集成方面，完成对光电收发模块的封装设计仿真，提出了一种低功耗、组装工艺简单的光电收发一体的封装形式，并研究了该封装结构的电学性能对光电集成系统的影响，从系统链路仿真验证了封装结构能满足指标要求。

(3) 在光域硅基 PAM-4 调制器设计方面，首先对光调制器的调制原理进行研究分析，提出一种新结构的调制器命名为 AP-TWMZM；然后对调制器的 PN 结仿真优化设计，包括折射率、光吸收系数以及本征带宽的优化设计；其次对调制器的行波电极进行仿真设计；最后通过链路仿真分析 AP-TWMZM 的性能。另外针对分段式马赫曾德尔调制器结构，完成一个 12 段电极的 PAM4

SE-MZM 设计。

关键词：PAM-4，光调制，光收发模块，链路仿真，眼图

Abstract

At present, applications such as big data, cloud computing, 5G communication and artificial intelligence are developing rapidly. The amount of global communication data is growing rapidly, and the pressure on the communication system is also increasing greatly. Optical interconnection is widely used between servers because of its advantages such as broadband, anti-electromagnetic interference, low transmission loss and low delay, gradually replacing electrical interconnection. With the continuous growth of Internet traffic, the development of high-speed transmission system is becoming more and more urgent. Four pulse amplitude modulation (PAM-4) is considered as a promising and economical solution to replace the on-off keying (OOK) to realize short-range high-speed optical communication. Silicon photonics is a well-suited technology, both because of the mature manufacturing process of complementary metal oxide semiconductors (CMOS) and because of its potential for high-density integration with electrons. In this paper, silicon-based PAM-4 modulator of the electrical domain and optical domain is studied, and the package design and manufacture of the 4×50 Gbps PAM-4 optical transceiver module based on the electrical domain's silicon-based PAM-4 modulator is completed, and the simulation and design of the optical domain's silicon-based PAM-4 modulator is completed. Its main contents include:

(1) The photoelectric co-design is realized in the optical transceiver module with the electrical domain's silicon based PAM-4 modulator as a transmitter. Through the simulation of optoelectronic link system, the influence of the length of the active region of the modulator on the optoelectronic system is studied, and the optimal length of the active region of the modulator is determined. The link bit error rate simulation results have verified the impact of the optical device performance indicators such as laser optical power, photodetector responsivity, and bias voltage

of modulator on the performance of the integrated link, and verified that the existing device composition system can meet the system requirements.

(2) In terms of system integration, the packaging design of the optoelectronic transceiver module is mainly proposed. A low power consumption, simple assembly process of the optoelectronic transceiver package is proposed, and the influence of the electrical performance of the package structure on the integrated module is studied. It is verified from the system level that the package structure can meet the system indicators.

(3) In the aspect of optical domain silicon based PAM-4 modulator design, the modulation principle of the light modulator is studied and analyzed firstly, and a new structure modulator named AP-TWMZM is proposed. Then the PN junction of the modulator is simulated and optimized, including the optimal design of refractive index, optical absorption coefficient and intrinsic bandwidth. Secondly, the traveling wave electrode of the modulator is simulated and designed. Finally, a PAM4 SE-MZM with 12 segment electrodes is designed, based on segment structure.

Key Words : PAM-4, Optical Modulation, Optical Transceiver Module, Link Simulation, Eye Map

目录

摘 要.....	I
目 录.....	VII
图目录.....	XI
表目录.....	XV
第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.1.1 硅光技术的发展背景.....	1
1.1.2 硅基 PAM-4 调制器的发展现状.....	2
1.1.3 硅光技术的意义.....	4
1.2 硅基 PAM-4 马赫曾德尔调制器.....	6
1.2.1 不同结构调制器的优势和局限.....	6
1.2.2 PAM4 信号质量评价指标.....	8
1.3 本论文的主要工作及创新点.....	11
1.3.1 论文的主要工作.....	11
1.3.2 论文的主要创新点.....	13
第 2 章 硅光系统封装设计与链路优化.....	15
2.1 电域 PAM-4 调制器驱动方案.....	15
2.2 模块封装设计.....	16
2.3 链路仿真模型.....	19
2.4 光学链路仿真.....	20
2.4.1 调制器有源区长度.....	20
2.4.2 激光器光功率.....	22
2.4.3 探测器响应度.....	23
2.5 电学链路仿真.....	24
2.5.1 调制器的偏置电压.....	24
2.5.2 封装结构电学参数.....	28
2.5.3 系统眼图仿真.....	34
2.6 本章小结.....	34

第 3 章 测试与分析	37
3.1 信号完整性测试	37
3.1.1 传输线的 TDR 参数	38
3.1.2 传输线的 S 参数	39
3.2 光组件测试	43
3.3 模块系统测试	44
3.3.1 测试系统构建	45
3.3.2 眼图测试	46
3.4 本章小结	47
第 4 章 调制器设计	49
4.1 调制器设计原理	49
4.1.1 调制机理	49
4.1.2 AP-TWMZM 工作原理	51
4.2 调制器的评价指标	55
4.3 AP-TWMZM 结构设计	58
4.3.1 相移器设计与结构优化	58
4.3.2 行波电极设计	62
4.3.3 分光比实现的设计	64
4.4 AP-TWMZM 仿真分析	68
4.4.1 ER 和 IL	68
4.4.2 调制效率	69
4.4.3 线性度	70
4.5 SEMZM 设计	71
4.5.1 调制器结构设计	72
4.5.2 链路仿真	74
4.5.3 版图设计	74
4.6 本章小结	75
第 5 章 总结与展望	77
5.1 本论文主要内容和结论	77
5.2 未来工作展望	78
参考文献	81

致 谢.....	87
作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果.....	91

图目录

图 1.1 经典光互连系统.....	2
图 1.2 传统调制器调制 PAM-4 信号的方法.....	3
图 1.3 麦吉尔大学调制器结构: (a)双并联调制器;(b)分段调制器.....	3
图 1.4 根特大学双驱动调制器结构示意图.....	4
图 1.5 调制器结构: (a)双并联调制器;(b)全硅分段调制器.....	4
图 1.6 数据中心能耗预测: (a)每月互联网总流量; (b)数据中心总能耗.....	5
图 1.7 硅光市场应用预测.....	6
图 1.8 TWMZM 结构.....	7
图 1.9 SEMZM 发射端芯片版图.....	8
图 1.10 PAM-4 电眼图.....	10
图 2.1 电 PAM-4 调制器驱动方式: (a)差分驱动; (b)单端驱动.....	15
图 2.2 不同驱动方式下的仿真眼图: (a)差分驱动; (b)单端驱动.....	16
图 2.3 收发模块的框图.....	17
图 2.4 收发模块的封装结构: (a)发射模块结构; (b)接收模块结构.....	18
图 2.5 光电集成链路仿真系统示意图.....	19
图 2.6 调制器有源区长度仿真:(a)调制器有源区长度与 OMA 和 BER 关系曲线; (b)调制器有源区长度与 ER 关系曲线.....	21
图 2.7 激光器输入光功率与链路误码率的关系曲线.....	22
图 2.8 探测器响应度与 BER 关系曲线.....	23
图 2.9 调制器偏压与电压引起的两臂相位差 $\Delta \phi$ 的关系曲线.....	24
图 2.10 相位变化与调制器输出强度的关系曲线.....	24
图 2.11 调制器偏压与 OMA 和 EO 带宽关系:(a)调制器偏压与 OMA 关系曲线; (b)调制器偏压与 EO 带宽关系曲线.....	25
图 2.12 Driver 输出路径外加偏置器示意图.....	26

图 2.13	调制器 S 端加直流偏置示意图.....	27
图 2.14	调制器的 GND 上加反向偏置示意图.....	27
图 2.15	对于 1GHz 理想方波依次叠加各次谐波生成的时域波形.....	28
图 2.16	硅光收发模块封装结构框图.....	30
图 2.17	SMA 到 CDR 的传输线仿真：（a）HFSS 模型；（b）S21 曲线.....	31
图 2.18	CDR 到 Driver 的传输线仿真：（a）HFSS 模型；（b）S21 曲线.....	32
图 2.19	键合线仿真：（a）HFSS 模型；（b）S21 曲线.....	32
图 2.20	TIA 到 CDR 传输线仿真：（a）HFSS 模型；（b）S21 曲线.....	33
图 2.21	光电链路仿真眼图.....	34
图 3.1	光模块测试基板.....	38
图 3.2	光模块测试板时域反射曲线: (a)单端线 TDR 测试；（b）差分线 TDR 测试.....	39
图 3.3	测试板上 SMA 连接器到 CDR 的最长传输线：(a)S21 测试曲线；(b)S11 测试曲线.....	40
图 3.4	测试板上 CDR 到 Driver 的最长传输线：(a)S21 测试曲线；(b)S11 测试曲线.....	41
图 3.5	测试板上 TIA 到 CDR 的最长传输线：(a)S21 测试曲线；(b)S11 测试曲线.....	42
图 3.6	光栅和 FA 显微镜图：(a)光栅；(b)FA.....	43
图 3.7	光栅与光纤的耦合示意图.....	43
图 3.8	光收发模块测试框图.....	45
图 3.9	光收发模块测试框图.....	46
图 3.10	PAM-4 测试电眼图.....	47
图 4.1	调制器设计图: (a)调制器结构图；(b)调制原理框图.....	53
图 4.2	S 参数二端口网络模型.....	56
图 4.3	相移器横截面图.....	59

图 4.4	P^+/N^+ 与 PN 结间距对器件性能的影响：（a）吸收系数变化曲线；（b）调制的折射率变化曲线.....	60
图 4.5	P^{++}/N^{++} 与 PN 结间距对器件性能的影响：（a）吸收系数变化曲线；（b）调制的折射率变化曲线.....	61
图 4.6	PN 结电容随电压变化曲线.....	61
图 4.7	OMA 随有源区长度变化曲线.....	62
图 4.8	行波电极：（a）横截面；（b）立体图.....	62
图 4.9	行波电极特性：（a）传输损耗；（b）特征阻抗.....	63
图 4.10	调制器带宽：（a）电学带宽；（b）电光带宽.....	64
图 4.11	Y 分支：（a）结构图；（b）功率分布图.....	65
图 4.12	波导宽度变化对分光比和损耗的影响.....	65
图 4.13	定向耦合器：（a）结构图；（b）功率分布图.....	66
图 4.14	波长变化对分光比的影响.....	67
图 4.15	不同分光比的仿真眼图：（a）分光比 3.8:1 眼图;（b）分光比 4:1 眼图；（c）分光比 4.2:1 眼图.....	67
图 4.16	不同电压下的传输频谱.....	69
图 4.17	1V 电压下两臂的传输频谱变化.....	70
图 4.18	AP-TWMZM 仿真眼图.....	71
图 4.19	TWMZM 与 SEMZM 驱动示意图:(a) TWMZM 驱动示意图;(b)SEMZM 驱动示意图.....	71
图 4.20	12 段 SEMZM 的结构图：(a)PN 结结构；(b)调制器结构.....	73
图 4.21	SEMZM 仿真眼图.....	74
图 4.22	SEMZM 版图及与电芯片键合示意图.....	75

表目录

表 1.1 一些典型的 PAM-4 信号要求范围.....	9
表 4.1 AP-TWMZM 驱动电压与输出电平关系.....	55
表 4.2 相移器的掺杂浓度.....	58
表 4.3 AP-TWMZM 驱动条件.....	68

第 1 章 绪论

1.1 研究背景及意义

1.1.1 硅光技术的发展背景

随着科技发展的日新月异，互联网的迅速发展改变了我们的日常生活。对信息的渴望和不断增长的需求正在催生一个新的通信时代。这个新时代将继续刺激对更高带宽技术的需求，以跟上处理器性能的步伐。由于摩尔定律的不断推进，目前的计算机发展受到限制的不是其性能，而是数据在处理器和外界之间传输的速率。大型数据中心和超级计算机对高速互连容量和传输距离的要求非常高^[1,2]。尽管电子链路系统中收发电路的扩展使通信带宽得以增加，但电子信道的扩展还无法匹配 CMOS 技术的速度^[3]。光互连由于长距离低传输损耗和波分复用(WDM)^[4]的高带宽密度潜力，以及相对低的链路系统的复杂性和功耗，而逐渐流行起来。在过去，光学设备具有又大又笨重的缺点，主要制作材料是 III-V 基化合物，如磷化铟(InP)、砷化镓(GaAs)或铌酸锂(LiNbO3)等。这些光学器件通常是定制化的，且由分立部件组装而成。通常需要手工组装，自动化程度非常低。这些光学设备相对昂贵，而不适合市场应用。只有在光学领域中实现数据通信、大批量生产和组装，光学技术才有可能进入大众市场。

硅光子学(SiP)在光通信领域中的成功应用，为光子芯片的应用开辟了新的发展道路，已迅速成为大规模集成光子电路的一种可行技术，并且开始逐渐进入大众市场^[5,6]。SiP 能够在同一平台上操纵电子和光子，并且在单个芯片上实现更多的功能^[7]。它采用先进的微处理器制造工艺，即 CMOS 工艺，通过该工艺将数百亿个晶体管集成在一块芯片上。这种颠覆性的技术以传统的硅材料为基础，可以在非常小的尺度上实现非常强的光约束，从而大大降低了占地面积和成本。硅光子系统在光学互连、微波光子学、生物传感、激光雷达系统等多个领域有广泛的应用。其中光互连是 SiP 的主要商业应用，这是由数据中心对高速光链路快速增长的需求所致^[8]。

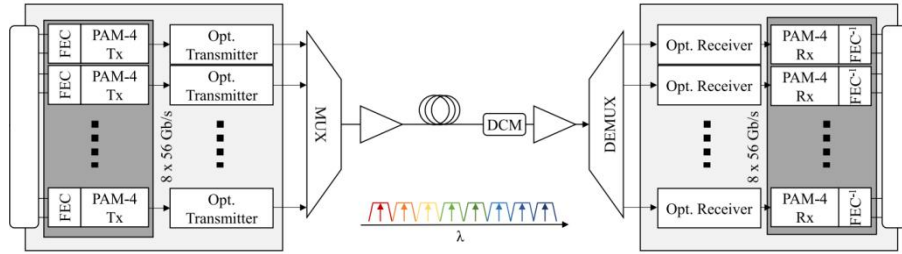


图 1.1 经典光互连系统

Figure 1.1 Classical optical interconnection systems

图 1.1 是经典的 400G 高速光互连系统，由发送模块和接收模块组成。光发送模块包含电芯片和光发射端如激光器、调制器，将电域信号转换为光域信号，通过光通道传输到接收端。通常，光通道是光子波导或光纤，为波分复用提供了实现高带宽密度和高能源效率的能力。光接收端同样包括电芯片和光接收端如探测器，光域信号通过光纤输出至探测器转换成电域信号输出。随着互联网流量每四年增长两次，人们开始追求 100G 和 400G 的高速传输系统。二进制传输系统提供的带宽无法满足这样的高速传输速率。因此，在 2010 年，人们开始关注 QPSK 等利用附加信号相位和极性来实现长距离高速信号传输的相干检测方法。但在短距离传输系统中，特别是在数据中心间(<80km)链路中，由于使用相干检测的成本非常高又很复杂，因此人们不再使用传统的两级调制，而是将注意力集中在高阶调制上，如 PAM-4（四级脉冲幅度调制）。

1.1.2 硅基 PAM-4 调制器的发展现状

光调制器作为光通信系统中的重要器件，能够实现电信号到光信号的调制转换，同时也可以用于调制和转换 PAM4 光信号。目前，硅光 PAM-4 调制器基本还是在传统的马赫曾德尔调制器（MZM）的基础上发展而来，在传统的调制基础上改进通过调制器的传输信号的格式或者改进传统的调制器的结构。

2018 年，中国科学院半导体研究所科研团队在传统的调制器上采用不同的调制格式，以三种不同的方式产生 PAM-4 光信号^[9]。第一种是在调制器的一个调制臂上加 PAM-4 电信号，另一臂上加直流信号，使两臂之间产生四种不同的

相位差形成 PAM-4 光信号，第二种是将两组不同峰峰值的 NRZ（不归零码）电信号分别加到两个调制臂上，使两臂间两种相位差组合成四种相位差进而调制出 PAM-4 光信号，第三种方式则是采用在两臂上施加一组 PAM-4 差分电信号，从而将 PAM-4 电信号转换成 PAM-4 光信号，这三种方法都能调制出 100Gbps PAM-4 光信号。

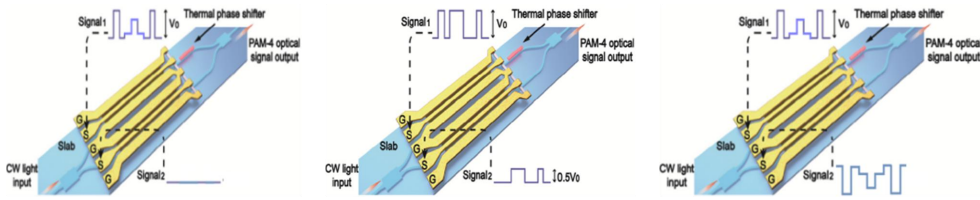


图 1.2 传统调制器调制 PAM-4 信号的方法

Figure 1.2 Methods of generating PAM-4 signal with traditional modulator

麦吉尔大学电子与计算机工程系的 David Patel 团队先后在 2016 年和 2019 年提出了 DPMZM^[10]和 SEMZM^[11]，通过改变调制器结构产生 PAM-4 光信号，并实现了 100 Gbps PAM-4 光信号的调制，这两种方法均需要两组 NRZ 电信号。DPMZM 内部包含 2 个串行推挽马赫曾德尔调制器，两者呈上下并联的结构连接，其结构图如图 1.3(a)所示。DPMZM 在工艺方面要求较高，实际制造困难较大，使用过程需要调制和控制的变化参数较多，操作复杂，难以实现大规模生产应用。如图 1.3(b)，SEMZM 是通过两段相移器串联构建而成，器件的输入由 2 位组成，每一段对应负责 1 位。

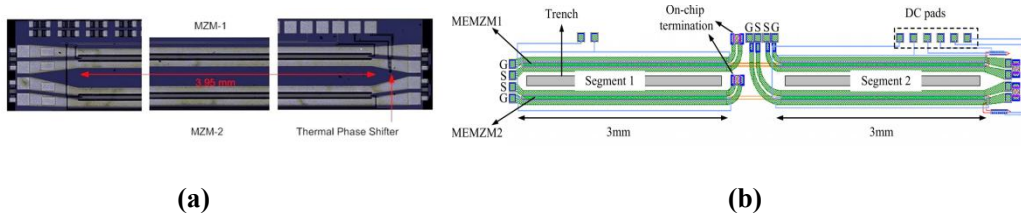


图 1.3 麦吉尔大学调制器结构：(a)双并联调制器;(b)分段调制器

Figure 1.3 Modulator structure of McGill University :(a) DPMZM; (b) SEMZM

2018 年比利时根特大学的 Jochem Verbist 团队基于电吸收调制器结构，通过改变 Y 分支分光比，采用双驱动的方式来实现对 PAM4 光信号的调制，可以实现更大的 OMA^[12]。

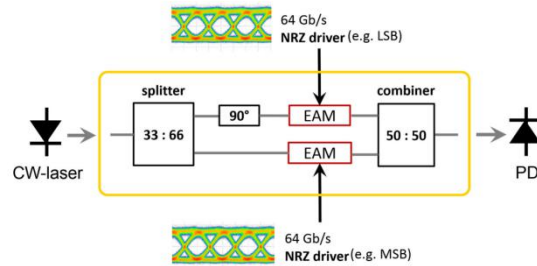


图 1.4 根特大学双驱动调制器结构示意图

Figure 1.4 Schematic diagram of dual drive modulator of Ghent University

2020 年复旦大学电磁波信息科学重点实验室成功设计了 DPMZM，实现 200 Gbps PAM-4 信号 1 千米光纤的传输，在没有任何数模转换器的条件下误码率低于软判决正向纠错(SD-FEC)阈值 $2E-2$ ^[13]。同年，日本富士通有限公司开发了高速、多层次全硅分段马赫曾德尔调制器，采用紧凑型 MIM 电容器形成无源 RC 均衡器，获得了 42.6~43.9 GHz 的宽带 EO 响应，并且实现 140 Gbps PAM-4 信号的传输^[14]。

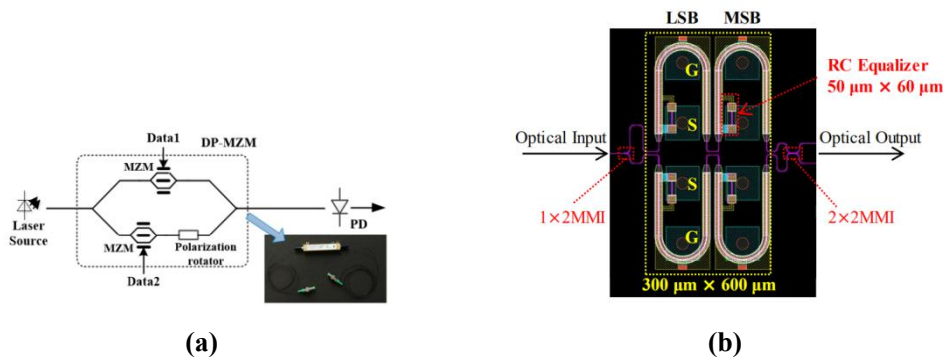


图 1.5 调制器结构：(a)双并联调制器;(b)全硅分段调制器

Figure 1.5 Schematic diagram of dual drive modulator of Ghent Unive

1.1.3 硅光技术的研究意义

在过去的几年中，全球互联网流量呈指数级增长。这种增长是由视频流服

务(如 Netflix、YouTube)、云存储(如 Dropbox、谷歌 drive)和物联网等应用推动的。此外,人工智能和虚拟现实等新兴技术持续改变人们通过互联网与他人以及周围环境互动的方式。自 2008 年以来,大多数互联网流量都来自数据中心。如图 1.6(a)所示,到 2022 年,全球互联网流量预计将达到每月 350 EB,对数据中心互连带宽的需求持续以指数速度增长^[15]。这种增长是由连接互联网的设备(物联网和个人智能手机)的增加和流量大的应用(高清流媒体、云计算和大数据)的增加所推动的。同样,数据中心能源消耗趋势预测,到 2030 年,全球数据中心的用电量将达到 3 TWh,最坏的情况估计为 8 TWh,如图 1.6(b)^[16]所示。为了跟上互联网流量,数据中心节点的带宽需要接近 10 Tbps^[17]。面对不断增长的互联网流量,现有的数据中心已经无法应对,非常需要新的方法来匹配不断增加的数据中心流量。

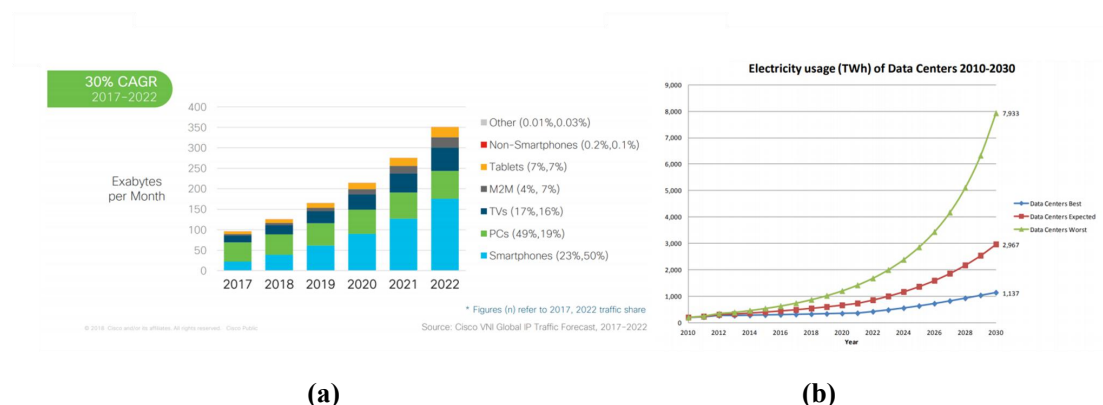


图 1.6 数据中心能耗预测: (a)每月互联网总流量; (b)数据中心总能耗

Figure 1.6 Data center energy consumption forecast : (a)Total monthly Internet traffic; (b) Total energy consumption of the data center

硅光子技术与传统光学技术相比,具有低成本、高集成度、高嵌入式功能、低功耗和高可靠性等优点满足数据中心的要求,更多企业正在进入这个行业。市场调研机构 Yole 发布的最新一期市场报告,如图 1.7。报告指出,2019 年用于数据中心的硅光模块出货量达到近 350 万,产生收入为 3.64 亿美元,这是由全球网络数据流量所导致的,与云计算、视频流服务等息息相关,全球网络数据流量每三年增长一倍,这对硅光子收发器市场起到了直接有利的影响。预计

仅数据中心市场，硅光模块 2025 年出货量将达到 2400 万，价值 36 亿美元。整体硅光子市场规模将达到 39 亿美元。因此，针对硅光芯片和硅光模块的研究是非常重要的。



图 1.7 硅光市场应用预测

Figure 1.7 Silicon photon market application forecast

1.2 硅基 PAM-4 马赫曾德尔调制器

1.2.1 不同结构调制器的优势和局限

光器件作为模块成本的主要组成部分，当带宽要求降低时，可以有效地降低模块成本。因此，PAM-4 对于短距离互连具有极大的吸引力^[18]。随着短距离应用的高速发展，在强度调制直接检测(IM-DD)方案中，不归零码(NRZ)可能无法满足大容量的要求。脉冲幅度调制(PAM)作为一种简单的高阶调制方式，成为一种很有前途的调制方式。其中，PAM-4 调制为每个码元提供 2 位，可以有效地提高传输速度。与 NRZ 相比，传输相同速率的信号，PAM-4 所需的带宽仅是 NRZ 所需带宽的一半。同时，由于 PAM-4 对信噪比更加敏感，对模块设计要求更严格。因此，针对 PAM-4 硅光调制器的研究是非常重要的，需要综合考虑光模块设计和低成本小型封装。可靠的 CMOS 兼容工艺使得有源和无源光学功能可以在一个小的空间内高产量集成，有利于实现高密度的模块封装。

硅微环调制器和马赫曾德尔调制器(Mach-Zehnder modulator, MZM)均可用于调制 PAM-4 光信号。然而，由于硅微环调制器存在热不稳定性，在发射机设计中需要额外的电路或热控制器来进行波长位移补偿^[19]。因此，硅马赫曾德尔

调制器成为器件的首选，并已成为这硅光领域的研究热点。

硅光马赫曾德尔调制器产生 PAM-4 光信号，主要可以分成两类方式，一类为电域方法，一类为光域方法。在电学领域，PAM-4 电信号通常可以通过功率适当衰减的两路 OOK 数据流经功率合成器合成^[20]，或者通过使用 2 位数模转换器（DAC）直接合成。将一对 PAM-4 差分电信号加在调制器上下两臂，或者采用单臂调制的方式，在调制器一臂加 PAM-4 电信号，另一臂加直流信号^[9]，通过调制器调制出 PAM-4 光信号。我们将这种 PAM-4 电信号通过调制器转换成 PAM-4 光信号的方式归为电域方法。电域方法下，调制出的 PAM-4 光信号的质量与输入的 PAM-4 电信号质量息息相关。由于 PAM-4 电信号受限于射频功率合成器的带宽以及 DAC 的转换精度、转换误差和转换速度，导致 PAM-4 电信号合成成本高、功耗大并且信号速率有限、信号质量一般。因此，在光域实现 PAM-4 光信号成为研究热点。

在光域中，是不需要高带宽的 DAC 或者功率合成器生成 PAM-4 电信号的，可以通过改变调制器结构直接在光域中将两个 NRZ 电信号调制成 PAM-4 光信号，目前主要有三种调制器结构：

（1）行波马赫曾德尔调制器（Traveling wave MZM，TWMZM）

如图 1.8，上下两臂独立的 NRZ 信号加到调制器上下两臂，通过对两个 NRZ 信号的峰峰值进行调控在光域合成出 PAM-4 光信号^[21]。这种方式具有廉价、集成度高、插入损耗和驱动电压小的优点，且信号质量好，操作简单。另外，这种调制器与传统的传输 NRZ 的马赫曾德尔调制器结构一致，一定程度上降低了成本，并且调制起来比较简单。

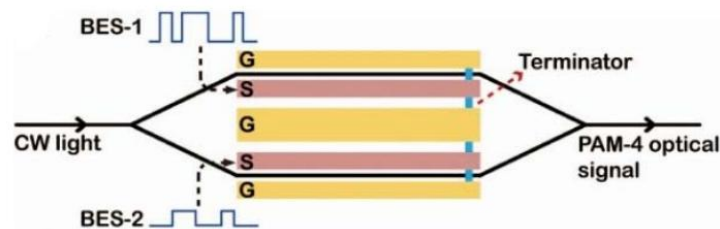


图 1.8 TWMZM 结构

Figure 1.8 Structure of TWMZM

(2) 双并联马赫曾德尔调制器 (Dual parallel MZM, DPMZM)

如图 1.3(a), DPMZM 内部由两个串行推挽 (SPP) 结构的马赫曾德尔调制器并联组成, 与传统的差分双驱方案相比, SPP 结构降低了微波损耗, 提高了调制带宽^[22]。但由工艺和材料等引起的两个分支之间的相位差, 很容易产生啁啾, 另外, 与 TWMZM 相比, DPMZM 制造工艺困难, 芯片尺寸较大, 插入损耗较大, 链路中调制控制起来比较复杂, 难以合成高质量的 PAM-4 信号。

(3) 分段马赫曾德尔调制器 (Segmented Mach-Zehnder, SEMZM)

SEMZM 两臂采用集总电极, 多个小段串联组成, 不需要终端匹配电阻。调制器的总长度可以分为两组, 由 2 个独立的 NRZ 信号驱动。通过调制器两组有源区长度相等且驱动电压峰峰值成倍^[11]或者驱动电压峰峰值相等且调制器两组有源区长度成倍^[23]的方式, 产生两倍相移从而合成 PAM-4 光信号。集总电极可以实现较高的带宽, 但 SEMZM 需要个性化定制, 且需要考虑每一段的时延问题, 配合 SEMZM 的驱动电芯片也需要定制化设计。

2016 年, 德国创新高性能微电子研究所的 Pedro Rito 团队设计了 16 段的分段马赫曾德尔调制器, 创新地将驱动芯片设计在 SEMZM 两臂之间, 实现高密度的光电集成^[24], 如图 1.9 所示, 在芯片版图布局上提供了最佳的对称性, 减少损耗和时延匹配的困难, 为硅光收发模块设计提供了新思路。

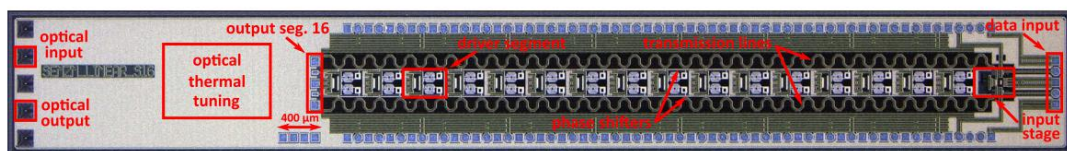


图 1.9 SEMZM 发射端芯片版图

Figure 1.9 SEMZM layout in transmitter chip

1.2.2 PAM4 信号质量评价指标

IEEE 802.3bs 和 802.3cd 中的光学和电气标准涵盖了光纤信号传输、电芯片之间、芯片到模块和模块到 PCB 板之间传输等, 其中包括了必要的连接器^[25]。PAM-4 的评价指标分为光电两个方向。PAM-4 光信号的评价指标主要是光调制

强度（OMA）、消光比（ER）、发射色散眼图闭合四相（TDECQ）。PAM-4 电信号的关键测试指标包括眼高（EW6）、眼宽（EH6）、信噪比（SNDR）和电平分离失配比（RLM）。典型的 PAM-4 信号要求范围如表 1.1 所示。

表 1.1 一些典型的 PAM-4 信号要求范围

光学测试	经典指标的范围
OMA	$-3 \sim -0.8 \text{ dBm} \leq \text{OMA} \leq 2.8 \sim 5.7 \text{ dBm}$
ER	$\geq 3.5 \text{ dB}$
TDECQ	$\leq 3.1 \sim 3.4 \text{ dB}$
电学测试	经典指标的范围
传输时间	$\geq 9.5 \text{ ps}$
EW6	$\geq 0.2 \sim 0.35 \text{ UI}$
EH6	$\geq 30 \sim 105 \text{ mV}$
SNDR	$\geq 31 \sim 31.5 \text{ dB}$
RLM	$\geq 0.75 \sim 0.95$

光学测试的指标：

（1）OMA 和 ER

PAM-4 光信号的 OMA（optical modulation amplitude）通常被认为是整个眼的最高点与最低点的差异，它是根据“外”眼图的功率级别构建的，表示为

$$\text{OMA} = P_3 - P_0 \quad (1.1)$$

其中 P_3 、 P_0 分别表示 PAM-4 光信号的最大值和最小值功率。

ER（extinction ratio）为最大平均功率和最小平均功率之比，表示为

$$\text{ER} = 10 \lg \frac{P_3}{P_0}.$$

这两个参数可通过光示波器测得。

（2）TDECQ

TDECQ（Transmitter and Dispersion Eye Closure for PAM4），是衡量 PAM-4 光信号质量的重要参数。TDECQ 是专门针对 PAM-4 信号的接收和均衡应用，计算的是在发射端，相比理想信号有多少噪声能够叠加上去，同时还能满足目标的码型失误比（SER）（一般要求 $\text{SER} \leq 4.8 \text{ E-4}$ ），以 dB 为单位。TDECQ 是

满足目标 SER 时添加到理想信号的噪声与满足目标 SER 时添加到真实信号的噪声两者的比值，被测信号上的噪声也包括示波器基底噪声 σ_s :

$$\text{TDECQ} = 10\lg\left(\frac{\text{OMA}}{6} \times \frac{1}{Q_t R}\right) \quad (1.2)$$

$$R = \sqrt{\sigma_G^2 + \sigma_s^2} \quad (1.3)$$

其中 σ_G 是指所添加的高斯噪声， Q_t 取值为 3.414，这是根据目标 SER 计算确定的。TDECQ 同样是通过光示波器测得的。

电学测试指标：

(1) 眼宽和眼高

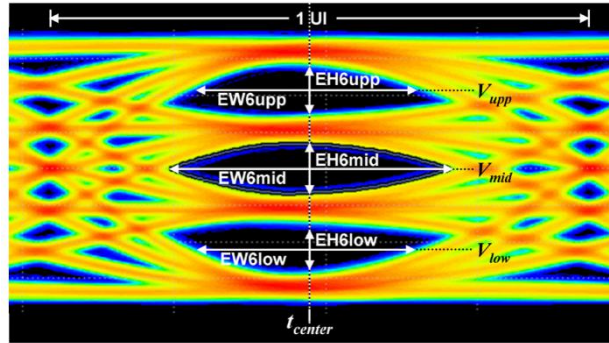


图 1.10 PAM-4 电眼图

Figure 1.10 PAM-4 eye diagram

如图 1.10，当误码率为 $1\text{E-}6$ 时，三个“眼”分别有 EH6（眼高）和 EW6（眼宽）。通常取三个眼高值中的最小值和三个眼宽值中的最小值来表征 PAM-4 眼图的 EH6 和 EW6。参考接收机均衡后，根据实际应用，发射机应能达到 $\text{EW6} \geq 0.2 \text{ UI}$, $\text{EH6} \geq 30\text{mV}$ 。

(2) SNDR

信号噪声失真比是指信号与噪声之间的比值。SNDR 越大表示噪声占比越小，SNDR 越小表示受到的噪声影响较大。SNDR 是通过和发射段脉冲响应进行线性拟合而引出的，在至少一个 PRBS13 (Quaternary Pseudo Random Binary Sequence) 波形 $y(k)$ 上进行采集。其中 k 从 1 到每个符号的样本数与测试图案长度的乘积。采样率至少为 12，QPRBS13 测试模式长度为 8192。然后利用脉

冲响应 $p(k)$ 推导出与波形 $f(k)$ 的线性拟合。信号强度为脉冲响应的最大值, $p_{\max} = \max\{p(k)\}$ 。SNDR 表示为:

$$SNDR = 20 \lg \sqrt{\frac{p_{\max}^2}{\sigma_e^2 + \sigma_n^2}} \quad (1.4)$$

其中, σ_e 是拟合误差的标准偏差, σ_n 是平均电压的均方根偏差。在大多数情况下, SNDR 必须大于 31 dB。

(3) RLM

电平分离失配比(RLM)表征 PAM-4 电信号的垂直线性度。线性度对 PAM-4 信号非常重要, 良好的线性度可以保证信号高质量的传输。RLM 越接近 1, PAM-4 信号的线性度越好。根据不同的应用, 标准通常将 RLM 的最低要求设置在 0.75 到 0.95 之间。IEEE802.3bs 要求电气接口 $RLM \geq 0.92$ 。其定义如下:

$$RLM = \frac{3 \min(V3 - V2, V2 - V1, V1 - V0)}{V3 - V0} \quad (1.5)$$

$V0$ 、 $V1$ 、 $V2$ 、 $V3$ 分别是从小到大的四个电平值。

1.3 本论文的主要工作及创新点

1.3.1 论文的主要工作

随着数据中心的规模和计算机性能的不断发 展, 高性能计算机之间数据传输速率和传输容量的要求越来越高, 传统码型如开关键控 (OOK)、非归零码 (NRZ) 等已经不能满足高速传输要求。PAM-4 由于其更高的带宽效率、更低的传输损耗及低成本的优点, 日益受到重视, 将成为新一代的 200G/400G 通信系统的主流技术。本文以硅基 PAM-4 马赫曾德尔调制器及其关键技术为研究对象, 提出了 50 Gbps 的电域和光域 PAM-4 调制器的设计, 并且针对电域 PAM-4 调制器方案, 设计了 4×50 Gbps PAM-4 硅光收发一体模块, 建立一套包括封装性能参数的光电协同的链路仿真系统, 分别评估了调制器有源区长度、探测器响应度、激光器光功率和调制器的外加偏置电压值等光、电器件指标对链路系统的性能影响。

本文设计的 4×50 Gbps PAM-4 硅光收发模块经过 1.3 m 光纤的传输, 在接收端显示出清晰的 PAM-4 眼图, 整个收发模块的总功率仅为 6.85 W。对光域

PAM-4 调制器，本文设计了两种结构的调制器，一种新型的 AP-TWMZM 调制器和一个 12 段电极的分段马赫曾德尔调制器。论文的主要内容总结如下：

第一章，主要内容为硅光技术的研究背景及硅基 PAM-4 调制器的研究现状与面临的挑战的概述。其中包括硅光技术的发展背景、发展意义以及光模块的介绍、硅基 PAM-4 调制器的发展现状和分类以及不同调制器的优势和局限、PAM-4 信号的质量评价指标。

第二章，主要内容为基于电域 PAM-4 调制器的硅光集成系统的封装结构设计及链路仿真，其中包括封装结构的设计，以及根据封装结构建立的仿真链路系统，评估了系统中调制器的有源区长度、激光器功率、探测器响应度、调制器的外加偏置电压值对系统性能的影响，评估了封装结构电学性能对光电混合系统的影响。

第三章，主要内容为所设计 4×50 Gbps PAM-4 硅光集成模块系统的测试研究。其中包括光耦合性能的测试、测试基板电学性能测试、光电系统的眼图测试，以及整个收发系统的功耗测试。

第四章，主要内容为两个光域 PAM-4 硅光调制器的设计。首先，介绍了调制器的调制机理、调制器的重要指标介绍。其次创新提出 AP-TWMZM，包括调制器的原理分析和计算、调制器的 PN 结设计与仿真，调制器的行波电极设计与仿真，调制器的电学带宽与电光带宽的仿真。通过链路仿真分析 AP-TWMZM 的性能。另外，设计仿真了一个 12 段电极的复杂 SE-MZM。

第五章，总结与展望。其中包括对目前工作的总结，以及针对问题进行的下一步的工作计划。

1.3.2 论文的主要创新点

(1) 论文提出一种光电协同设计方法。通过分析光电集成链路系统误码率, 确定了调制器的有源区长度最优值, 并分析链路中的激光器光功率、探测器响应度、调制器的外加偏置电压值等光、电器件的性能指标对链路性能的影响。同时分析封装结构电学参数对系统的性能影响。协同设计光、电指标, 使光电集成系统满足要求。另外, 这种链路仿真还可以用来仿真调制器的性能。

(2) 论文提出了一种结构简单、低成本、组装工艺简单的 200 Gbps PAM-4 的光电收发模块封装结构。具体采用高速印刷电路板与光芯片采用引线键合封装形式, 与电芯片采用引线键合和 Flip-Chip 的封装形式, 光纤与光芯片采用垂直耦合等光电封装技术, 链路信号完成了电光到光电的转化。

(3) 论文提出了一种低功耗的收发模块系统封装。具体在单向通信速率 200 Gbps 双向通信速率 400 Gbps 情况下的总功率为 6.85 W, 平均发送或接收 1 bit 数据的功耗为 17.125 PJ。

(4) 论文提出了一种新型的光域 PAM-4 调制器——AP-TWMZM。具体采用在传统的马赫-曾德尔调制器的基础上, 将输入段处分光比由传统的 1: 1 改为 4: 1, 该调制器具有结构简单、调制方式简单、带宽高、插入损耗低、光调制幅度大、线性度高等优点。

(5) 论文在分段马赫曾德尔调制器的基础上, 设计了 12 段电极的 SE-MZM, 在调制器的有源区长度成倍且两个 NRZ 信号电压峰峰值相等的条件下产生两倍相移, 调制出 PAM-4 光信号。该调制器具有高带宽、低插入损耗、高线性度等优点。

第 2 章 硅光系统封装设计与链路优化

本章利用硅基器件仿真模型、ANSYS HFSS 软件提取的电磁仿真参数在 Lumerical Interconnect 软件中对硅光电系统的性能进行仿真优化设计。首先介绍了硅光系统集成模块的封装结构设计。然后根据封装结构确定链路仿真模型，通过链路仿真系统的误码率、OMA、消光比、EO 带宽等参数，逐一分析混合集成链路中的调制器有源区长度、激光器光功率、探测器响应度、调制器外加偏置电压值等光、电器件指标对链路系统的性能影响。最后分析了封装结构的电学性能对链路系统性能的影响。通过链路仿真分析光、电器件指标与封装结构电学参数对系统影响，实现光电协同设计。

2.1 电域 PAM-4 调制器驱动方案

电域 PAM-4 收发模块方案是指外接 PAM-4 信号源，直接将 PAM-4 电信号施加在调制器上，调制器将 PAM-4 电信号转换成 PAM-4 光信号，即在电域直接产生 PAM-4 电信号，光域部分仅将电信号转换成光信号，不改变码型。常见的电域 PAM-4 调制器有 2 种驱动方式。如图 2.1(a)所示，一对 PAM-4 差分信号分别驱动调制器上下两臂，这种方式与传统的 NRZ 调制器驱动方式类似。如图 2.1(b)，调制器上臂施加 PAM-4 电信号，下臂则施加直流电压，这种单端调制方式同样可以将 PAM-4 电信号转换成光信号。

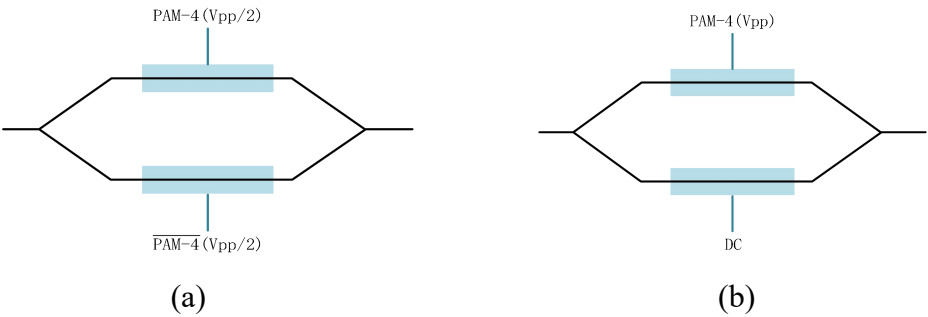


图 2.1 电 PAM-4 调制器驱动方式：(a)差分驱动；(b)单端驱动

Figure 2.1 Drive mode of electric PAM-4 modulator:(a) differential form;(b) single-ended form

针对这两种电域 PAM-4 调制器驱动方案,在控制调制器结构长度、激光器功率、波导损耗、耦合损耗等变量一致的情况下进行链路仿真对比,链路仿真过程中设置施加在调制器上的电信号的总电压峰峰值均为 V_{pp} 。当激光器输入功率为 13 mW 时,图 2.2(a)为差分驱动下的眼图,显示眼高在 8.5 mW 附近,图 2.2(b)为单端驱动下的眼图,显示眼高大约在 3.5 mW 附近。差分 PAM-4 电信号驱动调制器得到的眼图与单端 PAM-4 电信号的驱动得到的眼图相比,OMA 明显更大,并且三个“眼”更加均匀,这有利于获得高质量的信号。因此,本章的模块设计中优先选用具有 PAM-4 高速差分信号的电芯片进行模块设计。

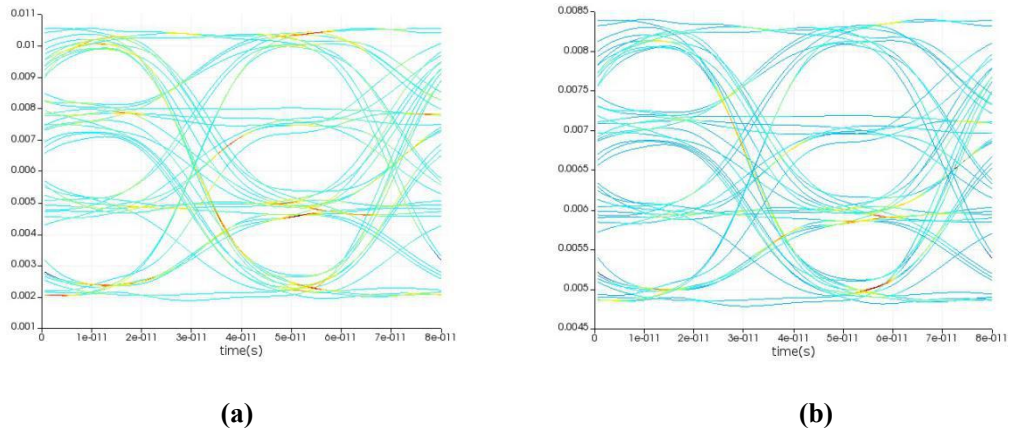


图 2.2 不同驱动方式下的仿真眼图: (a)差分驱动; (b)单端驱动

Figure 2.2 Simulation eye diagram of different driving modes:(a) differential form;(b) single-ended form

2.2 模块封装设计

本章设计的硅光系统集成模块采用收发一体的设计,采用单通道 50 Gbps PAM-4 信号传输,模块由 4 个通道集成,实现单向通信速率 200 Gbps 双向通信速率 400 Gbps。设计模块中采用合适的电芯片和自行设计的光芯片进行模块搭建,电芯片包括调制器驱动芯片(Driver)、时钟数据恢复芯片(CDR, Clock Data Recover)、跨阻放大器芯片(TIA, Trans-Impedance Amplifier)等,光芯片包括马赫曾德尔调制器(MZM, Mach-Zehnder Modulator)、探测器(PD)、光栅等光器件。

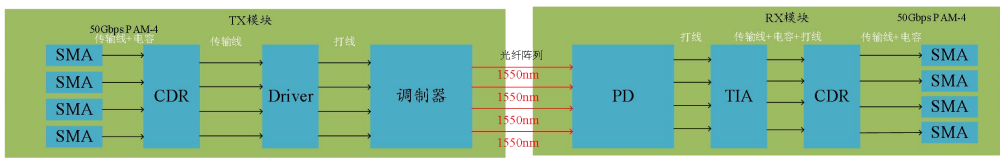


图 2.3 收发模块的框图

Figure 2.3 Block diagram of the transceiver module

封装设计的系统框图如图 2.3 所示，整个模块采用电域 PAM-4 的实现方式，根据上一节的分析，模块中 Driver 与调制器之间采用高速差分传输线进行互连。在模块的发送端，外部 PAM-4 高速信号从 SMA 接口输入进高速测试基板，经过 CDR 对高速 PAM-4 信号进行时钟数据恢复，接着通过 Driver 将其转换成调制器所需要的调制电压驱动信号，该 PAM-4 调制电压信号直接驱动调制器，将高速 PAM-4 电信号通过调制器调制到单一波长 1550 nm 的光信号上，产生 PAM-4 光信号，PAM-4 光信号通过光纤传输到探测器，光纤的传输距离为 1.3 m；在模块的接收端，PD 将光纤中的 PAM-4 光信号转化成 PAM-4 电流信号，接着通过 TIA 芯片将其转换成 PAM-4 电压信号并放大，同时在接收端也通过 CDR 进行时钟数据恢复，最后从接收端 SMA 头输出。

系统中 Driver 芯片和 TIA 芯片是通过硬件电压信号来控制，另外通过 TIA 芯片的引脚电压值可以监控接收的光电流信号强弱，TIA 的跨阻值 4 k Ω ；CDR 芯片和 TIA 芯片需要通过 I2C 通信协议接口的通信板来控制。发送端 Driver 输出到调制器的差分信号峰峰值在 0-3 V_{ppd} 之间，通过外加偏压直流信号 V_{bias} 来设置 Driver 芯片输出的差分信号的偏压（即施加在调制器上的偏压），接收端 TIA 输出的差分幅值为最大值 450 mV_{pp}，CDR 进行时序调整后的差分信号峰峰值可以达到最大值 0.8 V_{pp}，这可以通过通信板和外部供压值控制。调制器以及 PD 的带宽都在 20 GHz 以上，在 -1 V 反向偏置电压下，PD 响应度在 0.8 A/W 附近，暗电流为 5 nA。光信号通过光栅阵列输入输出，光学部分用阵列光纤与光栅阵列进行直接耦合。另外，在发送模块中的光源是从外部光纤输入的。

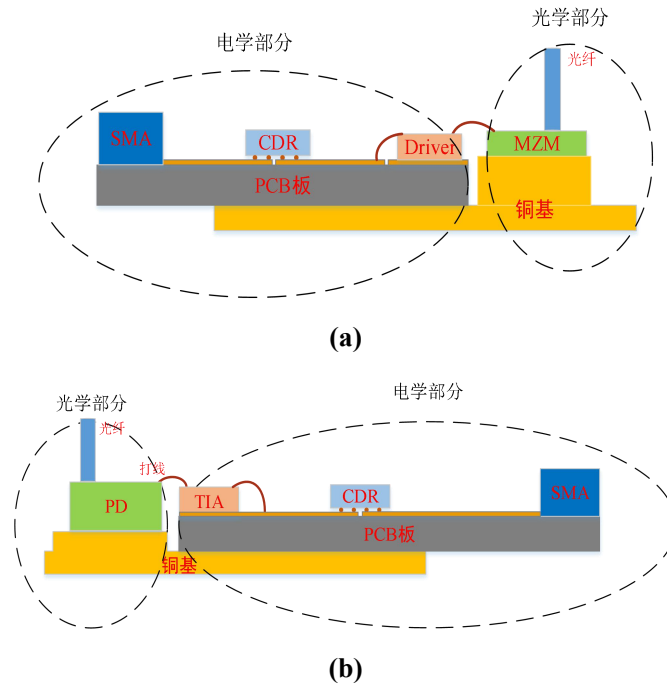


图 2.4 收发模块的封装结构：(a)发射模块结构；(b)接收模块结构

Figure 2.4 Package structure of the transceiver module:(a)transmission module structure; (b) receiving module structure

图 2.4(a)和图 2.4(b)是收发一体模封装结构的发射模块和接收模块的示意图，模块中具体包含光学部分和电学部分。

光学部分由光纤、光芯片（modulator、PD）和光栅等组成。封装模块中，光学器件的背面通过非导电胶与铜基相连，防止 PCB 板的热应力引起光纤漂移，从而带来光耦合失效的问题。另外，硅光芯片厚度比电芯片厚度高，大概 750 μm ，电芯片厚度在 150 μm 附近，PCB 板的高度为 786 μm 。将硅光芯片放置在 PCB 外部的铜基上，调整铜基高度，使光芯片水平于或稍高于电芯片，高度差控制在 100 μm 以内，一方面尽可能地降低打线的高度，减小打线长度，减小高速信号反射的影响，另一方面光芯片略高于电芯片，为光耦合提供便利，保证在耦合过程中不破坏两个芯片之间的打线。

电学包括有机基板、电芯片（Driver、TIA、CDR）、无源器件、SMA 连接器等。采用有机材料基板作为封装基板，其具有成熟的工艺、较低的成本、良好的高频特性等优点。电芯片 Driver/TIA 分别与模块的光发送（TX）/光接

收（RX）部分对应，分别与光学部分中的 modulator/PD 芯片相连。其中 CDR 是 BGA 封装，通过焊球与有机基板互连；无源电容以及高频电感等器件通过 SMT 技术贴装在有机基板上；SMA 直接通过螺丝按压到有机基板上。

该封装结构，还考虑了散热问题。光学部分在一个铜基（Copper base）基座，先将铜基通过非导电胶组装在 PCB 背面位置，再将光芯片和 TIA 芯片组装到 PCB 板凹槽的铜基上。PCB 板上在其他电芯片位置都设计了热孔（Thermal vias），电芯片工作产生的热可以通过热孔快速传到铜基散热。铜基和芯片的表面都涂布有热界面材料（Thermal interface material），可以将热量迅速传导到外界，具有良好的热管理功能。另外，从组装角度来看，该封装结构更易组装。首先将电学部分单独组装，把无源器件 SMT 贴装在有机基板表面，其次将铜基安装 PCB 板的背面，并用粘合胶固定有机基板，再将电学芯片、光学芯片依次粘贴在铜基或 PCB 板上，接着进行光芯片、电芯片、PCB 板之间的金丝键合。在上述器件进行完组装后，再进行光栅耦合。最后焊接插针，避免插针在光栅耦合过程中造成阻挡，而将光芯片放置在铜基上可以快速散热，避免焊接插针时产生的高温影响耦合效率。

2.3 链路仿真模型

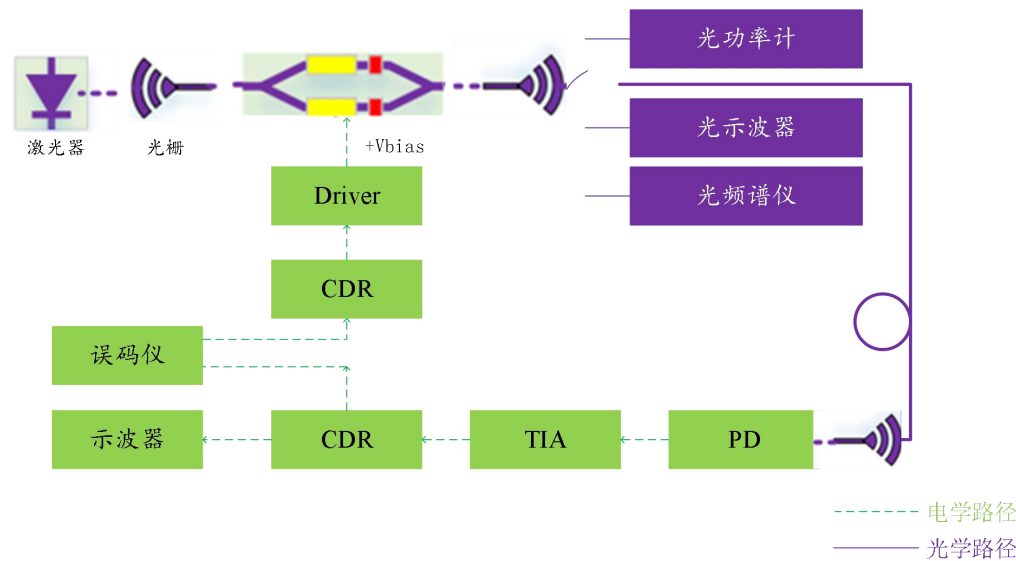


图 2.5 光电集成链路仿真系统示意图

Figure 2.5 Schematic diagram of optoelectronic integrated link simulation system

根据上一节提出的模块封装结构模型，建立了如图 2.5 所示的硅光系统集成仿真链路模型，在模块发射端，激光器输出 1550 nm 的光经过耦合好的光栅阵列进入调制器输入端，Driver 芯片输出的 PAM-4 射频差分高速信号通过外加偏压 V_{bias} 后加到调制器上下两臂，对单一波长的光信号进行四级脉冲幅度调制产生 PAM-4 光信号并通过输出端的光栅输出。光功率计、光示波器和光频谱仪可以用来观察调制后的光信号的功率、眼图以及传输频谱等，有助于通过调制器的 OMA、ER 等重要光学参数分析调制器的性能。在模块接收端，通过光纤传输的光信号经 PD 转化成强弱变化的电流信号，再经 TIA 等转化成放大的电压信号，电学示波器可以用来观察接收端经过 CDR 整形恢复后的电信号眼图，分析整个链路的性能。误码仪将输出的电信号与输入的电信号进行对比得到整个链路的误码率。通过链路仿真可以模拟实际的测试链路，实现光学和电学的协同仿真设计，综合考虑激光器、MZM、PD、Driver 芯片、TIA 芯片、CDR 芯片、电压偏置器等光电器件指标，实现光芯片的优化设计、驱动条件的预判以及封装电学参数的评估。

2.4 光学链路仿真

2.4.1 调制器有源区长度

调制器的光调制器幅度与有源区长度有很大关系。在其他参数条件确定的情况下，有源区长度存在一个最合适的值对应调制器输出最大的光调制器幅度^[26]。本节在 Lumerical Interconnect 软件中建立仿真链路，在设计的最优 PN 结与行波电极的基础上，确定最优的有源区长度。仿真过程中，控制其他变量不变，仅改变调制器有源区的长度。设置激光器的输入光功率为 13 mW，PD 的响应度为 0.8 A/W，暗电流 5 nA，TIA 的跨阻为 4 kohm，信号为 50 Gbps PAM-4。忽略光栅耦合损耗、光纤传输损耗、封装结构的电学损耗，设置驱动调制器的 PAM-4 差分信号的峰峰值电压为 1000 mV，调节两个上、下两臂的波导长度差，控制在 $\Delta L=40$ um 附近，保证两臂的相位差为 $\pi/2$ 。如图 2.6(a)所示，随着调制器有源区长度的增加，OMA 逐渐增大，2200 um 附近到达最大值后持续减小，而误码率随调制器有源区长度的增加呈先减小后增大的趋势，在 2500 um 附近有

最小值。调制器有源区长度为 2500 μm 时，误码率低于 $1\text{E-}6$ ，符合 OIF-CEI 4.0 中误码率的指标，OMA 达到 6.6 mW。如图 2.6(b)，消光比随着调制器有源区长度的增加而增大，逐渐趋于平缓，调制器有源区长度大于 2000 μm 时，消光比大于 3.5 dB 的商用指标。根据仿真结果，调制器的长度取 2500 μm ，调制器组成的链路系统性能最优，误码率最小，OMA 处于较大值，消光比也符合商用指标，所以设计的调制器的有源区长度取 2500 μm 。

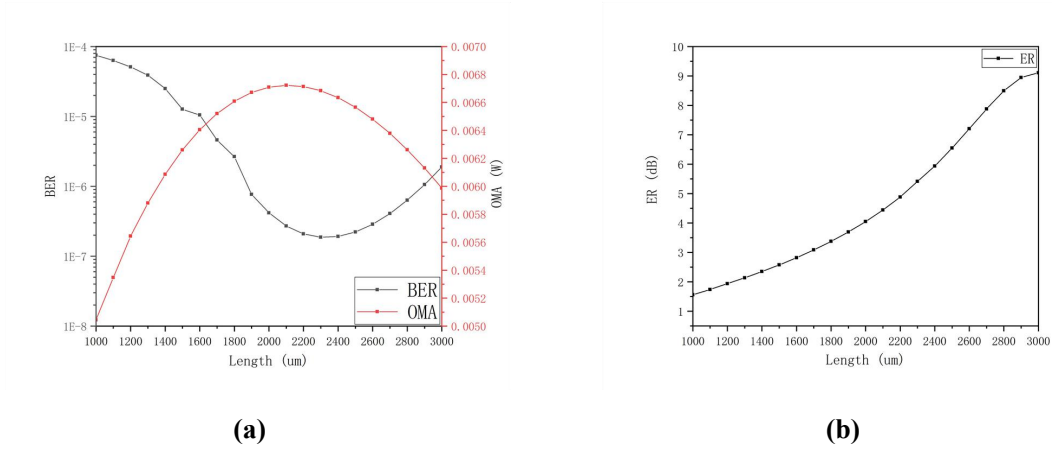


图 2.6 调制器有源区长度仿真：(a)调制器有源区长度与 OMA 和 BER 关系曲线；(b)调制器有源区长度与 ER 关系曲线

Figure 2.6 Modulator active region length simulation:(a) relationship between length of modulator active region and OMA and BER;(b) relationship between length of modulator active region and ER

2.4.2 激光器光功率

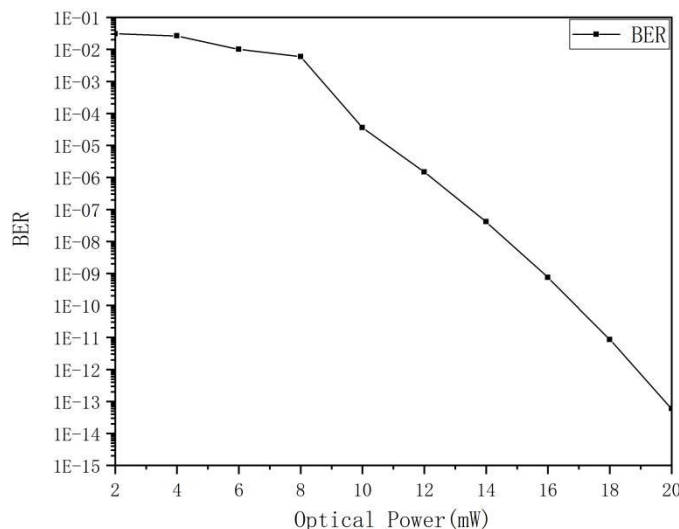


图 2.7 激光器输入光功率与链路误码率的关系曲线

Figure 2.7 Relation curve between power of laser and BER of link

激光器功率增大, 会导致 OMA 增大, 根据上一节可知, OMA 增大意味着误码率减小, 因此激光器的输出功率与系统的误码率有关。同时, 随着激光器光功率增加, 系统的信噪比 (SNR, Signal-Noise Ratio) 增大, 系统的性能提升^[27]。但是也不能一味得增加激光器光功率, 输入光功率过大, 温度过高, 会导致光栅耦合处的紫外胶灼烧, 影响耦合效率。本节主要研究激光器光功率对链路系统误码率的影响。

设置探测器响应度为 0.8 A/W, 暗电流 5 nA, TIA 的跨阻为 4 kohm, PRBS 码型为 2^7-1 , 信号速率为 50 Gbps, 信号码型为 PAM-4, 峰峰值为 1000 mV, 光栅耦合损耗为 2.3 dB, 单模光纤传输距离为 1.3 m, 损耗忽略不计, 这些与实测结果较为接近。将激光器输出光功率从 2 mW 逐渐增大到 20 mW, 根据激光器输出光功率的不同调整热调的电压, 使得 PAM-4 眼图的三个“眼”始终保持均匀。如图 2.7, 随着激光器功率的增大, 误码率逐渐减小, 到激光器功率为 13 mW 时, 误码率低于 $1E-6$ 。激光器光功率取 13 mW, 即 11 dBm。已知测试光源的最大输出功率为 14 dBm, 满足激光器光功率要求。

2.4.3 探测器响应度

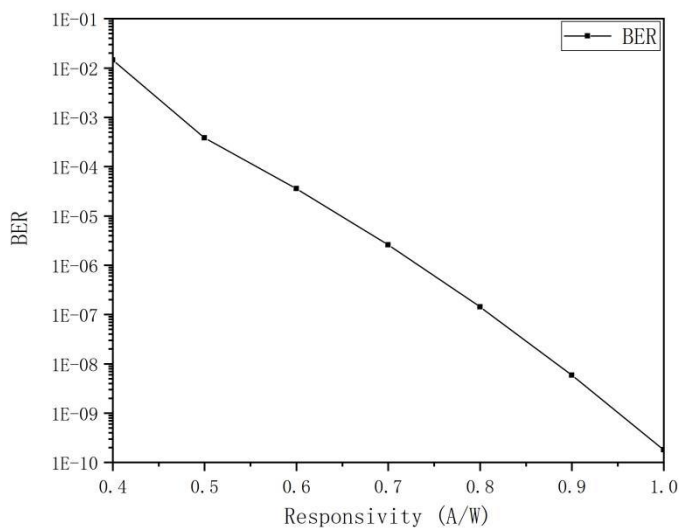


图 2.8 探测器响应度与 BER 关系曲线

Figure 2.8 Relation curve between detector responsivity and BER

当 PD 的响应度增加，在相同的光强的条件下转化的光电流值增大，经过同样的 TIA 放大输出信号的幅值升高，光电链路系统的信噪比增大，从而导致链路系统的误码率低。因此探测器响应度的大小对系统的误码率也有影响。

保持其他条件不变，将探测器的响应度从 0.4 A/W 逐渐增大到 1 A/W，根据探测器的响应度不同调整热调的电压，使得 PAM-4 眼图的三个“眼”保持均匀。如图 2.8，随着探测器的响应度增大，误码率逐渐减小，到探测器的响应度为 0.8 A/W 时，误码率低于 1E-6，符合 OIF-CEI 4.0 中误码率的指标。因此，探测器的响应度取 0.8 A/W。

2.5 电学链路仿真

2.5.1 调制器的偏置电压

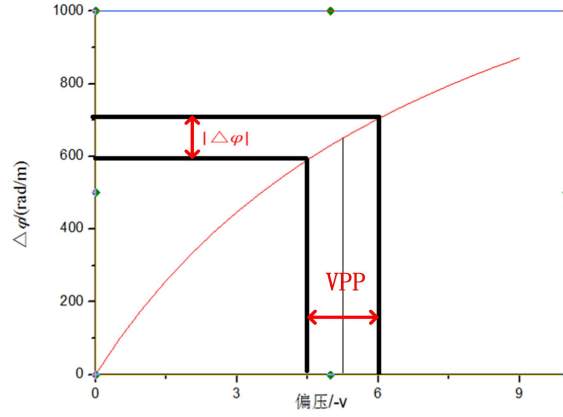


图 2.9 调制器偏压与电压引起的两臂相位差 $\Delta\phi$ 的关系曲线

Figure 2.9 Relation curve of the phase difference $\Delta\phi$ between two arms caused by the bias of the modulator and the voltage

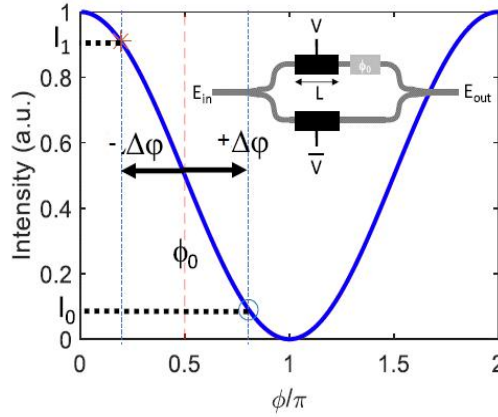


图 2.10 相位变化与调制器输出强度的关系曲线

Figure 2.10 Relationship between the phase change and the output intensity of the modulator

根据等离子色散效应^[35]，当调制器的有源区长度固定时，加在调制器上的电压峰峰值增大会导致折射率增大，从而导致相位变化也逐渐增大，且相位变化与折射率变化成正比。当加在调制器上的射频信号峰峰值电压幅度固定时，偏压的变化除了会影响调制器的电光带宽，还会影响两臂的相位差 $\Delta\phi$ 。如图 2.9

所示,随着偏压的增大,射频信号引起的调制器两臂相位差变化随着上升曲线斜率的减小而逐渐减小,而根据图 2.10 可知两臂相位差的减小将导致调制强度的减小,即 OMA 减小。因此需要确定合适的偏压值,在保证带宽满足信号传输要求的情况下尽可能增大 OMA。

为了确定合适的偏压值,设置调制器的有源区长度为 2500 μm ,激光器功率为 13 mW,探测器响应度为 0.8 A/W,射频信号峰峰值为 1000 mV,改变偏压的大小,通过链路仿真得到偏压变化和 OMA 以及 EO 带宽的关系图,如图 2.11,随着偏压的增大,OMA 减小而电光带宽逐渐增大,为了有效地传输 50 Gbps PAM-4 信号,需要在 OMA 与电光带宽中做出折中选择。对于 50 Gbps PAM-4 信号,为保证信号高质量的传输,电光带宽应至少为传输信号有效带宽的 2 倍,即 25 GHz。如图 2.11(b),当偏压为 1.5 V 时,调制器电光带宽大约在 25 GHz。为使 OMA 尽可能大并且保证传输信号的质量,取偏压为 2 V,如图 2.11(a),此时调制器 OMA 在 6.6 mW 附近,且调制器电光带宽大于 25 GHz,在 28 GHz 左右。

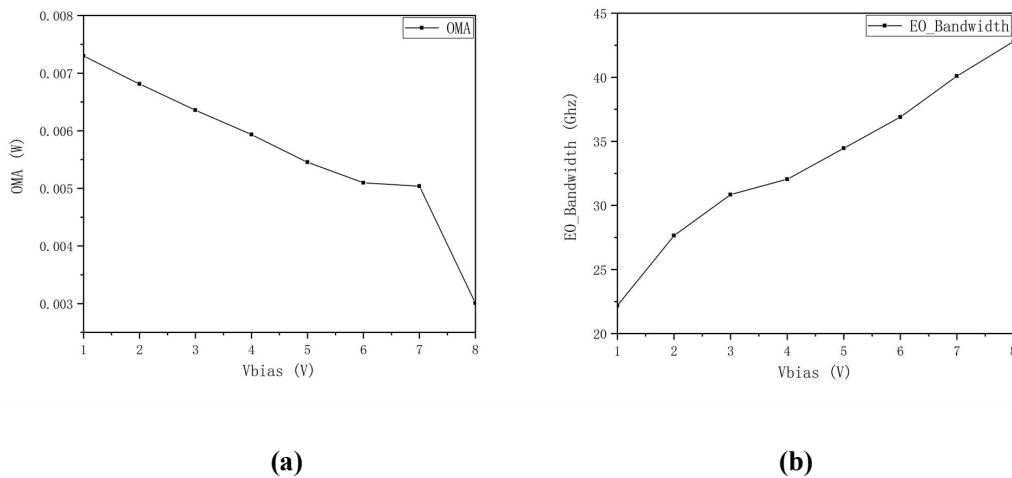


图 2.11 调制器偏压与 OMA 和 EO 带宽关系: (a)调制器偏压与 OMA 关系曲线; (b)调制器偏压与 EO 带宽关系曲线

Figure 2.11 Relationship between modulator bias and OMA and EO bandwidth:(a) relationship between modulator bias and OMA; (b)relationship between modulator bias and EO bandwidth

由于模块中选用的 Driver 芯片和光芯片都没有内置偏压，需要对 Driver 芯片输出到调制器上的 PAM-4 高速差分信号加额外的偏压 V_{bias} 。针对外加偏压有以下三种方式：

(1) 在传输线上加偏置器

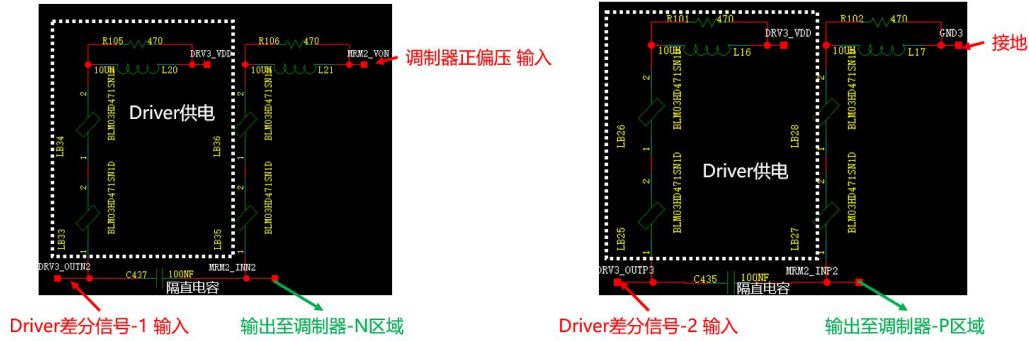


图 2.12 Driver 输出路径外加偏置器示意图

Figure 2.12 Output path of driver with bias schematic diagram

如图 2.12，Driver 芯片对调制器提供高速射频电信号，输出一对 PAM-4 高速差分信号，经过内部隔直电容连接到调制器，在高速传输线上并联一个由磁珠、电感、电阻组成的电压偏置器，外部施加直流电压通过电压偏置器加到调制器的 N 极，调制器的 P 极与电压偏置器互连，电压偏置器输入端接地。由此调制器内部 PN 结形成反偏。Driver 芯片输出的无偏压高速信号通过外加电压偏置器成为可调偏压的高速差分信号，施加在调制器上。但由于电压偏置器封装版图面积较大，四对差分线需要排布 8 个偏置器，Driver 到 MZM 需要增大间距，通过绕行传输线的方式连接电压偏置器，这将增加传输线的长度，增大传输线的损耗，同时引入单对差分线中两条高速线的长度差造成延时，不利于 PAM-4 信号的传输。

(2) 调制器 S 端接处加直流偏置

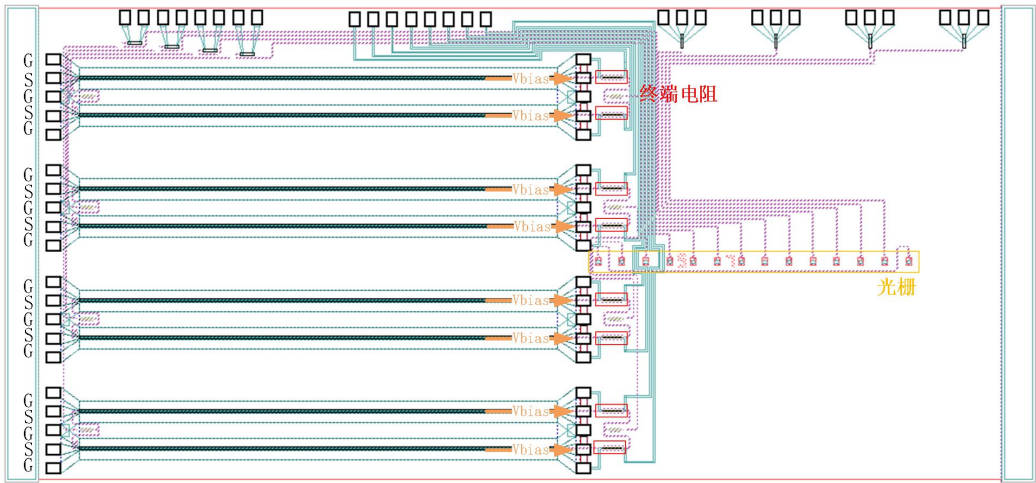


图 2.13 调制器 S 端加直流偏置示意图

Figure 2.13 Schematic diagram of S terminal of modulator plus DC bias

如图 2.13,在光芯片中调制器终端电阻位置前的焊盘上外加直流电压信号,通过引线键合的方式连接焊盘和 PCB 板,经过传输线到插针,直流电压 V_{bias} 通过插针直接加到经过调制器的高速信号上。但是,由于光栅在光芯片的中间位置,且非常靠近中间调制器的焊盘位置,这种在调制器 S 终端焊盘位置加直流电压的方法不适用于该光芯片,FA 与光栅耦合时会压到已经键合好的金线。

(3) 在调制器的 GND 上加反向偏置电压

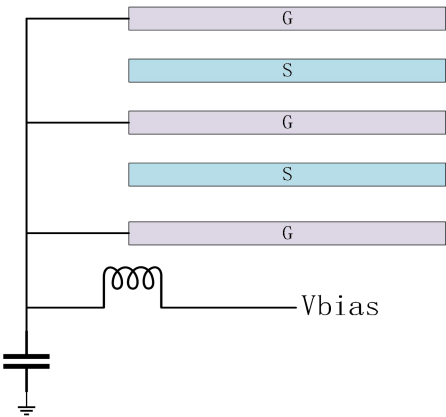


图 2.14 调制器的 GND 上加反向偏置示意图

Figure 2.14 Schematic diagram of adding reverse bias to the GND pad of modulator

如图 2.13 所示, 调制器焊盘由 GSGSG 组成。调制器工作时 PN 结为耗尽型 (PN 结反向偏置), 即在 N 极加正向偏压, 等效成在 P 极加反向偏压。图 2.14 是调制器的 GND (P 极) 加反向偏压的示意图。在调制器的 GND (P 极) 与 PCB 板的 GND 之间串联一个电容形成回路, 通过磁珠保留外加的直流信号, 使直流负电压加到调制器的 GND (P 极) 上。利用这种方式, MZM 的 GND 可以直接打线到 PCB 板的焊盘上, Driver 到 MZM 的高速互连也可以直接通过打线完成, 这样既减小了版图布局的难度, 避免增大传输损耗, 也可以尽可能保持每对差分线的两根线长度相等。本章设计的光收发模块采用这种方式为输入进调制器的高速信号外加偏置电压。

2.5.2 封装结构电学参数

随着信号传输速率的增加, 人们对信号完整性的关注越来越多, 其中包括传输损耗、反射、串扰等问题。在高速光电模块设计中, 整个链路将电信号转换成光信号再转成电信号, 虽然光信号没有信号完整性问题的困扰, 但是高速电信号的传输对信号完整性有着很高的要求^[28]。信号完整性问题会影响信号质量, 有可能会造成对传输信号的错误判断或者时序问题, 导致传输错误, 从而使整个光电系统的误码率升高。

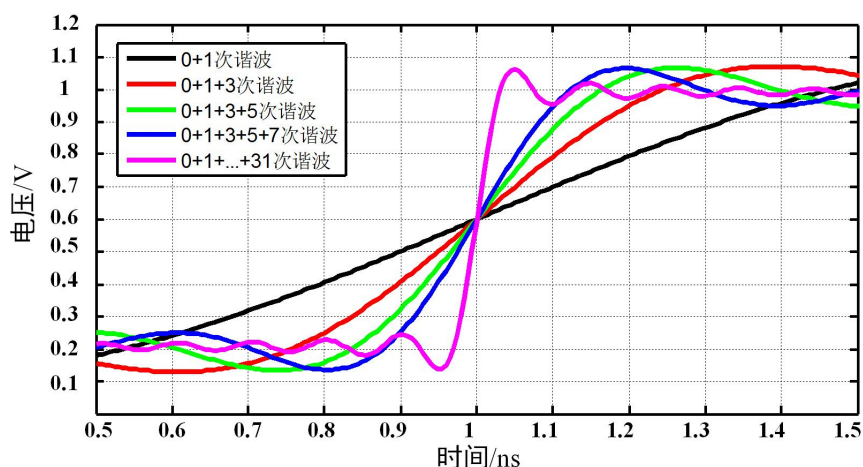


图 2.15 对于 1GHz 理想方波依次叠加各次谐波生成的时域波形

Figure 2.15 For the 1GHz ideal square wave, time domain waveform generated by each harmonic wave successively superimposed

对于理想方波信号，它的带宽是无限大的。但是对于实际电路中，它的波形不可能是理想的方波，因此通过有效带宽来表征实际信号的带宽，可以通过信号的上升沿得到。从理想方波频域转成时域波形的过程就是将谐波从最低频开始逐渐叠加，每次叠加的最大谐波的频率就是该信号的有效带宽，如图 2.15 所示。通过经验得出，有效带宽 BW 与其上升时间（10%~90%） T_{rise} 的关系如下：

$$BW = \frac{0.35}{T_{rise}} \quad (2.1)$$

信号经过互连线时，它的带宽会受到互连线的影响，为了使从互连线输出的波形上升沿满足系统要求，需要对互连线的带宽有一定的要求。对于互连线的带宽指的是信号通过互连线所能传输的最高正弦波的频率。一般会用 3 dB 带宽来表示互连线的带宽。3 dB 带宽表示将信号的幅值减少到入射波的 70% 的频率。通过互连线的 3 dB 带宽，可以计算出互连线的本征上升时间 $T_{rise,0}$ ，互连线输入端输入的实际信号的上升沿 $T_{rise,in}$ 大于 0，从互连线输出的信号的上升沿 $T_{rise,out}$ 可以表示成：

$$T_{rise,out}^2 = T_{rise,in}^2 + T_{rise,0}^2 \quad (2.2)$$

因此，输出信号的上升时间与互连线输入波形的上升时间以及互连线的本征上升时间都有关系。根据公式（2.2）计算，如果要想互连线输出波形的上升时间仅比输入波形的上升时间大 10%，那么互连线的本征上升时间应该在输入信号上升沿的 50% 以下。从公式（2.1）计算出频域特性，互连线的 3 dB 带宽应该至少是输入信号有效带宽的 2 倍。对于 PAM-4 信号，每个周期有 2 个 bit，所以 PAM-4 信号有效带宽相比同一速率 NRZ 信号的有效带宽小一半，PAM-4 信号互连线 3 dB 带宽也比同一速率的 NRZ 信号互连线小一半。

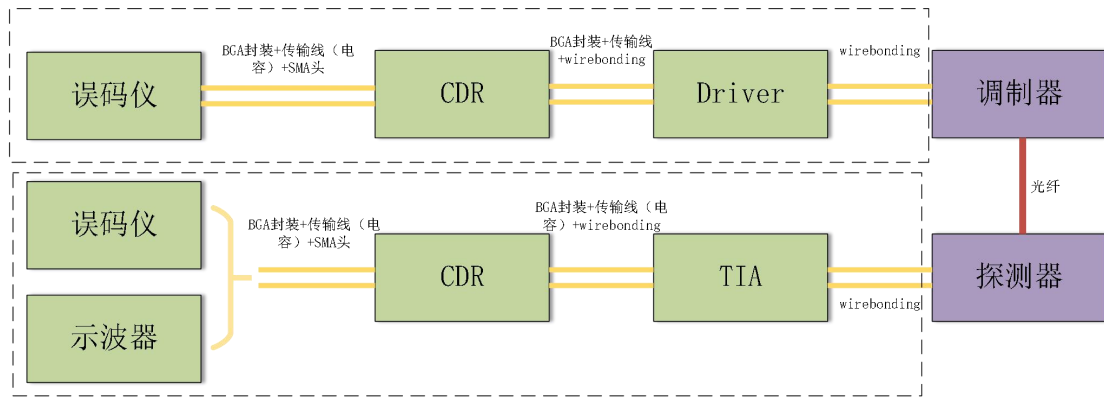


图 2.16 硅光收发模块封装结构框图

Figure 2.16 Block diagram of package structure of silicon optical transceiver module

如图 2.16，封装模块的发送端中误码仪输出的电信号经过 SMA 连接器接入高速测试板，经过 CDR 芯片对数据进行恢复整形后再输入进 Driver 芯片，最终通过 Driver 芯片放大输出到调制器。在接收端，探测器输出的电流信号经过 TIA 转换成电压信号并放大，CDR 对数据进行整形恢复后，通过 SMA 连接器输出到误码率或示波器。模块实现 4 通道的 50 Gbps PAM-4 信号传输，对于互连线 3 dB 带宽要求至少是 25 GHz。

图 2.17(a)是 SMA 头到 CDR 的传输线的 ANSYS HFSS 模型。整个路径有三个不连续点：SMA 头、电容、CDR 的倒装球焊。SMA 与 PCB 板接触的位置采用类似花朵型的结构，尽可能减小高速传输线的长度，使周围的地过孔离信号孔很近，减少信号泄露，使其周围的多层参考平面与信号孔的间距增大，减小感性，从而减小了反射。在高速电容处，电容焊盘相对于传输线宽度较宽，容性增大，阻抗变小，需要减小电容焊盘处的容性，通过挖去焊盘下方的铜平面，从而减小电容，增大电容焊盘处的特性阻抗，使之与 $100\ \Omega$ 差分线的阻抗匹配。对于倒装位置的焊盘，焊盘相对于传输线宽度较宽，同样需要挖铜处理。如图 2.17(b)，经过优化后，其中一组最长链路满足在 38 GHz 内插入损耗 S21 小于 -3 dB。

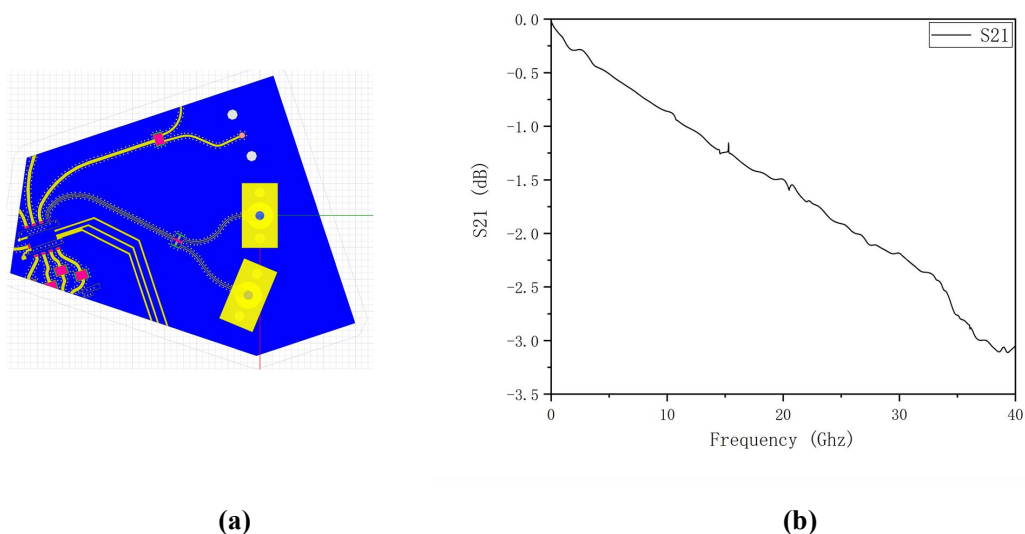


图 2.17 SMA 到 CDR 的传输线仿真：（a）HFSS 模型；（b）S21 曲线

Figure 2.17 Transmission line simulation from SMA to CDR:(a) HFSS model; (b) S21 curve

如图 2.18(a)所示，Driver 与调制器之间的传输线上不存在不连续点，但是由于四对差分线之间间距很近，可能会存在串扰和信号泄露的问题，需要对周围地孔的数量和位置仔细排布。图 2.18(b)显示了 Driver 到调制器传输线的优化结果，四组差分线均满足 40 GHz 处插入损耗 S21 大于-1 dB。

测试板的传输线结构与调制器通过差分键合线相连，如图 2.19(a)所示，键合线采用直径为 25 μm 的金线，金线会增大感性，除了打双线的优化方式，还应尽量减小打线长度。由于焊盘的大小为 60 μm $\times$ 80 μm ，不能打上双线，仅能通过减小打线长度的方式减小感性。通过 ANSYS HFSS 仿真，如图 2.19(b)，优化前最长绑定线的长度约为 800 μm ，在 40 GHz 处的插入损耗约为-1.8 dB；优化后最长绑定线的长度约为 550 μm ，在 40 GHz 处的插入损耗约-1.3 dB。

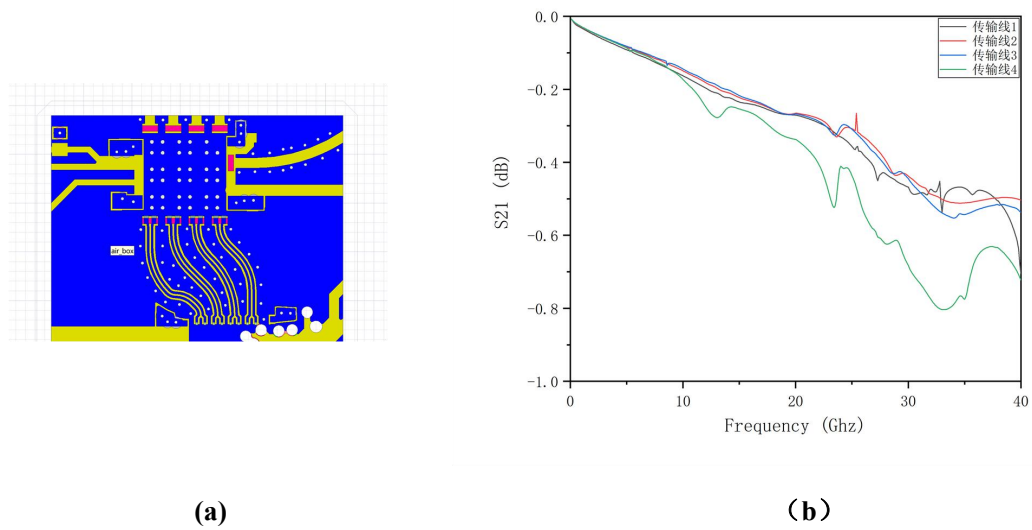


图 2.18 CDR 到 Driver 的传输线仿真：（a）HFSS 模型；（b）S21 曲线

Figure 2.18 Transmission line simulation from CDR to Driver:(a) HFSS model; (b) S21 curve

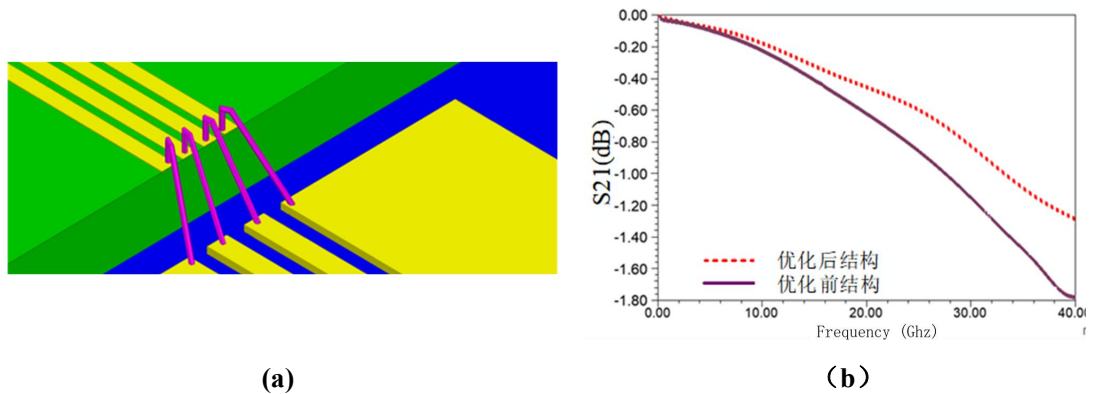


图 2.19 键合线仿真：（a）HFSS 模型；（b）S21 曲线

Figure 2.19 Bonding line simulation :(a) HFSS model; (b) S21 curve

在接收端，CDR 到 SMA 的传输线同样具有 SMA 头、高速电容、倒装焊盘这三个不连续点需要优化，优化方式与发送端 SMA 到 CDR 的传输线一致。由于 PD 到 TIA 也通过键合线互连，其仿真优化与图 2.19 一致。如图 2.20(a)，TIA 到 CDR 之间的传输路径需要对耦合电容和 CDR 焊盘位置下面的铜进行挖铜优化，将 TDR 控制在 $100 \pm 1 \Omega$ 以内。经过最终的仿真优化，达到最优结果，

如图 2.20(b)所示，四对差分线的插入损耗 S_{21} 均在 40 GHz 处大于 -1 dB，3 dB 带宽远大于 25 GHz。

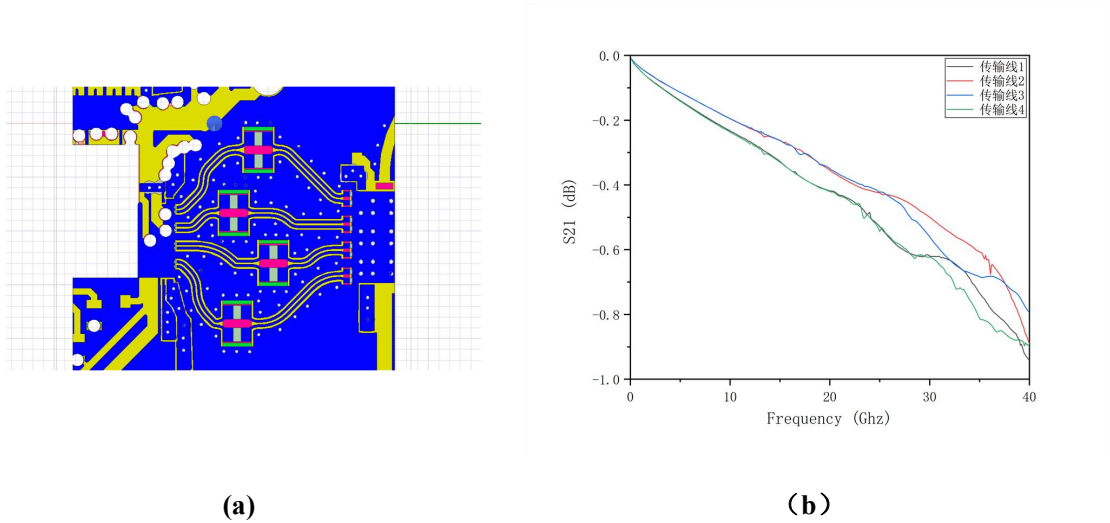


图 2.20 TIA 到 CDR 传输线仿真：（a）HFSS 模型；（b） S_{21} 曲线

Figure 2.20 Transmission line simulation from TIA to CDR:(a) HFSS model; (b) S_{21} curve

2.5.3 系统眼图仿真

根据图 2.9 可知调制器外加的射频电压峰峰值越大，由峰峰值引起的两臂相位差 $\Delta\phi$ 增大，而 PAM-4 信号还需要考虑到三个“眼”的均匀性，所以当调制器两臂相位差改变时，由热调或波导长度差引入的初始相位差也需要相应调整，才能使眼图均匀，误码率取得当下情况的最低值。因此，控制其他变量不变，仅改变射频电压峰峰值来研究峰峰值与误码率的关系是不合适的。已知外接的 PAM-4 信号源输出的差分信号峰峰值最大可以达到 1500 mV。链路系统仿真中，设置射频信号峰峰值为 1000 mV，偏置电压为 2 V，调制器的有源区长度为 2500 μm ，激光器功率为 13 mW，探测器响应度为 0.8 A/W，加入 CDR 的 IBIS 模型以及上一节仿真得到的封装结构的 S 参数，得到最终系统仿真眼图。

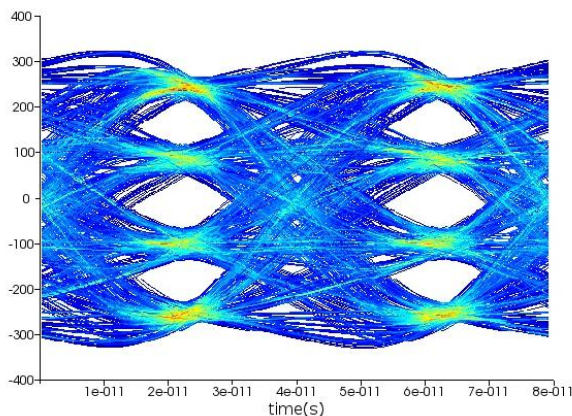


图 2.21 光电链路仿真眼图

Figure 2.21 Eye diagram of photoelectric link simulation

如图 2.21，接收端 CDR 输出的 PAM-4 眼图的总高度大约 600 mV，眼宽约为 18 ps，单个眼高约为 130 mV，抖动约为 20 ps，误码率为 $5.15\text{E-}8$ ，低于 $1\text{E-}6$ ，符合设计要求指标，所以射频信号峰峰值可以取在 1000 mV。

2.6 本章小结

本章节利用硅基器件仿真模型、ANSYS HFSS 软件提取的电磁仿真参数在 Lumerical Interconnect 软件中对光电链路系统的性能进行了仿真优化设计。本章首先确定了以电域 PAM-4 调制器为主的收发模块驱动方案，介绍了硅光系统集成模块封装结构设计，然后根据该封装结构建立了光电链路仿真系统，通过

链路仿真系统的误码率、OMA、ER、带宽等参数，分析了链路中系统中的调制器有源区长度、激光器光功率、探测器响应度、调制器偏置电压等光电器件性能指标对链路系统性能影响。其次评估了封装结构的电学性能对链路系统的影响。通过分析链路仿真的光、电器件指标与封装结构电学参数，光电协同设计，验证了现有指标能否满足设计需求。

第3章 测试与分析

本章主要对 4×50 Gbps 硅光收发一体模块进行测试研究。首先，在电学路径测试了 PCB 基板高速传输线的时域反射特性和 S 参数。然后，在光学路径具体测试了光组件中的光栅耦合损耗。最后，构建完整的测试系统，对 4×50 Gbps 的收发系统进行了 1.3 m 光纤长度传输距离的光互连传输系统测试，最终实现了整个光模块的测试与分析。

3.1 信号完整性测试

信号完整性测试是电学测试的重要组成部分。封装基板信号完整性测试主要由时域反射曲线 TDR 和传输系数 S 参数两部分组成。电学封装基板上有多条用来传输高速串行数据的互连线，如 4×50 Gbps 光收发模块有 4 通道发射和 4 通道接收的高速差分信号线。高速率信号的码元 (UI) 周期很小，如 50 Gbps PAM-4 速率的信号一个 UI 周期为 40 ps，如果互连线的高频特性较差，链路带宽较低，则经过传输线后的高速信号上升沿/下降沿会变缓，数据传输误码率会增高。另外，PAM-4 信号对噪声更加敏感。因此高速串行传输线的信号完整性不仅需要仿真，还需要进一步的测试验证^[29]。传输路径上的阻抗不匹配是引起高速传输线的信号完整性问题的主要因素之一，在阻抗突变位置会造成信号的反射过大，从而导致信号的质量下降。因此我们需要对电学封装基板上的高速传输线进行时域反射曲线的测量，来判断互连线特征阻抗是否连续；另外还进行了互连线 S 参数的测量，基于插入损耗与回波损耗特性判断传输性能。

高速传输线的阻抗可以通过时域反射计 (TDR) 进行测量，仪器内部产生一个上升沿为 15 ps 到 150 ps 的阶跃电压信号，其输出阻抗为 50 欧姆，信号沿着传输线传输，同时仪器记录每个时刻反射的电压值，传输线上不连续点的阻抗值可以通过反射电压和输入电压的比值来计算，另外还可以通过发生反射的时间点分析出阻抗不连续的位置^[30]；互连线散射系数 S 参数可以通过矢量网络分析仪 (VNA) 测量，VNA 设备本质上是一个多通道微波接收机，内部产生

某一频点处的正弦波信号来激励被测元件（DUT），然后在接收端使用窄带滤波器测试 DUT 的响应，正弦波发生器和窄带滤波器同时在一个宽带范围内进行扫频，测量出 DUT 在整个频带内的网络响应^[31]。S 参数中正向传输系数 S11 和 S21，又称为回波损耗和插入损耗，二者代表着互连线传输信号的频域性能。

图 3.1 为本论文制作的光模块的测试基板，高速信号线中具有金丝键合线、高频耦合电容、Flip-Chip 焊盘、SMA 连接器等阻抗变化不连续点。接下来对高速 PCB 板进行电学测试。

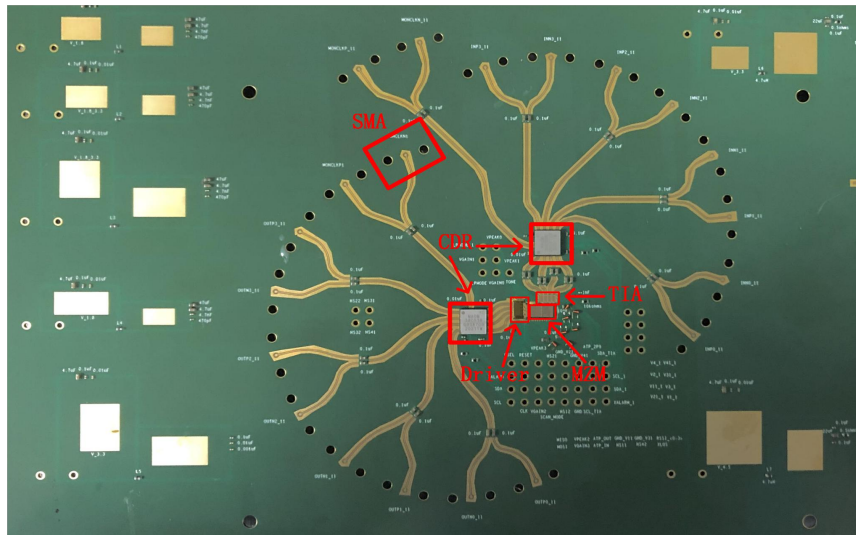


图 3.1 光模块测试基板

Figure 3.1 Optical module test substrate

3.1.1 传输线的 TDR 参数

为确保传输线的阻抗连续性，在高速电路设计过程中需要进行仿真优化，需要保证反射的噪声低于电压幅值的 5% 的噪声容限以内，即传输线的特征阻抗变化需要控制在 10% 以内^[32]。

如图 3.2(a)所示，TDR 测试图中的蓝色和紫色曲线为单端的高速信号线阻抗，阻抗在 50 欧姆附近。图 3.2(b)为高速差分线的阻抗，阻抗为 100 欧姆附近，端口终端开路，阻抗无限大。由图 3.1 可知，传输路径中存在耦合电容、Flip-Chip 焊盘、SMA 连接器等不连续结构，在 SMA 连接器有一些感性突变，阻抗达到 105 欧姆，耦合电容处存在一些容性突变，阻抗在 92 欧姆，Flip-Chip 焊盘同样

存在容性突变, 阻抗在 93 欧姆处, 但是整体的阻抗变化曲线都在 90 欧姆到 110 欧姆之内, 优化后的阻抗连续性较好。测试得到的阻抗变化小于 10% 的链路特性阻抗, 可以保证反射的噪声低于电压摆幅的 5% 的噪声容限以内。

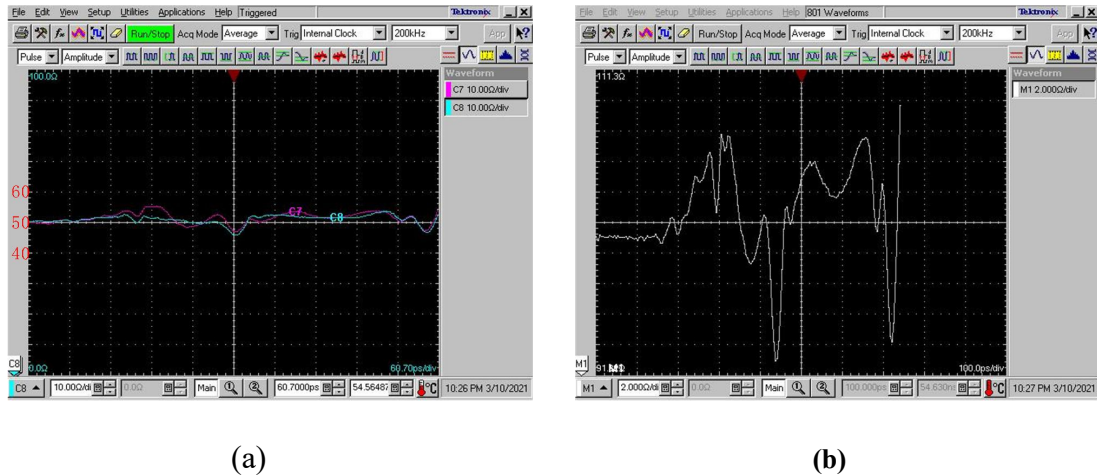


图 3.2 光模块测试板时域反射曲线: (a)单端线 TDR 测试; (b)差分线 TDR 测试

Figure 3.2 Time-domain reflectance curve of optical module test board: (a) test of single-terminal TDR; (b) test of difference line TDR

3.1.2 传输线的 S 参数

封装基板上的高速传输信号线的 S 参数是互连的频域特性, 其中 S11 为回波损耗, S21 为插入损耗。S 参数测量通过矢量网络分析仪 VNA 测量得到, 校准完成后通过 SMA 连接器、高频探针将测试板上的高速测试线条连接到 VNA 上进行 S 参数测试。

在测试前为制成的 PCB 板焊贴需要测试的高速线上的高频电容, 首先进行测试板上长度最长的传输线的测试, 判断制作的测试板的高频性能能否适合 4×50 Gbps PAM-4 光模块的信号传输, 传输路径包括高频电容, 对 SMA 连接器连接处、高频电容焊盘处、以及倒装焊盘处进行了优化使单根线条的阻抗匹配到 50 欧姆附近, 差分线条匹配到 100 欧姆附近, 接着对测试板上各芯片之间的最长差分信号线进行了测试。由图 3.1 可知, 测试线条分为 SMA 连接器到 CDR 芯片, CDR 芯片到 Driver 芯片, 以及 TIA 芯片到 CDR 芯片。

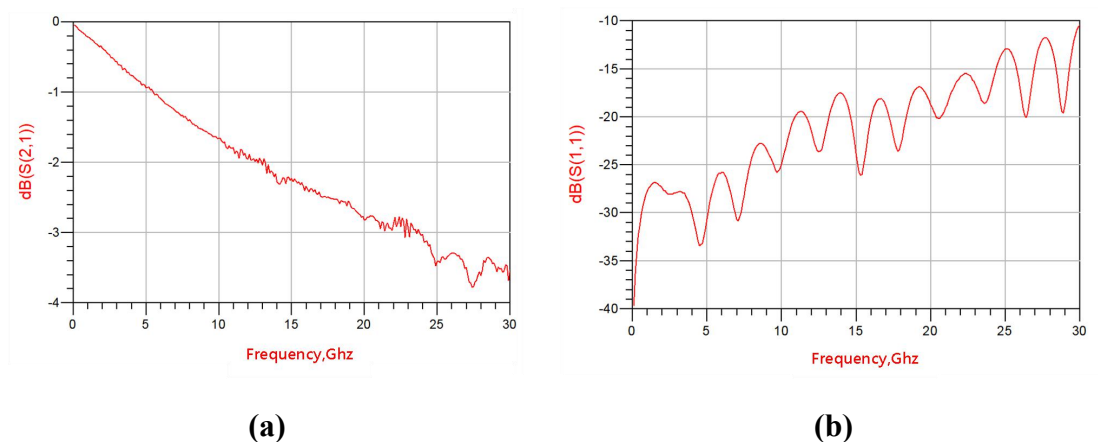


图 3.3 测试板上 SMA 连接器到 CDR 的最长传输线：(a)S21 测试曲线；(b)S11 测试曲线

Figure 3.3 Longest transmission line from SMA to CDR on test board: (a) test of S21 curve;
(b) test of S11 curve

图 3.3 所示为测试板上 SMA 头到 CDR 芯片之间长度最长的差分线匹配到 100 欧姆后的测试结果，传输线长度为 41.3 mm，由于 SMA 连接器连接处的焊盘、去耦电容、CDR 倒装焊盘已经做过优化处理，如图 3.3(a)测试结果在 0-30 GHz 范围内的具有 SMA 连接器的传输线的 S21 参数相对平滑，传输线 3dB 带宽为 23.61 GHz，带宽略低于 25 GHz，但由于模块中有 CDR、TIA 芯片可以对传输信号进行整形和放大，这个 3 dB 带宽值可以接受。最长传输线的 S11 如图 3.3(b)所示，在 0-24 GHz 范围内，测试线的回波损耗在 -15 dB 以下。从最长传输线的 S 参数测试数据来看，传输线性能较好，符合模块系统要求，因此其他更短的同结构传输线都可以适用 4×50 Gbps PAM-4 光收发模块系统。传输 50 Gbps PAM-4 的信号时，误码仪输出的差分信号峰峰值为 1000 mV，经过高速链路的衰减，CDR 接收信号峰峰值大于 400 mV，大于 CDR 要求的最小接收的有效电平，所以根据测试结果来看，测试板上传输线条基本可以满足 4×50 Gbps 光模块的测试要求。

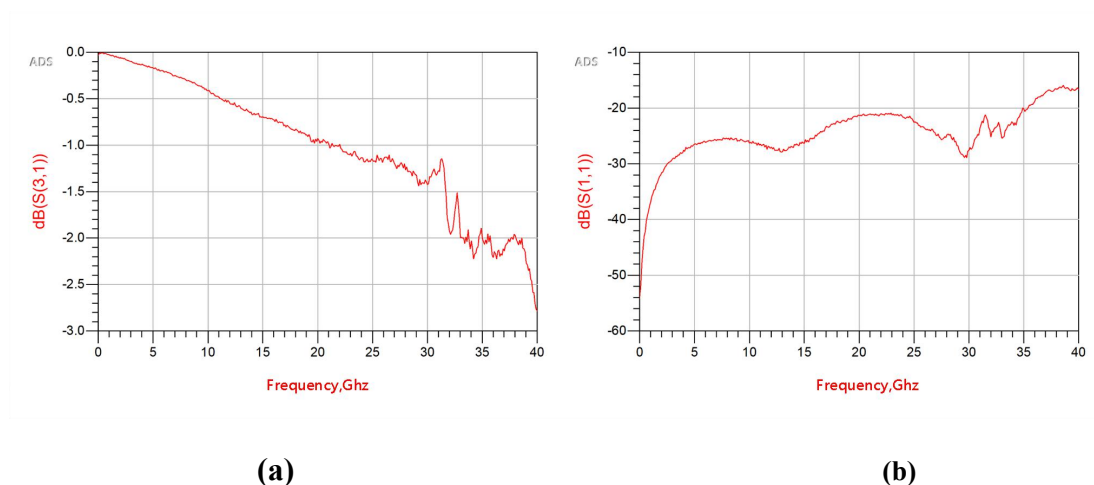


图 3.4 测试板上 CDR 到 Driver 的最长传输线: (a)S21 测试曲线; (b)S11 测试曲线

Figure 3.4 Longest transmission line from CDR to Driver on test board: (a) test of S21 curve; (b) test of S11 curve

CDR 到 Driver 的最长传输线测试结果如图 3.4 所示, CDR 倒装焊盘处与 Driver 芯片的焊盘处的不连续结构已做了优化处理, 使不连续结构处的差分阻抗维持在 100 ohm, 且由 CDR 到 Driver 芯片之间的高速线较短, 其中最长的传输线只有约 6 mm 的长度, 这导致传输线的损耗较小, 图 3.4(a)所示测试结果可以看出传输线的 3 dB 带宽超过 40 GHz, 在 25 GHz 时的插入损耗仅为 -1.2 dB。回波损耗如图 3.4(b)所示, 在 0-40 GHz 范围内的小于 -15 dB, 反射较小。

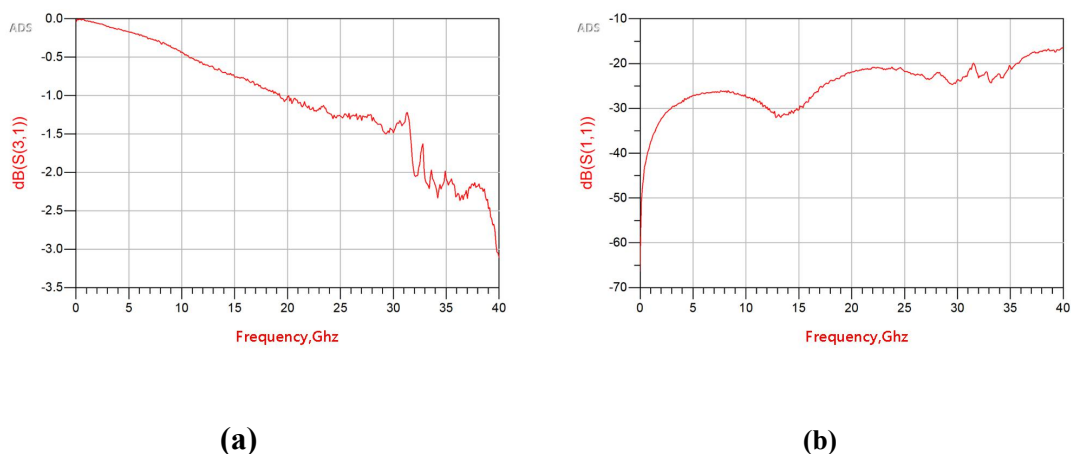


图 3.5 测试板上 TIA 到 CDR 的最长传输线: (a)S21 测试曲线; (b)S11 测试曲线

Figure 3.5 Longest transmission line from TIA to CDR on test board: (a) test of S21 curve;
(b) test of S11 curve

TIA 到 CDR 的最长传输线测试结果如图 3.5 所示, CDR 倒装焊盘处、耦合电容、TIA 芯片的焊盘处的不连续结构已做了优化处理, 尽可能维持不连续结构处的差分阻抗在 100 欧姆, 且高速互连线较短, 最长的一对差分线长度约 10 mm, 这导致传输线的损耗较小, 图 3.5(a)所示测试结果可以看出传输线的 3 dB 带宽在 39 GHz 附近, 在 25 GHz 时的插入损耗仅为-1.3 dB。回波损耗如图 3.5(b)所示, 在 0-40 GHz 范围内的小于-15 dB, 反射较小。

综上可知, 测试基板的高速传输性能表现较好, 可以满足 4×50 Gbps 光收发模块的测试系统的要求。

3.2 光组件测试

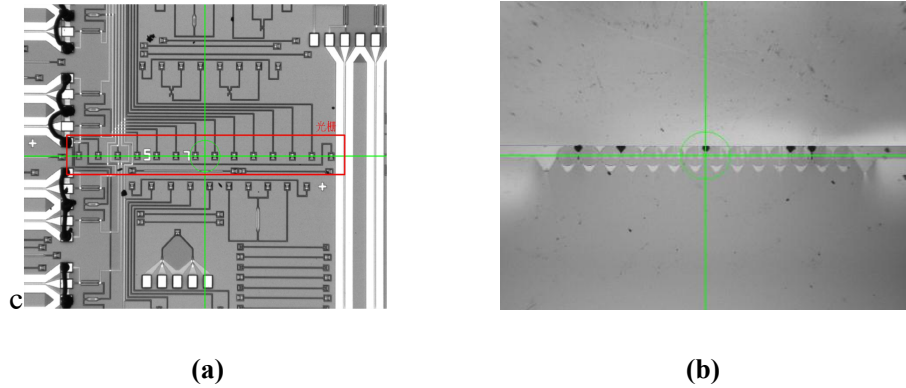


图 3.6 光栅和 FA 显微镜图：(a)光栅；(b)FA

Figure 3.6 Microscopic images of grating and FA :(a) Grating; (b)FA

图 3.6(a)和图 3.6(b)是显微镜下硅光芯片中调制器的光栅阵列俯视图和光纤阵列（FA）的俯视图，相邻光栅的间距和 FA 的通道间隔均为 $127\text{ }\mu\text{m}$ 。光栅阵列共有 14 个光栅，光栅阵列最外部两个光栅（1 和 14 通道）直接通过波导连通，是用来对准的，用来判断光纤与光纤阵列的耦合的质量。本次设计的光收发模块采用外部光源，考虑到光源数量的限制，设计一个光栅阵列作为直流光源输入和输出接口，硅光芯片内部通过光分束器把输入光均匀地分成 4 份分别输入进 4 个调制器，4 个调制器调制后光通过 4 个光栅输出。接收模块部分 4 个光栅分别与 4 个探测器相连。

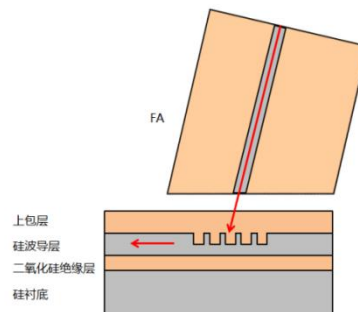


图 3.7 光栅与光纤的耦合示意图

Figure 3.7 Coupling diagram of grating and optical fiber

本次耦合方式采用竖直耦合，为了减小光栅中的反射，需要将光栅的端面

磨成 8° 角, 如图 3.7 所示, FA 与竖直方向夹角为 8° , FA 采用保偏光纤来尽量确保光的稳定传输, 与光栅阵列的对准采用无源对准, 在光栅阵列的两端, 将光源从一端光栅输入, 通过直通波导后, 从另外一端输出。耦合过程采用自动耦合平台, 输入光功率设置为 0 dBm, 通过输出端功率的监测来判断耦合的质量。首先, 夹取 FA, 通过显微镜和相机捕捉 FA 的中心位置如图 3.6(b), 调整夹具的 X、Y、Z 轴使 FA 的端面尽量水平; 然后通过显微镜和相机捕捉硅光芯片上光栅阵列的中心位置如图 3.6(a); 接着将 FA 的中心位置与光栅阵列的中心位置对准, 分别在 X、Y、Z 轴进行以 $1\text{ }\mu\text{m}$ 为单位扫描, 寻找到输出端光功率最高的位置, 另外在 Z 轴的角度上也进行以 10° 为单位的扫描, 使得 FA 和光栅阵列水平对齐, 确定输出端光功率的最大位置; 最后在光栅阵列位置处点紫外胶, 以 $0.1\text{ }\mu\text{m}$ 为单位进行三个坐标方向的扫描确定光耦合最大值后用紫外光固化。最终, 对准光栅两端的损耗为 4.6 dB, 测试发送端和接收端的单个光栅耦合损耗为 2.3 dB, 耦合效率较高。发送端与接收端的光栅耦合质量整体可以接受, 符合模块的耦合质量要求。

3.3 模块系统测试

前面的时域反射曲线和 S 参数是互连线的无源传输特性表征, 而对于有源电路传输信号性能的表现, 一般采用眼图和误码率。采用示波器可以测量一段时间内传输的数字信号波形, 同时也可以测量链路上传输的所有数字码型信号波形的叠加, 叠加后的图像类似人的眼睛, 故称为眼图。光模块系统链路用于传输高速串行数据, 由于上升时间和码元周期较短, 传输数据码型多样, 因此采用眼图来分析光互连传输码间串扰 (ISI, Inter-Symbol Interference)、信号的抖动、噪声等对系统性能的影响。此外, 误码率 (BER, Bit Error Rate) 可以用来评价传输系统的性能, 较差的通道性能会导致传输的高速串行数据波形失真, 如果失真波形影响后续系统的判断, 就会造成误码, 通常通道传输性能越差, 误码率越高。

为了评估光互连通道的传输性能, 通常用误码仪和示波器共同组成测试系统。由误码仪产生伪随机数序列信号送入被测系统中, 并在另一端读出经系统

传输后的序列信号，其中示波器将信号的余晖叠加起来，获得系统传输的眼图，而误码仪可以将测得的信号与原始信号作对比，从而测出误码率。误码率是指数字系统传输中的误码数与所传输总码数之比，是一种用来衡量数据在规定时间内数据传输精确性的指标，误码率越小，系统传输性能越好，对于 PAM-4 传输系统，一般商业标准要求系统的误码率小于 $1\text{E-}6$ 。

3.3.1 测试系统构建

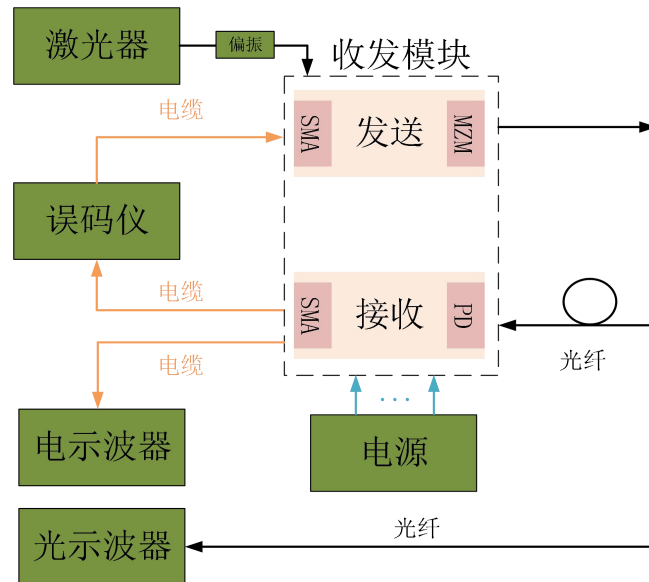


图 3.8 光收发模块测试框图

Figure 3.8 Test block diagram of optical transceiver module

光收发模块互连传输系统的测试需要构建一个完整的测试系统。其系统的架构如图 3.8 所示，完整的模块系统组成包括一个收发测试板模块、误码仪、示波器、电源、激光器、光纤、偏振控制器等测试设备。测试开始前测试链路的光损耗情况，根据激光器光功率、光栅耦合损耗以及调制器的损耗预估光链路在接收端的光功率，保证整个链路的光路连接完好。首先，在外部为 CDR、TIA、Driver 芯片供电，通过通信板 I2C 接口对芯片进行读写，保证芯片可以正常工作且连接完好；其次，误码仪中的码型发生器产生 25 Gbaud 的 2^7-1 伪随机码序列 PAM-4 信号，其峰峰值为 1 Vpp，以差分形式通过电缆连接到测试板上发送端的 SMA 连接器，进一步传输到测试板上的 CDR 模块，对数据进行

整形与时序校正，输出信号的峰峰值最大可以达到 2.4 V，该幅值可以通过外部通信板控制。Driver 输出的信号经键合线与硅光芯片中的调制器相连来驱动其工作。通过调节热调电压和偏压获得均匀的 PAM-4 光眼图，再经 1.3 m 长的光纤传输与该模块中的接收模块相连，光信号通过 PD 转换为电信号，并由 TIA 芯片放大为电压信号，然后由 CDR 芯片进行整形与时序校正；最终经过测试板上的 SMA 连接器与电缆相连传输到采样示波器中，进行电学眼图测试。

接收端的电信号也可以连接到误码仪中，将接收端输出的电信号序列与误码仪原始产生的信号序列进行对比，得到系统传输的误码率。由于实验室缺乏针对 PAM-4 分析的示波器，实际测试中示波器采用泰克的采样示波器，包含光接口用来查看光眼图、电接口用来查看电眼图。组建的光收发模块的测试系统如图 3.9 所示。整个测试系统分为 4 通道发送与 4 通道接收，采用同轴电缆与测试板上高频的 SMA 连接器连接，测试板模块中发送部分接收模块之间通过 1.3 m 的单模光纤相连，形成单向 200 Gbps 双向 400 Gbps 的高速数据交换系统。

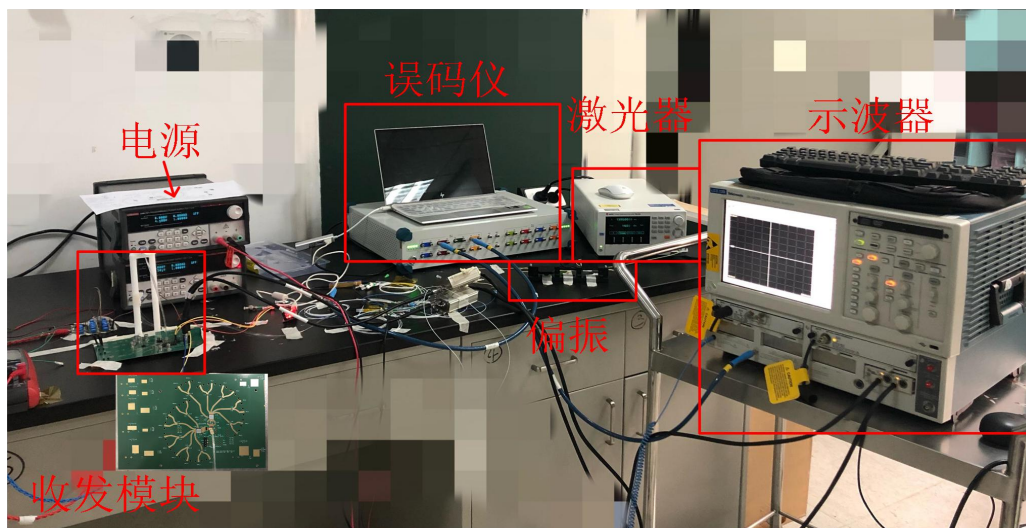


图 3.9 光收发模块测试框图

Figure 3.9 Test block diagram of optical transceiver module

3.3.2 眼图测试

通过构建完整的光互连传输测试系统，可以进行光模块的链路测试。采样示波器带宽为 33 GHz，因此构建的系统可以实现 4×50 Gbps 光模块的链路性能测试，但光学眼图测量由于光口带宽的限制，未测试光眼图。由于 PAM-4 信号

源只能输出固定速率的信号，测试中采用相近速率 25.78125 Gbaud PAM-4 信号，接收端测得的眼图如图 3.10 所示，接收端差模电平为 240 mV，码元周期为 38.8 ps，抖动为 20 ps，眼宽约为 18 ps，三个“眼”分布均匀，线性度较高，但是眼图的抖动较大，这可能与 PAM-4 源输出的信号质量、热噪声、电源噪声、线缆损耗等有关。测试中记录系统中的所有电光器件的总功率仅为 6.85 W，平均每比特的功耗在 20 pJ 以下，实现了模块的低功耗传输。

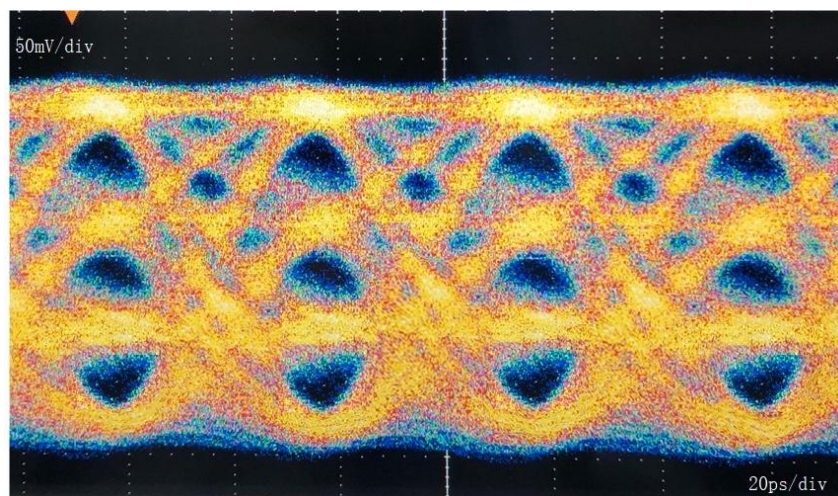


图 3.10 PAM-4 测试电眼图

Figure 3.10 Electric eye diagram of PAM-4 test

3.4 本章小结

本章主要进行了 4×50 Gbps PAM-4 光模块的测试研究。首先测试整个光模块的电学性能，其中包括基板高速传输线的时域反射特性和 S 参数。然后具体研究了光组件中的光栅耦合测试。最后对完整的光互连收发系统进行了测试，包括系统的构建测试系统与 4×50 Gbps PAM-4 的收发系统在 1.3 m 长度传输距离的光互连传输系统测试。

第4章 调制器设计

硅基马赫曾德尔调制器，在高速 PAM-4 信号传输中起着非常重要的作用，是发射模块的重要组成部分。常见的 PAM-4 光电信号转换方式有 PAM-4 电信号直接转换成 PAM-4 光信号（电域方案）、两个 NRZ 电信号通过调制器在光域合成 PAM-4 光信号（光域方案）。本章针对光域方案设计了 2 种调制器，一种非对称光强的行波马赫曾德尔调制器（Asymmetric Power TWMZM，AP-TWMZM），一种基于有源区长度比 1:2 的结构的分段马赫曾德调制器（SE-MZM）。主要介绍调制器的调制原理和非对称光强分光比的设计推算，以及两种调制器掺杂和结构、行波电极设计，仿真分析了调制器的链路眼图、光电带宽、调制效率等参数。

4.1 调制器设计原理

4.1.1 调制机理

调制器通常采用的调制机理有三种：电光效应、热光效应、等离子色散效应。

（1）电光效应

电光效应是指材料在电场作用下显示出光学的各向异性的现象，外加电场会使材料的折射率发生变化。电场与材料的折射率 n 的变化关系如下：

$$n = n_0 + aE + bE^2 \dots \quad (4.1)$$

式中 E 为调制器的外加电场强度， n_0 是无外加电场时材料的折射率。对上式移项得：

$$\Delta n = n - n_0 + aE + bE^2 \dots \quad (4.2)$$

式中 Δn 为材料的折射率变化量。式中 Δn 与 aE 呈一次线性关系，称为一次电光效应或者 Pockels 效应，电光效应使晶体材料折射率的改变是具有方向性的，方向为偏振光沿着外加电场内的压电晶体的光轴方向。硅的晶体结构是中心反

演对称的，因此它不具有一阶线性电光效应^[30]。对于铌酸锂这类不是中心反演对称的晶体材料，一般仅考虑电光效应系数最大的晶轴方向，由其引起折射率的改变量可表达为：

$$\Delta n = r n_0 \frac{E}{2} \quad (4.3)$$

式中 r 为 Pockels 系数；式（4.2）中 Δn 与 αE^2 呈二次线性关系，称为二次电光效应或者 Kerr 效应，在硅中存在较弱的二次电光效应，由其引起的折射率改变量为：

$$\Delta n = s n_0 \frac{E^2}{2} \quad (4.4)$$

式中的 s 为 Kerr 系数。

（2）热光效应

热光效应是指当晶体发生加热或冷却时，内部分子的排列发生变化的现象，晶体的折射率与温度呈成线性变化关系。硅晶体的折射率随温度变化而变化，折射率与温度的变化量关系如下：

$$\frac{dn}{dT} = 1.86 \times 10^{-4} / K \quad (4.5)$$

硅在 1550 nm 处的热光系数约为 $1.86 \times 3.4/K$ ，大约是 LiNbO₃ 的 2 倍，是 SiO₂ 的 15 倍，其热光系数较好，调制效率高，但是热光效应所需时间较长且消耗能量较多，不适用于高速类的调制器。

（3）等离子色散效应

由于非应变纯净的硅的晶体结构是中心反演对称的，没有一阶线性电光效应，并且二阶线性电光效应较弱，改变硅的折射率是通过硅的等离子色散效应，硅材料的等离子色散效应表现为材料的折射率与吸收系数随硅中的自由载流子浓度的变化而变化。采用 Drude 模型的近似公式如下^[33]：

$$\Delta n = -\frac{q^2 \lambda^2}{8\pi^2 c^2 \epsilon_0} \left(\frac{\Delta N_e}{m_{ce}^*} + \frac{\Delta N_h}{m_{ch}^*} \right) \quad (4.6)$$

$$\Delta \alpha = -\frac{q^3 \lambda^2}{4\pi^2 c^3 \epsilon_0 n_0} \left[\frac{\Delta N_e}{(m_{ce}^*)^2 u_n} + \frac{\Delta N_h}{(m_{ch}^*)^2 u_p} \right] \quad (4.7)$$

式中 Δn 与 $\Delta\alpha$ 分别为硅的折射率与吸收系数的变化量, q 表示电子的电量, ε_0 为真空介电常数, n_0 是本征硅的折射率, μ_n 与 μ_p 分别表示电子和空穴的迁移率, ΔN_e 与 ΔN_p 分别表示硅材料中电子与空穴的浓度变化量, c 为真空光速, m_{ce}^* 与 m_{ch}^* 分别表示电子与空穴的有效质量。Soref等人通过数据拟合的方法计算得到硅的等离子色散关系表达式^[34]:

$\lambda=1310\text{nm}$:

$$\Delta n = \Delta n_e + \Delta n_h = -[6.2 \times 10^{-22} \Delta N_e + 6 \times 10^{-18} (\Delta N_h)^{0.8}] \quad (4.8)$$

$$\Delta \alpha = \Delta \alpha_e + \Delta \alpha_h = 6.0 \times 10^{-18} \Delta N_e + 4.0 \times 10^{-18} \Delta N_h \quad (4.9)$$

$\lambda=1550\text{nm}$:

$$\Delta n = \Delta n_e + \Delta n_h = -[8.8 \times 10^{-22} \Delta N_e + 8.5 \times 10^{-18} (\Delta N_h)^{0.8}] \quad (4.10)$$

$$\Delta \alpha = \Delta \alpha_e + \Delta \alpha_h = 8.5 \times 10^{-18} \Delta N_e + 6.0 \times 10^{-18} \Delta N_h \quad (4.11)$$

式中 Δn_e 与 Δn_h 分别是自由电子浓度与自由空穴浓度改变量引起的硅折射率的变化量, $\Delta \alpha_e$ 与 $\Delta \alpha_h$ 分别是自由电子与自由空穴浓度改变量引起的硅吸收系数的变化量。由公式(4.8)与(4.10)可以得到硅的折射率变化主要是由于自由空穴的浓度变化引起的, 由公式(4.9)与(4.11)可知不同波长下硅的吸收系数变化量相近。

4.1.2 AP-TWMZM 工作原理

章节4.1.1已经介绍了等离子色散效应机理, 由于电场与光场的相互作用, 材料的平均折射率变化量为^[35]:

$$\Delta n_{avg} = \frac{\iint_s \Delta n(x, y) |E(x, y)|^2 dx dy}{\iint_s |E(x, y)|^2 dx dy} \quad (4.12)$$

式中 $|E(x, y)|^2$ 为光场分布的平方, $\Delta n(x, y)$ 为材料的局部折射率变化量, Δn_{avg} 为材料平均折射率变化量。材料的有效折射率变化量为^[35]:

$$\Delta n_{eff} = \frac{\iint \Delta n(x, y) n_0(x, y) |E(x, y)|^2 dx dy}{n_{eff}^0 \iint |E(x, y)|^2 dx dy} \quad (4.13)$$

式中 n_{eff}^0 为在无电场作用下材料的有效折射率, $n_0(x, y)$ 为二维分布的折射

率。由于折射率是均匀分布，而折射率改变一般仅发生在反偏 PN 结的耗尽区域。设置材料的局部折射率变化值为 n_0 ，则平均折射变化量与有效折射率变化量之间的关系为：

$$\Delta n_{eff} = \frac{n_0}{n_{eff}^0} \Delta n_{avg} \tau \quad (4.14)$$

$$\tau = \frac{\iint_s |E(x, y)|^2 dx dy}{\iint |E(x, y)|^2 dx dy} \quad (4.15)$$

由公式（4.13）可知，对调制器的结构与掺杂位置进行优化设计，增大载流子浓度改变区域与光场的重合区域，可以提高调制效率。

如图 4.1(a)所示，调制器由波导、相移器、热调、耦合器组成。AP-TWMZM 是一种将两个 NRZ 电信号在光域调制成 PAM-4 光信号的新型调制器，基于输入端分光比不均匀的方法，使调制器上下两臂能够分别产生两种不同的光场，通过调制器调制合成四种电平，即 PAM-4 光信号。调制器上下两臂相移器掺杂、结构、长度完全一致，两个独立且峰峰值相等的不归零码（NRZ）信号分别施加在调制器上下两臂，调制器输入端上下两臂光功率比为 1-k: k。图 4.1(b)所示，非对称的分光比使上下两个移相器分别产生两种不同的光场，通过幅度和相位叠加产生四个不同的电平，由此产生 PAM-4 光信号。

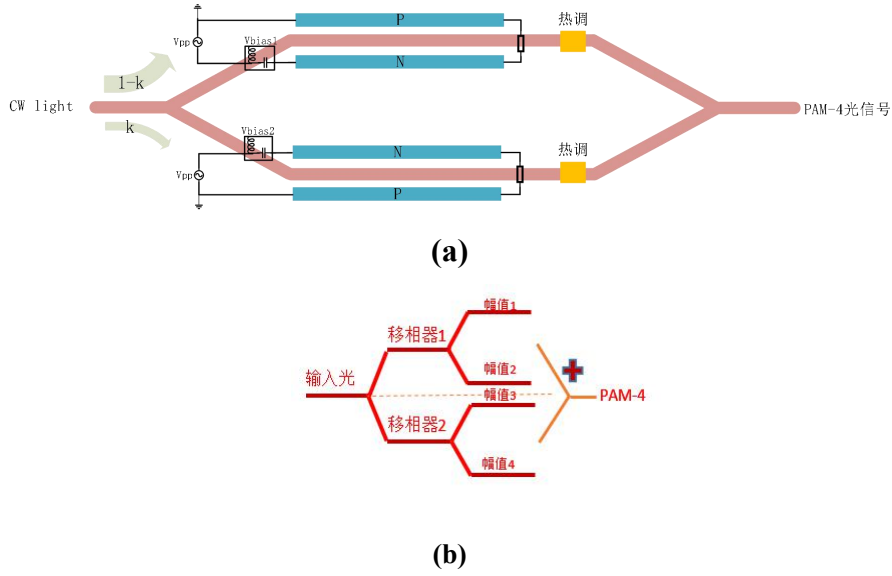


图 4.1 调制器设计图: (a)调制器结构图; (b)调制原理框图

Figure 4.1 Design of modulator : (a) structure of modulator ; (b) principle block diagram of modulator

激光器输出的光经过第一个波导器件实现非对称分光后，光强可以由矩阵形式表示：

$$\begin{bmatrix} E_{Y1} \\ E_{Y2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-k} \\ \sqrt{k} \end{bmatrix} [E_{IN}] \quad (4.16)$$

式中 E_{Y1} 、 E_{Y2} 为经 Y 分支分光后进入上下两臂的光场强度， E_{IN} 为激光器的输入光场强度。将设计的非对称分光功率比设为 $1-k:k$ ，上下两臂的光场比为 $\sqrt{(1-k):k}$ 。

上下两臂的光经过相移器相位调制得到输出光场由矩阵形式表示（忽略 Y 分支耦合器的损耗）：

$$\begin{bmatrix} E_{OUTarm1} \\ E_{OUTarm2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(-j\varphi_1 - \frac{\alpha_1}{2}L_1) & 0 \\ 0 & \exp(-j\varphi_2 - \frac{\alpha_2}{2}L_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{INarm1} \\ E_{INarm2} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

式中 φ_1 和 φ_2 分别表示调制器上、下两臂总相位的变化量， α_1 和 α_2 表示为上、

下两臂的传输损耗， $L1$ 和 $L2$ 为调制器上、下两臂的有源区长度，由于本节设计的调制器上下两臂有源区完全对称，即 $L1=L2$ ，可以认为上下两臂的总传输损耗相同。 E_{INarm1} 、 E_{INarm2} 为调制器上下两臂的输入光场， $E_{OUTarm1}$ 、 $E_{OUTarm2}$ 表示输入光场经过调制臂相位调制后上下两臂的输出光场强。

调制器上下两臂的相位差主要由三部分组成：上下两臂非有源区波导长度的不对称、热调部分和有源区部分的等离子色散效应。波导长度不对称和热调主要是用于产生一个初始相位差 φ_0 。两臂总相移表达式如下：

$$\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda_0} [n_{eff} L_{nm1} + n_{eff}(V) L_{active1} + n_{eff}(T) L_{thermal1}] \quad (4.18)$$

$$\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda_0} [n_{eff} L_{nm2} + n_{eff}(V) L_{active2} + n_{eff}(T) L_{thermal2}] \quad (4.19)$$

式中 L_{nm1} 和 L_{nm2} 为调制器上下两臂非调制区的波导长度， $L_{active1}$ 和 $L_{active2}$ 分别为通过电场进行调制的有源区域长度，本节设计的调制器有源区域长度相等， $L_{thermal1}$ 和 $L_{thermal2}$ 分别为上、下臂热调区域长度，同样认为两者是相等。

所以上下两臂的相移都可以表示为：

$$\varphi_{1,2} = \varphi_0 \pm \Delta\varphi \quad (4.20)$$

φ_0 表示为初始相位差， $\Delta\varphi$ 表示为经过调制臂后相位的变化量。由于调制器两臂有源区长度相等，可以认为经过调制臂后引起的相位变化量相等。上下两臂分别产生两种不同大小的光场如下：

$$\begin{bmatrix} E_{OUTarm1} \\ E_{OUTarm2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(-j(\varphi_0 \pm \Delta\varphi) - \frac{\alpha_1}{2} L_1) & 0 \\ 0 & \exp(-j(\varphi_0 \pm \Delta\varphi) - \frac{\alpha_2}{2} L_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{1-k} \\ \sqrt{k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{INarm1} \\ E_{INarm2} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$E_{out} = E_{OUTarm1} + E_{OUTarm2} \quad (4.22)$$

调制器两臂的光场叠加后，共有四个大小不同的值，即输出的 PAM-4 光信号的光强 I_{out} 有四个不同的值，从大到小依次表示为 I_{out11} 、 I_{out10} 、 I_{out01} 、 I_{out00} 与其对应的光场 E_{out} 关系如下：

$$I_{out} = E_{out} \bullet E_{out}^* \quad (4.23)$$

为了获得良好的线性度，建立方程如下，来计算 k 值，即两臂间的输入光功率分配比：

$$\begin{bmatrix} I_{out11} - I_{out10} \\ I_{out10} - I_{out01} \\ I_{out01} - I_{out00} \end{bmatrix} \cong \frac{1}{3}(I_{out11} - I_{out00}) \quad (4.24)$$

经计算， k 的值为 0.2，即调制器输入端分光比为 4: 1。AP-TWMZM 保持两臂有源区长度和两臂所施加电压 V_{pp} 相等，通过改变非调制区的波导长度差引入的初始相位差以及两个 NRZ 信号的偏压来输出四个幅值间隔均匀的光强。

输出 PAM-4 信号的 4 个光强对应的驱动电压如表 4.1 所示。上臂和下臂电压分别是 $V_{bias1}+V_{pp}/2$ 和 $V_{bias2}-V_{pp}/2$ ，对应输出的 PAM-4 信号中 4 个光强中的最大强度；上下臂电压为 $V_{bias1}-V_{pp}/2$ 和 $V_{bias2}-V_{pp}/2$ 时对应输出的第三级强度； $V_{bias1}+V_{pp}/2$ 和 $V_{bias2}+V_{pp}/2$ 时对应输出的第二级强度；上下两臂施加电压为 $V_{bias1}-V_{pp}/2$ 和 $V_{bias2}+V_{pp}/2$ ，对应输出 PAM-4 信号的最低光强。

表 4.1 AP-TWMZM 驱动电压与输出电平关系

调制器	上臂电压	下臂电压	输出强度
AP-TWMZM	$V_{bias1}+V_{pp}/2$	$V_{bias2}-V_{pp}/2$	3
	$V_{bias1}-V_{pp}/2$	$V_{bias2}-V_{pp}/2$	2
	$V_{bias1}+V_{pp}/2$	$V_{bias2}+V_{pp}/2$	1
	$V_{bias1}-V_{pp}/2$	$V_{bias2}+V_{pp}/2$	0

4.2 调制器的评价指标

(1) 光学调制幅度 (OMA)

光调制振幅(OMA)，是指眼图中眼睛的高度，即输出信号强度的最大值和最小值之差。OMA 会受到传输曲线非线性的干扰，但在传输曲线的线性部分，主要随驱动电压变化，在调制过程中需尽量使 OMA 足够大且不超过传输线性区。

$$OMA = I_{11} - I_{00} \quad (4.25)$$

式中， I_{11} 为输出信号的最大强度， I_{00} 为输出信号的最小值。

(2) 特征阻抗 (Z_0)

调制器中行波电极与 PN 结相连，可以用传输线模型表征，传输线上的电压与电流随时间和空间变化的关系为^[36]：

$$\begin{cases} V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \\ I(z) = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}) \end{cases} \quad (4.26)$$

式中 $Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$ 为特征阻抗，它是传输线上的电压与电流的比值。 R 为

行波电极单位长度的电阻值， G 为行波电极单位长度上的电导值，公式 (4.26) 中， γ 为电极中的衰减系数， Z 为传输线上一点到源端的距离，当频率较高时，

特征阻抗可以简化为 $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ 。

(3) 行波电极带宽

行波电极 (EE) 带宽指电极所能传输的最高正弦波的频率对应值，一般用 3 dB 带宽表示，可以把行波电极看成一个二端口网络，如图 4.2 所示：

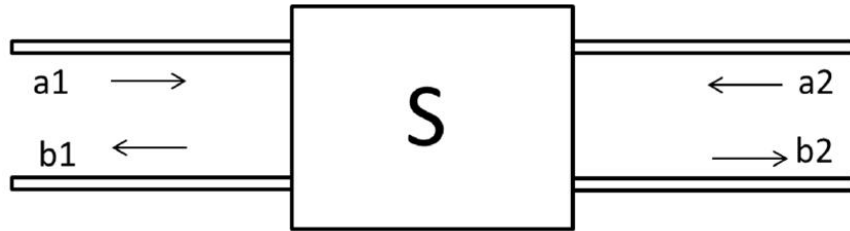


图 4.2 S 参数二端口网络模型

Figure 4.2 S parameter two-port network model

端口 1 与端口 2 分别对应信号为 (a_1, b_1) 和 (a_2, b_2) ， a_1 、 b_1 、 a_2 、 b_2 分别表示归一化的端口 1 入射波和反射波与端口 2 的入射波和反射波。根据电磁理论得到^[36]：

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (4.27)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (4.28)$$

$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ 为二端口的网络的归一化散射矩阵，其中 $S_{11} = \frac{b_1}{a_1} |_{a_2=0}$ ，表示回波损耗。 $S_{21} = \frac{b_2}{a_1} |_{a_2=0}$ ，表示插入损耗。其中 $S_{12} = \frac{b_1}{a_2} |_{a_1=0}$ ，表示 1 端口接负载时，端口 2 的反射系数。 $S_{22} = \frac{b_2}{a_2} |_{a_1=0}$ ，表示传输系数^[36]。所述的 S_{21} 或者 S_{12} 的曲线从起点下降 3 dB 所对应的频率点位置，即表示行波电极带宽。

(4) 电光带宽

电光 (EO) 带宽是调制器的电光指标综合判定和最重要的指标，代表整个调制器的频率响应特性。电光带宽 S_{21} 的表达式如下^[37]：

$$EO_{S_{21}} = 10 \log \frac{|S_{21}|^2 - 2 \cdot |S_{21}| \cdot \cos(\beta_{opt}^u \cdot l) + 1}{(\ln |S_{21}|)^2 + (\beta_{opt}^u \cdot l)^2} \quad (4.29)$$

$$\beta_{opt}^u = \frac{\omega_m}{c} (n_L - n_{opt}) \quad (4.30)$$

式中 S_{21} 为上述调制器行波电极的 S_{21} 参数， ω_m 为微波的角频率， c 为真空中光的传播速度， n_L 为微波折射率， n_{opt} 为光群折射率。

(5) 调制效率

根据马赫曾德尔干涉原理^[38]，当调节调制器上施加的直流偏压，促使调制器的两臂的光信号的相位差由 0 到 π 时，调制器的输出的光强由最大变为最小。定义促使调制器的相位差由 0 到 π 变化的电压值为半波电压 ($V\pi$)。 $L\pi$ 是调制器实现相位从 0 变化到 π 所需要的相移器长度。 $V\pi L\pi$ 表示调制器的调制效率。当器件足够长，即使施加的电压不能达到半波电压，也能实现相移。所以 $V\pi L$ 的大小成为表征调制效率的关键， $V\pi L$ 的值越低表示调制器的调制效率越高。

4.3 AP-TWMZM 结构设计

4.3.1 相移器设计与结构优化

AP-TWMZM 使用的硅光子工艺平台是基于新加坡 Compound Tek 公司 0.15 μm 的硅光工艺平台，采用 200 mm SOI 衬底，包括底衬二氧化硅 3 μm 和顶层硅 220 nm。硅光工艺有三种刻蚀深度，分别为 220 nm、130 nm 和 70 nm。调制器采用的是 130 nm 的刻蚀深度。本节根据该工艺标准进行结构设计优化。六种掺杂浓度，如表 4.2 所示：

表 4.2 相移器的掺杂浓度

掺杂类型	描述	浓度/ cm^{-3}
PL	P 型低浓度掺杂 (P)	8.0E17
NL	N 型低浓度掺杂 (N)	4.0E17
PM	P 型中浓度掺杂 (P+)	2E18
NM	N 型中浓度掺杂 (N+)	2E18
PH	P 型高浓度掺杂 (P++)	1E19
NH	N 型高浓度掺杂 (N++)	1E19

调制器的 PN 横截面结构如图 4.3 所示，适用于 1310 nm 单模光波长，PN 结的脊宽度设置为 380 nm。工艺限制 PN 结脊的刻蚀深度为 130 nm，衬底厚度为 90 nm，以这些工艺标准为基础进行优化设计。横截面中 P++和 N++区域为重掺杂区域，用来与金属接触形成良好的欧姆接触。P+和 N+区域为中掺杂区域，位于重掺杂与中掺杂区域中间，用于减小衬底区域电阻并且避免过高的光损耗。P 和 N 区域为轻掺杂区域，用于形成 PN 结耗尽区域，通过等离子色散效应与光相互作用。

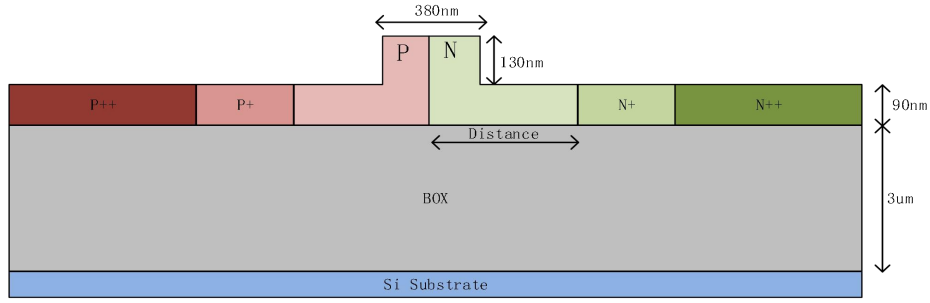


图 4.3 相移器横截面图

Figure 4.3 Cross section diagram of phase shifter

由公式 (4.10) 与 (4.11) 可知, 与电子相比, 空穴对折射率的影响更大, 同时引入的损耗较低, 当 P 区的面积稍大于 N 区时, 调制效果更好, 但是考虑现有的工艺平台, 较小的偏移难以保证实现, 本次采用 P 区和 N 区对称掺杂。针对相移器的结构优化, 主要关注轻掺杂、中掺杂、重掺杂区域的位置, Distance 表示距离中心位置的长度。

首先, 对中掺杂位置 P+/N+ 区进行仿真优化。P+/N+ 的掺杂位置会影响吸收损耗和调制器的带宽。为了降低高浓度载流子对光场的吸收损耗, 可以增大 P+/N+ 掺杂浓度与 PN 结中心的距离, 然而随着距离增大, 衬底区域形成的电阻 $R = \rho W / S$ 也增大, 导致调制器的 RC 常数增加, 调制器的带宽下降。设计时需二者取折中。如图 4.4(a), 随着中掺杂区域到 PN 结中心的距离的增大, 载流子的吸收系数发生骤降, 最后逐渐稳定在 0.000018 附近, 说明当中浓度掺杂距离 PN 结中心距离较近时, 有一部分载流子进入与光作用的区域, 导致光损耗较高, 当距离增大到一定值, 轻掺杂的载流子成为影响吸收系数的主要原因, 损耗逐渐稳定不再随距离的增大而变化。另外, 随着 PN 结上反偏电压的增大, 耗尽区宽度逐渐增大, 载流子数目减小, 载流子的吸收系数随之减小。如图 4.4(b), 随着中掺杂区域到 PN 结中心的距离的增大, 调制器的 PN 结的折射率变化不明显, 说明距离的改变对载流子浓度变化的影响不大, 对折射率变化的影响较小, 与此同时随着施加 PN 结上的反向偏压的增加, 折射率的变化量逐渐增大。根据以上分析, 最终确定中掺杂区域到 PN 结中心的距离在 0.5-0.7 μm

范围内，该相移器中 P+/N+ 到 PN 结中心的距离取 0.5 μm 。

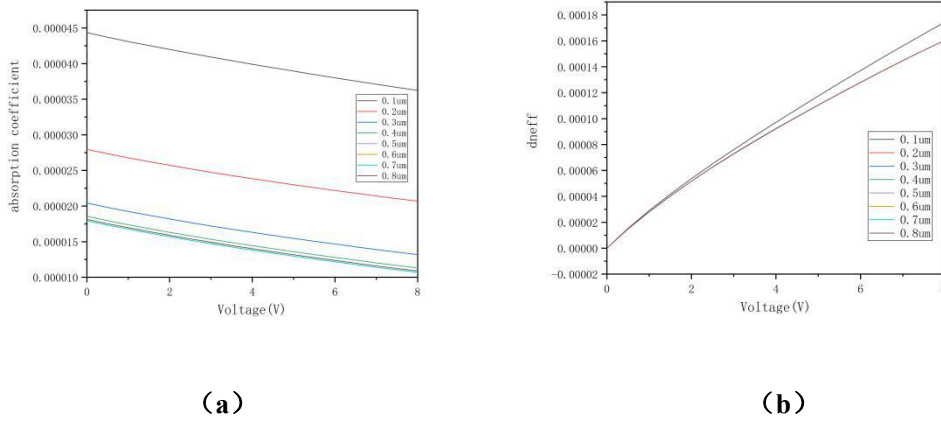


图 4.4 P+/N+ 与 PN 结间距对器件性能的影响：（a）吸收系数变化曲线；（b）调制的折射率变化曲线

Figure 4.4 Influence of space between P+/N+ and PN junction on device performance:(a) change curve of absorption coefficient; (b) change curve of refractive index

其次，对重掺杂位置 P++/N++ 区进行仿真优化。在 P+/N+ 区域到 PN 结中心距离为 0.5 μm 的情况下，改变重掺杂位置到 PN 结中心的距离。随着重掺杂区域到 PN 结中心的距离的增加，载流子吸收系数也存在一个骤降位置，然后逐渐趋于稳定，如图 4.5(a)，0.625 μm 以后吸收系数稳定在 0.000034 左右。如图 4.5(b)，重掺杂区域到 PN 结中心的距离变化对折射率几乎没有影响。于是，确定重掺杂区域 P++/N++ 到 PN 结中心的距离为 0.625 μm 。通过仿真得到设计的相移器 PN 结串联电阻为 0.686 ohm/cm ，如图 4.6 所示为 PN 结电容随电压的变化关系，根据 $f=1/2\pi RC$ ，可以满足在 0 V 偏压下，本征带宽大于 40 GHz，本征带宽随着偏压的升高，在 -2 V 的偏压下，本征带宽可以达到 81.4 GHz。

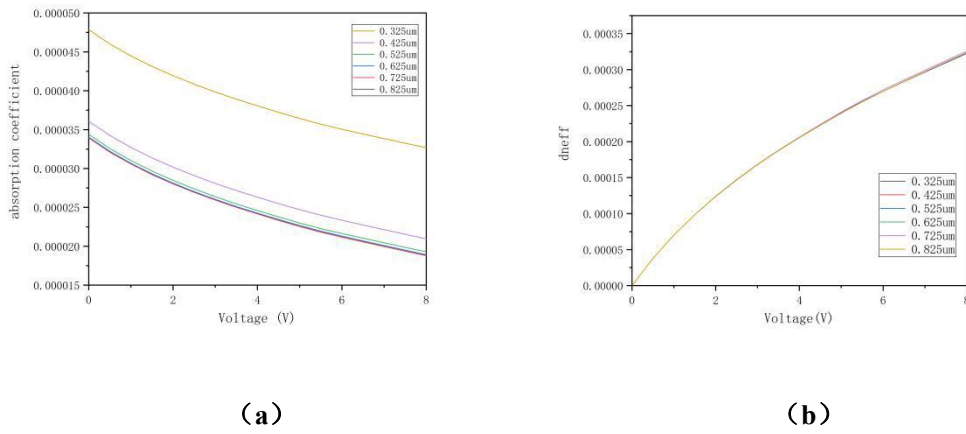


图 4.5 P++/N++与 PN 结间距对器件性能的影响：（a）吸收系数变化曲线；（b）调制的折射率变化曲线

Figure 4.5 Influence of space between P++/N++ and PN junction on device performance:(a) change curve of absorption coefficient; (b) change curve of refractive index

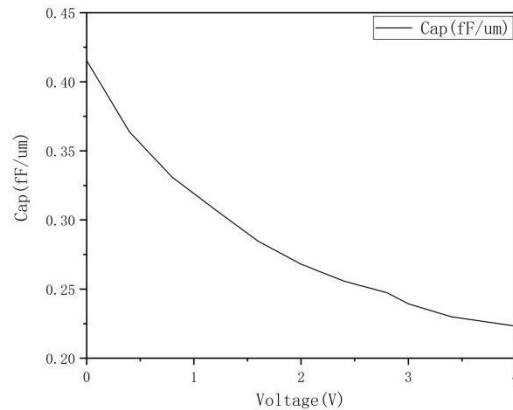


图 4.6 PN 结电容随电压变化曲线

Figure 4.6 Curve of PN junction capacitance with voltage

在确定了相移器的掺杂结构后，接下来对相移器长度进行仿真。假设激光器输出 1310 nm 20 mW 的光，如图 4.7，随着相移器长度的增加，OMA 逐渐增加到 1700 um 附近到达最大值后逐渐减小。结合公式(4.19)和公式(4.21-4.23)，可知 OMA 可以看作调制器调制区有源区长度 L 的函数式，存在极大值，仿真

结果证明该极大值的存在，该调制器的长度在 1700 μm 附近时，OMA 有最大值。考虑到调制区域需处于传输曲线的线性区，实际调制器长度应略小于最大值避免调制过程调制区域进入非线性区，这里取调制器长度为 1600 μm 。

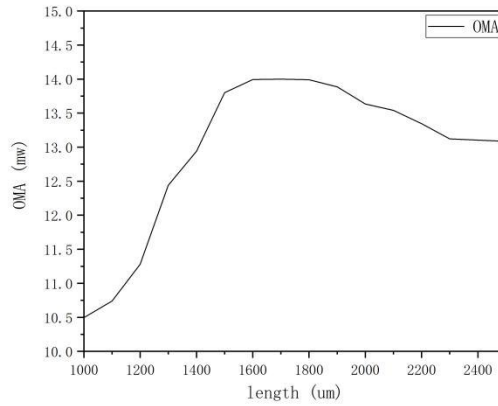


图 4.7 OMA 随有源区长度变化曲线

Figure 4.7 Curve of OMA with the length of the source area

4.3.2 行波电极设计

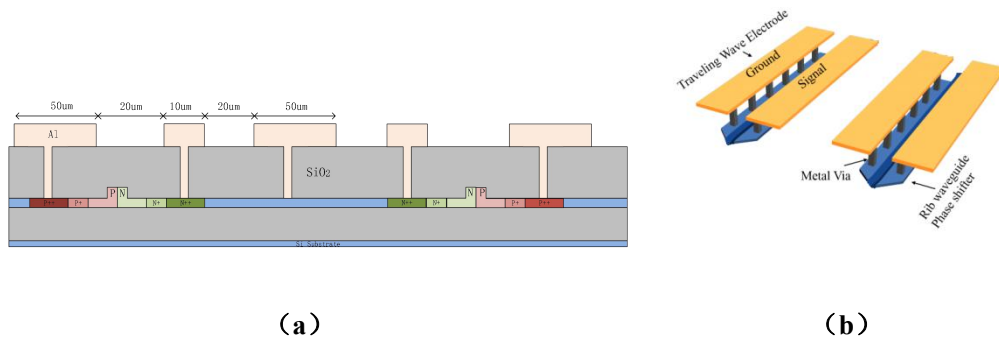


图 4.8 行波电极：（a）横截面；（b）立体图

Figure 4.8 Traveling wave electrode :(a) cross section; (b) Stereographs

本节在以上设计的 PN 结相移器的基础上设计与之匹配的行波电极，本次设计的行波电极采用共面波导 GSG 结构，信号线在两地线之间，理想情况下，地线应该是无穷大或者在条件的允许的情况下尽可能的大。在设计电极时需要尽可能满足三个主要条件，才能实现理想的带宽。首先，PN 结负载电极应该

有 50 ohm 的特性阻抗，以减少任何射频信号的背反射。其次，影响调制器带宽性能的主要限制因素是损耗，所以传输损耗必须最小化。最后，光学群速度和微波相速度需很好地匹配，即光的群折射率与微波折射率尽可能地相等。如图 4.8(a)，本次设计的地线宽度为 50 μm ，信号线的宽度设置为 10 μm ，传输线的金属厚约 0.7 μm ，信号线与地线之间的距离为 20 μm 。

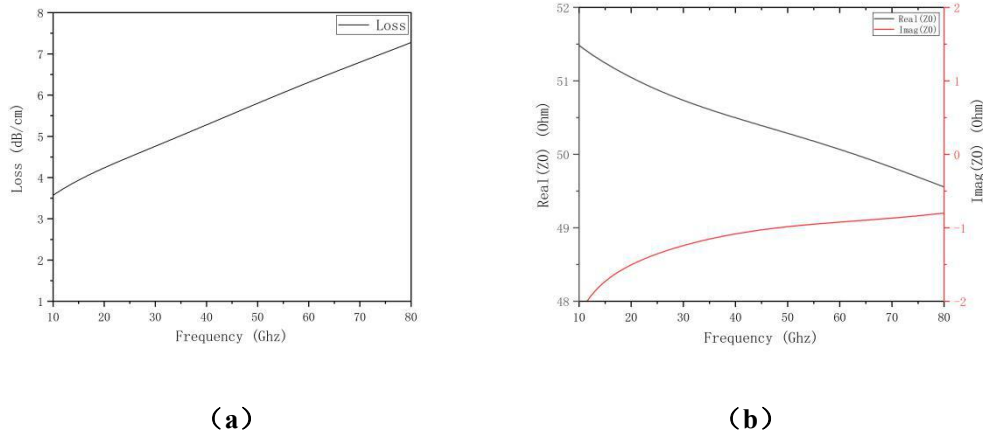


图 4.9 行波电极特性：（a）传输损耗；（b）特征阻抗

Figure 4.9 Traveling wave electrode characteristics :(a) transmission loss; (b) characteristic impedance

如图 4.9(a)所示为采用以上结构仿真得到的 GSG 结构的行波电极的损耗，损耗随着频率的升高逐渐增大，10 GHz 时损耗在 3.6 dB/cm，增加到 40 GHz 时的损耗在 5.2 dB/cm 附近，传输两个独立的 25 Gbps NRZ 信号时，理论上传输的最低带宽为 12.5 GHz，传输损耗约 4 dB/cm，损耗较低，满足设计指标要求。行波电极的特征阻抗如图 4.9(b)所示，特征阻抗随着频率的增加而减小，但始终在 50 ohm 附近，同时满足光电匹配与封装尺寸的要求。

根据以上的仿真结果，通过软件 Lumerical Interconnect 仿真分析得到的调制器的电学带宽与电光带宽。根据第二章对调制器的有源区长度的系统仿真链路，本节仿真行波电极调制器的电学带宽与光电带宽。如图 4.10(a)所示，通过矢量网络分析仪与调制器在 0 V 偏压的条件下测的电学性能。设计的 1600 μm 长度的调制器在 0V 偏压下的 3 dB 带宽为 34.8 GHz。通过理想的探测器与设计

的调制器相连形成一个电光-光电系统，与矢量网络分析仪连接，测试得到调制器的电光带宽如图 4.10(b)所示。调制器在 0 V 偏压条件下的电光带宽为 32.6GHz，同时随着施加在调制器上的反向偏压的升高，调制器的电光的带宽还会增加，所以设计的调制器的电光带宽基本上满足 2 个 25 Gbps NRZ 的通信速率要求。

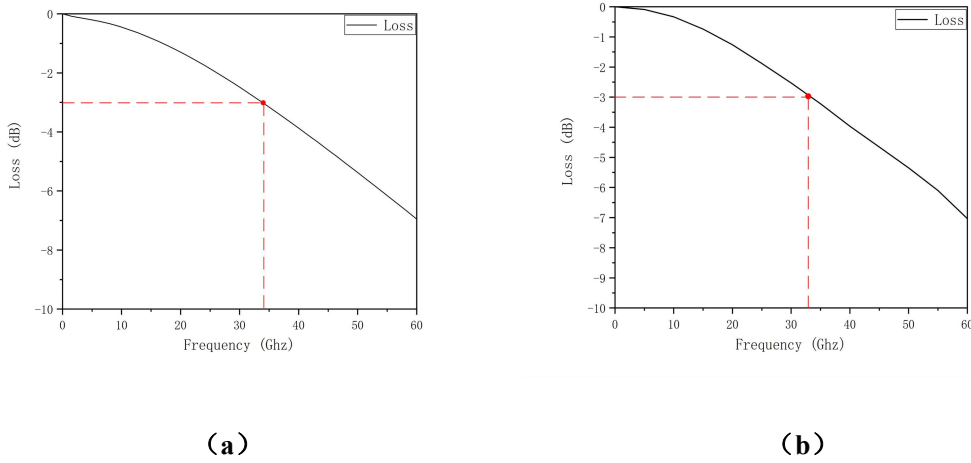


图 4.10 调制器带宽：（a）电学带宽；（b）电光带宽

Figure 4.10 Modulator bandwidth:(a) electrical bandwidth; (b) Electro-optical bandwidth

4.3.3 分光比实现的设计

为了使调制器能够实现非对称分光，本节主要考虑利用 Y 分支^[39]和定向耦合器^[40]来实现输入端 1310 nm 光按功率比 4: 1 进行低损耗传输。

（1）Y 分支

Y 分支与偏振和波长无关，常作为连接光纤和调制器的关键部件^[41]。非对称 Y 分支通过分支臂波导宽度不等和调整分支角度来实现分光比的可调谐。但是，非对称 Y 分支对制造精度要求较高，稍有偏差分光比将会有很大的漂移。如图 4.11(a)，是我们设计的非对称 Y 分支。Y 分支由一个入射波导、一个过渡波导和一对输出波导组成，输出波导的上下两个分支臂的分支角度是一致的，上下对称，宽度分别是 200 nm 和 825 nm，靠近过渡波导处两个分支臂的间距为 285 nm。如图 4.11(b)，通过 FDTD 仿真得到 1310 nm 光源 TE 模式下，非对

称 Y 分支的功率分布图。Output1 处透射率为 15.46%，Output2 处透射率为 62.04%。下臂输出与上臂输出之比满足 4:1 的要求。整体的插入损耗为-1.11 dB。

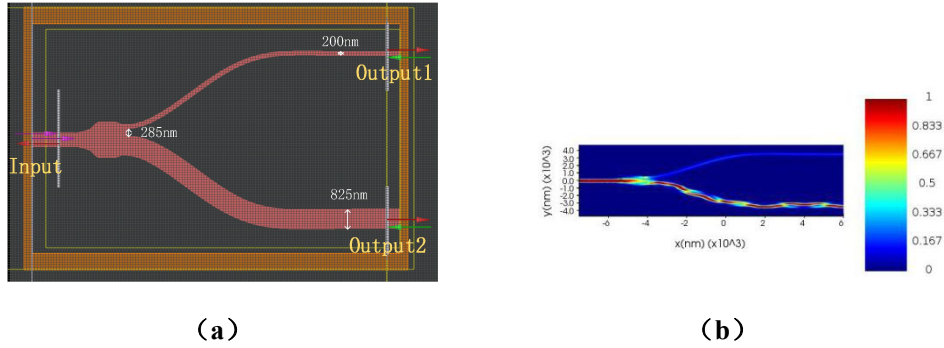


图 4.11 Y 分支：（a）结构图；（b）功率分布图

Figure 4.11 Y branches:(a) structural schematic; (b)power distribution simulation diagram

为研究非对称 Y 分支的可实现性，对其输出波导的宽度进行仿真，以此判断其工艺容差。图 4.12 是控制下臂宽度保持在 825 nm 的情况下，上臂宽度与分光比和损耗的变化关系。小范围地改变上臂宽度，当上臂宽度工艺误差为 20 nm，两个输出端的比值已经远远偏离所要求的比值，且随着宽度的变化，Y 分支的整体损耗与之成正相关。综上分析，鉴于本次流片的工艺水平无法满足极小的容差，考虑使用其他无源器件来实现分光比要求。

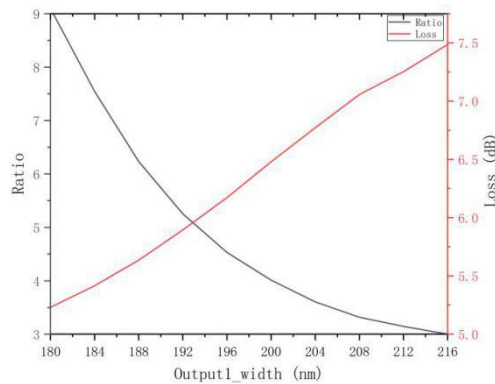


图 4.12 波导宽度变化对分光比和损耗的影响

Figure 4.12 Influence of waveguide width variation on spectral ratio and loss

(2) 定向耦合器

定向耦合器具有体积小、结构简单、易于制造的优点^[40]，可以用来实现非对称分光比，但其对工作波长非常敏感。如图 4.13(a)所示，定向耦合器是基于 220 nm 高 SOI 条形波导设计的，包括两个对称耦合器，一个基于非对称波导的相位控制部分，其中锥形波导（taper）用于连接非对称波导到对称耦合器。每个对称耦合器由两个 410 nm 宽的波导组成，波导之间的间距为 200 nm。相位控制部分由一个 510 nm 宽的波导和一个 310 nm 宽的波导组成，波导之间有 300 nm 的间距。锥形连接波导的长度为 1 μm 。四个 90° 半径为 R 的弯曲波导作为耦合器的输入和输出。TE 模式下耦合器的半径 R 为 5 μm 。

如图 4.13(b)，通过 FDTD 仿真得到 1310nm 光源 TE 模式下，定向耦合器的功率分布图。输出端上臂的透射率为 15.56%，输出端下臂的透射率为 63.27%。下臂输出与上臂输出之比满足 4: 1 的要求。整体的插入损耗为-1.03 dB，与非对称 Y 分支相比，损耗较小。

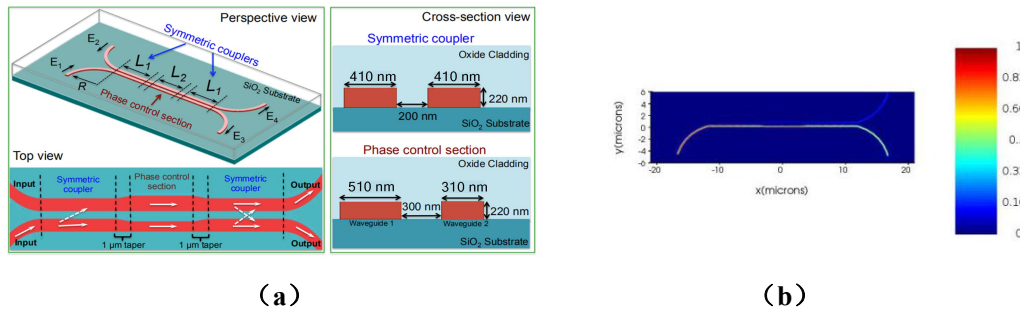


图 4.13 定向耦合器：（a）结构图；（b）功率分布图

Figure 4.13 Directional coupler:(a) structural schematic; (b)power distribution simulation diagram

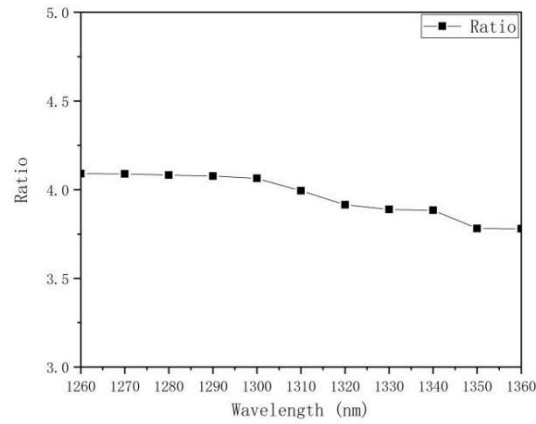


图 4.14 波长变化对分光比的影响

Figure 4.14 Effect of wavelength change on spectral ratio

由于定向耦合器对工作波长非常敏感，我们研究了波长漂移对输出端下臂和上臂的比值影响。如图 4.14，当波长从 1260 nm 到 1360 nm 变化时，两个输出端比值不超过 3.8-4.2，设计的定向耦合器受波长变化影响不大。通过 Interconnect 仿真了输入端两臂之比为 3.8: 1、4: 1、4.2: 1 的眼图。如图 4.15，眼图相差无几。因此，流片时采用了定向耦合器的设计。

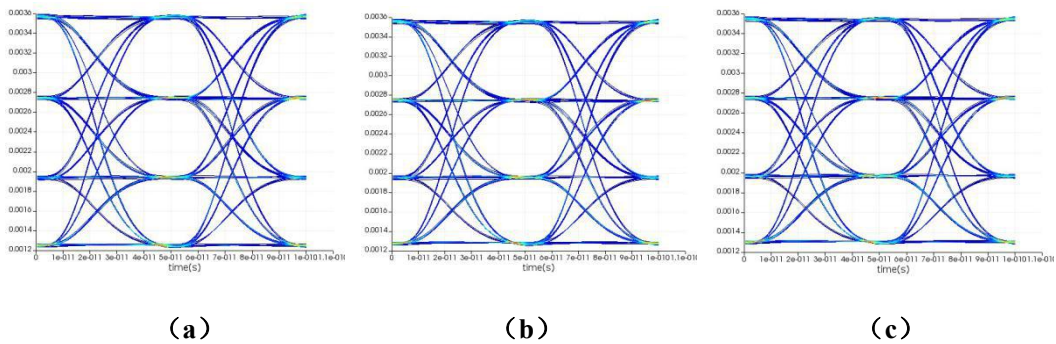


图 4.15 不同分光比的仿真眼图：（a）分光比 3.8:1 眼图；（b）分光比 4:1 眼图；（c）分光比 4.2:1 眼图

Figure 4.15 Simulation eye images with different spectral ratios: (a) eye diagram with spectral ratios of 3.8:1; (b) eye diagram with spectral ratios of 4:1; (c) eye diagram with spectral ratios of 4.2:1

4.4 AP-TWMZM 仿真分析

本节通过 Interconnect 进行仿真，在发送端激光器输出 1310 nm 10 mW 的光经过光栅耦合器进入调制器，脉冲码型发生器（PPG）将两个独立的 25 Gbps NRZ 信号分别施加到调制器上臂和下臂，进行脉冲幅度调制，调制后的光信号通过光栅输出，再通过光纤传输到探测器，也可以传输到光示波器得到光眼图。在接收端，探测器（PD）将接收到的光信号转换成强弱变化的电流信号，放大器再将接收到的电流信号转换成电压信号并放大。电示波器能够观察电信号眼图，误码仪用来分析信号传输的质量，分析调制器的性能。表 4.3 是 AP-TWMZM 的链路驱动条件，上下两臂所施加的电压峰峰值均为 1.5 V，初始相位为 1.738π 处。偏压不同使两臂可改变的相位差范围不同，两臂相位之差对信号也有调制作用，链路仿真中确保 PAM-4 眼图中三个“眼”尽量均匀。

表 4.3 AP-TWMZM 驱动条件

调制器	AP-TWMZM
直流偏压	Vbias1=0.75V Vbias2=3.75V
电压峰峰值	Vpp1=Vpp2=1.5V
初始相位	1.738π

4.4.1 ER 和 IL

在调制器两臂之间引入 40 um 的波导长度差，通过 Interconnect 仿真得到 AP-TWMZM 的传输频谱。图 4.16 为不同直流电压下 AP-TWMZM 的光传输频谱。在 1310 nm 处，“上臂：1.5 V；下臂：3 V”曲线纵坐标值为 PAM-4 信号输出光功率的最大值，“上臂：0 V；下臂：4.5 V”曲线纵坐标值为 PAM-4 信号输出光功率的最小值，两者之差即为消光比（ER）。输入功率和最大输出功率之间的差为插入损耗（IL）。因此，AP-TWMZM 的消光比为 4.7 dB，插入损耗为 2.8 dB。消光比符合表 1.1 中的经典指标范围。

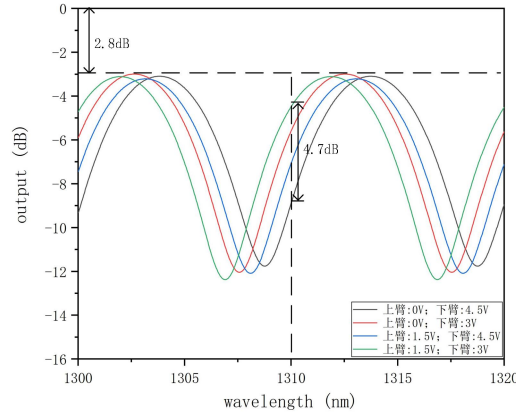


图 4.16 不同电压下的传输频谱

Figure 4.16 Transmission spectrum at different voltages

4.4.2 调制效率

$V\pi L$ 表示调制器的调制效率，其大小是表征调制效率的关键， $V\pi L$ 的值越低表示调制器的调制效率越高。在调制器上下两臂引入 40um 的波导长度差，出现周期性的频谱，当不同频率的光经定向耦合器分光后经过两个调制臂，在输出端耦合叠加，由于两束光的相位不同，输出光强会出现周期性的相长或者相消，这个周期性相长或者相消的波长为自由频谱(FSR)，表示为：

$$FSR = \frac{\lambda^2}{ng \bullet \Delta L} \quad (4.31)$$

其中， ng 为群折射率， λ 为波长， ΔL 是调制器两臂波导长度差，这里是 40 um。已知群折射率为 4.26。计算出的 FSR 为 10.07 nm。 $V\pi L$ 可以表示成：

$$V\pi L = VL \frac{FSR}{\Delta x} \quad (4.32)$$

Δx 是电压变化导致光谱曲线在 X 轴方向上移动的距离， V 是加在调制器上的直流电压， L 是调制器有源区的长度。如图 4.17，AP-TWMZM 的 FSR 为 9.91 nm，与计算值非常接近。当上臂电压(arm1)从 0 V 变为 1 V，光谱曲线沿 x 轴正方向移动 Δx_1 (0.82 nm)，通过公式 (4.32) 计算，arm1 的 $V\pi L$ 为 1.9

3 V_{cm}。当下臂电压(arm2)从 0 V 变为 1 V，光谱曲线沿 x 轴负方向移动 Δx_2 (0.81 nm)，经计算 arm2 的 $V_{\pi L}$ 为 1.95 V_{cm}。综上分析，设计的 AP-TWMZM 调制效率较高，符合预期标准。

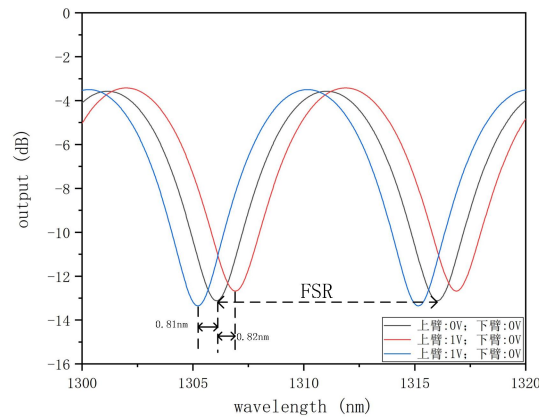


图 4.17 1V 电压下两臂的传输频谱变化

Figure 4.17 Transmission spectrum variation of the two arms at 1V

4.4.3 线性度

电眼图眼高表征输出信号的强度，通过 Lumerical Interconnect 进行链路仿真得到 AP-TWMZM 的 PAM-4 眼图，激光器的输入光功率是 10 mW，调制器上下两臂由两个独立的 25 Gbps NRZ 信号驱动，调制合成出 PAM-4 电信号。如图 4.18 所示，AP-TWMZM 仿真眼图的最高点位于 376 mV，最低点位于 146 mV，在没有经过放大器之前，电信号强度达到 230 mV。

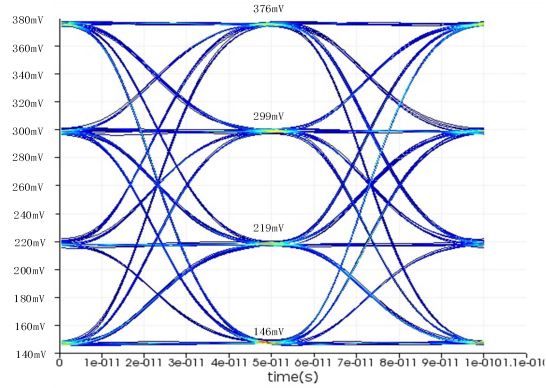


图 4.18 AP-TWMZM 仿真眼图

Figure 4.18 Simulation eye diagram of AP-TWMZM

线性度对 PAM-4 信号非常重要，良好的线性度可以保证信号高质量的传输。常用电平分离失配比（RLM）来表征信号的线性度。如图 4.18，PAM-4 信号的 4 个电平从小到大分别是 146mV、219mV、299mV、376mV。根据公式 (1.5) 计算，AP-TWMZM 的 RLM 为 0.952。在没有任何电芯片对信号进行整形恢复的情况下，AP-TWMZM 的线性度已经满足 IEEE802.3bs 的要求，高于 0.92。这对提高整个链路的性能起到至关重要的作用。

4.5 SEMZM 设计

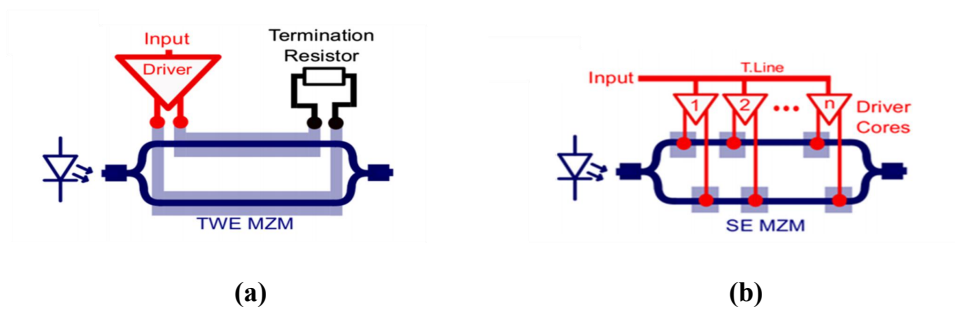


图 4.19 TWMZM 与 SEMZM 驱动示意图:(a) TWMZM 驱动示意图; (b)SEMZM 驱动示意图

Figure 4.19 TWMZM and SEMZM driven schematic diagram :(a) TWMZM driven diagram; (b) SEMZM driven diagram

如图 4.19(a), TWMZM 可以看作是容性负载沿传输线分布, 从相移器的一端驱动, 等效于传输线的特性阻抗(Z_0)的电阻模型^[42]。这种结构的带宽通常受到 RC 常数的限制。因此, 对于相移器有源区长度较长的调制器, 射频信号的损耗较大, 性能受到限制。

为了克服带宽限制, 分段马赫曾德尔调制器 (SEMZM) 被广泛研究。如图 4.19(b), 在 SEMZM 中, 相移器被分成小多个段, 小到足以保持其物理尺寸远低于沿电极传输的电信号的波长。每段集总电极由一个定制的电芯片分离驱动。理想情况下, 可以在整个调制器长度上有效地施加相同的电压。在驱动端控制延迟, 可以实现光波和电脉冲的速度匹配, 提高了调制器芯片的总体性能, 有效地解耦了射频和电光设计 (传输线与调制器隔离)。但是这种定制化的电芯片也成为了 SEMZM 广泛应用于硅光市场的一个阻碍。我们和中国科学院半导体研究所科研小组成员基于有源区长度比 1:2 的方式的分段硅光调制器发送模块进行联合设计, 由他们设计制作 Driver 电芯片, 我们设计制作调制器光芯片。

4.5.1 调制器结构设计

本次硅光芯片工艺是基于中国科学院微电子研究所 0.18 μm 硅光工艺平台, 采用 200 mm SOI 衬底, 包括底村二氧化硅 2 μm , 顶层硅 220 nm。对于调制器, 采用 150 nm 的刻蚀深度。我们在其工艺标准之上进行优化设计, 六种掺杂浓度如表 4.4 所示:

表 4.4 SEMZM 掺杂浓度

掺杂类型	描述	浓度/ cm^{-3}
PL	P 型低浓度掺杂 (P)	5.0E17
NL	N 型低浓度掺杂 (N)	5.0E17
PM	P 型中浓度掺 (P+)	2.5E19
NM	N 型中浓度掺 (N+)	5.0E19
PH	P 型高浓度掺 (P++)	2.0E20
NH	N 型高浓度掺杂 (N++)	5.0E20

设计优化后的相移器的横截面结构如图 4.20(a)所示, 考虑 1550 nm 的单模条件, PN 结的脊宽度设置为 450 nm。工艺限制 PN 结脊的刻蚀深度为 150 nm, 衬底厚度为 70 nm。横截面中 P++和 N++区域为重掺杂区域, 距离 PN 结中心位置为 755 μm , 与金属接触形成良好的欧姆接触。P+和 N+区域为中掺杂区域, 位于重掺杂与中掺杂区域中间, 距离 PN 结中心位置为 525 μm , 用于减小衬底区域电阻的同时不引入过高的光损耗。P 和 N 区域为轻掺杂区域, 用于形成 PN 结耗尽区域, 通过等离子色散效应与光相互作用。

如图 4.20(b), 分段马赫曾德尔调制器 (SEMZM) 由 12 个小段组成, 每一小段的长度为 400 μm , 同样电极也被分割成 12 个小段, 这些小段可以被认为集总电容, 调制器 EO 带宽不受射频和光波之间速度不匹配的限制, 因此不再需要 50 Ω 的端接电阻。调制器输入端光功率均分到调制器上下两臂, 每一小段上下两臂由一对高速差分信号驱动。前两段相移器由同一组 NRZ 信号驱动, 后四段相移器由电压峰峰值相等的另一组 NRZ 信号驱动, 因此在有源区调制长度上前端总长度和后端总长度之比达到 1: 2, 依靠这种有源区长度成倍的关系将两组独立的 NRZ 电信号调制成 PAM-4 光信号。

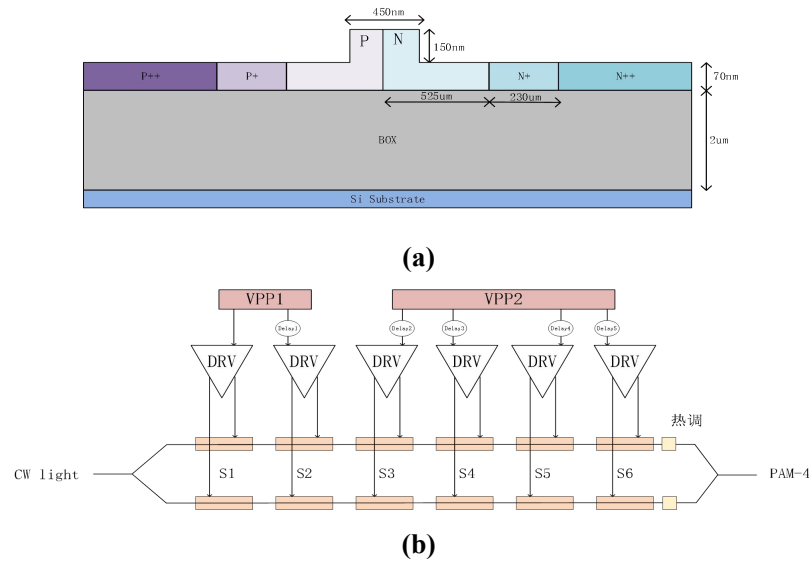


图 4.20 12 段 SEMZM 的结构图: (a)PN 结结构; (b)调制器结构

Figure 4.20 Structure diagram of 12 segments modulator:(a)PN junction structure; (b) modulator structure

4.5.2 链路仿真

由于分段马赫曾德尔调制器的电波和光波的速度不匹配,光波的传播延迟是分段马赫曾德尔调制器的重要控制因素。为了方便控制相邻相移器之间的时延,在相邻相移器之间引入 700 um 的波导长度,通过波导绕线的方式,使得每段相移器之间的波导长度一致。

通过 Device 仿真得到分段马赫曾德尔调制器中的光波导的折射率为 $ng_1=4.26$, 调制器有源区区域的折射率为 $ng_2=3.95$, 传播延迟(Δt)计算如下^[24]:

$$\Delta t = L1 \frac{ng_1}{c} + L2 \frac{ng_2}{c} \quad (4.33)$$

其中 $L1$ 为波导长度,这里是 700 um, $L2$ 为每一段的相移器长度 400 um, c 为光传播速度,经计算相邻相移器之间的射频信号的时延为 15.2 ps。

经过时延补偿后的链路仿真眼图如图 4.21 所示,激光器输入为 10mW, 光眼图 OMA 为 5.29 mW, 三个眼高分别为 1.76 mw、1.77 mW、1.76 mW, 眼图非常均匀,线性度很好。

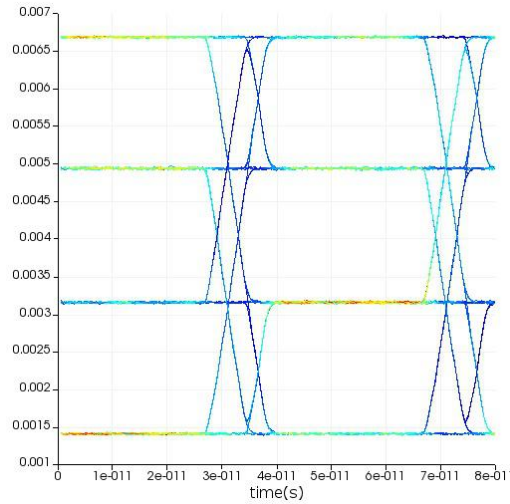


图 4.21 SEMZM 仿真眼图

Figure 4.21 Simulation eye diagram of SEMZM

4.5.3 版图设计

调制器版图设计采用一边打线的方式,尽量缩短打线的长度在 250 um 左右。相邻相移器之间的波导采用如图 4.22 所示的绕行方式,绕行距离基本相等

约为 700 μm ，使得相邻段之间所需的时延一致，便于电芯片实现射频信号时延设计。调制器与电芯片通过平面键合的方式集成。电芯片内部集成 25 Gbps PAM-4 CDR，用于恢复数据并优化抖动性能。

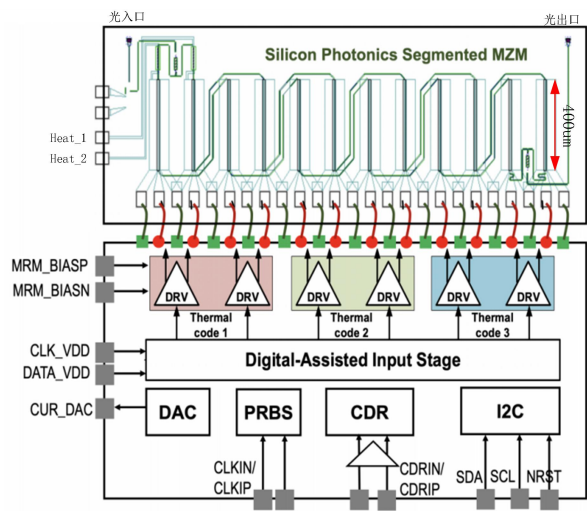


图 4.22 SEMZM 版图及与电芯片键合示意图

Figure 4.22 Schematic diagram of SEMZM layout and bonding with electrical chip

4.6 本章小结

本章主要介绍光域 PAM-4 调制器的设计。首先介绍了硅基电光调制器的调制机理，然后分析了马赫-曾德尔调制的调制原理，提出一种 AP-TWMZM 并进行原理推导，介绍了调制器的重要指标，研究了调制器的 PN 结设计与仿真优化，设计了调制器行波电极，并对调制器消光比、插入损耗、调制效率、线性度进行链路仿真分析。另外，设计了一种复杂的 12 段电极马赫曾德尔调制器。这两个设计的调制器均完成流片。

第5章 总结与展望

5.1 本论文主要内容和结论

论文主要研究的内容为硅基 PAM-4 马赫曾德尔调制器和光电系统封装设计的研究现状、光电模块封装设计、光电协同设计与仿真，实现了 4×50 Gbps PAM-4 收发光电收发系统设计，并完成了系统测试，通过系统功能的验证，本文还对发送模块中 PAM-4 调制器的设计展开研究。该论文的主要结论如下：

1. 深入调研和研究了硅光技术背景和光电系统封装的研究现状，由此引出 PAM-4 信号的市场优势以及硅基 PAM-4 调制器研究的重要性，对国内外硅基 PAM-4 调制器的研究现状进行了调研，对目前已有的硅基 PAM-4 MZ 调制器进行分类总结，对 PAM-4 信号在光电方面的质量评价指标进行整理。

2. 研究了电域 PAM-4 调制器的驱动方式，以及硅光集成系统的光电协同设计问题，通过光电仿真链路系统，研究了调制器的有源区长度对光电系统的影响，确定了最优的调制器有源区长度；通过链路误码率、OMA 以及带宽的仿真结果，逐一验证了激光器光功率、探测器响应度、调制器偏置电压等光电器件性能指标对集成链路系统性能影响，验证了现有器件指标能满足系统要求。其次提出了一种低成本、低功耗光电收发模块的封装形式，并研究该封装结构的电学性能对集成系统模块的影响，仿真验证封装结构能满足系统指标。

3. 完成了 4×50 Gbps PAM-4 光电收发模块的系统测试。通过 TDR 与 S 参数对测试基板的电学性能进行了验证；通过对准光栅的光功率监测完成对耦合质量的验证；通过系统链路眼图对系统的光互连的传输性能进行了验证；通过系统的功耗的测量对系统的功耗问题的进行了验证。

4. 提出一种新型 PAM-4 调制器结构，命名为 AP-TWMZM。完成了该调制器的 PN 结的尺寸与掺杂位置的仿真设计，完成了调制器的行波电极的设计与仿真，完成了 25 Gbps PAM-4 硅基电光调制器的设计，通过链路仿真得到设计的 AP-TWMZM 的消光比、插入损耗、调制效率、线性度等性能参数。根据 SEMZM 的结构，设计了 12 段分段 PAM-4 调制器，完成了调制器 PN 结尺寸

和掺杂位置的仿真设计及时延设计，完成两个调制器的流片。

5.2 未来工作展望

根据本文硅基 PAM-4 调制器关键技术研究展开的工作，取得的成果以及存在的一些问题，下一步的工作可以从以下几点来实现：

1. 高阶收发系统的封装研究。对电域 PAM-4 调制器所处的 4×50 Gbps 光电收发模块进行进一步的优化设计。可以考虑采用 2.5D 或者 3D 的封装形式，尽可能减小传输损耗，实现光电高密度集成，使收发模块性能更好。由于传输带宽的限制，高阶调制信号将逐渐成为主流，在对硬件要求不变的情况下，通信速率呈倍数增长，这时系统对噪声更加敏感，设计中需要加入热噪声与电源噪声的仿真优化。

2. 基于高速光互连的系统链路研究。未来光通信将会向 400 Gbps、800 Gbps 甚至更高通讯速率迈进，对信号完整性的要求越来越高，需要对更高速率的信号完整性设计及优化方法进行分析和研究。对于 4×50 Gbps 模块，测试结果与链路仿真结果在输出信号的峰峰值上有较大出入，很可能与整条链路的损耗有关，针对了链路仿真的研究仍需推进。需要研究一套包括光芯片、电芯片模型以及封装结构的整个链路性能仿真分析方法，准确地预计整个系统的性能，确保与实际无误。

3. 对于光域硅基 PAM-4 调制器，需进一步设计研究。AP-TWMZM 具有大电光带宽、高热稳定性、高线性度等优点。然而，这类行波马赫曾德尔需要较大的驱动电压摆幅。硅基 PAM-4 调制器需要在保证调制性能的前提下尽量减小尺寸和驱动电压摆幅，才能在光电发送模块中起到最有效的作用。可以考虑将调制器与驱动芯片联合设计，进一步减小芯片尺寸和传输损耗，提高模块性能。

4. 关于高阶收发模块测试的学习研究。 4×50 Gbps 模块中，由于 PAM-4 信号对信噪比很敏感，测试得到的眼图抖动较大，需要深入研究实际测试过程中可能的影响因素。随着通信速率的增大和高阶调制格式信号的广泛应用，针对高阶调制格式信号的测试仍需进一步学习总结，深入理解各项评价指标。

参考文献

- [1] Barwicz T, Byun H, Gan F, et al. Silicon photonics for compact, energy-efficient interconnects [Invited][J]. Journal of Optical Networking, 2007, 6(1):63-73.
- [2] Miller B A B, Ieee F. Device Requirements for Optical Interconnects to Silicon Chips[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(7):1166-1185.
- [3] M. Horowitz, Chih-Kong Ken Yang and S. Sidiropoulos. High-speed electrical signaling: overview and limitations[J]. IEEE Micro, 1998, 18(1):12-24.
- [4] C. A. Brackett. Dense wavelength division multiplexing networks: principles and applications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1990, 8(6):948-964.
- [5] R. Soref. The Past, Present, and Future of Silicon Photonics. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics[J], 2006, 12(6):1678-1687.
- [6] Jalali B, Fathpour S. Silicon Photonics[J]. Journal of Lightwave Technology, 2007, 24(12):4600-4615.
- [7] Bogaerts W, Fiers M, Dumon P. Design Challenges in Silicon Photonics[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2014, 20(4):1-8.
- [8] Mounier E, Malinge J L. Silicon photonics for datacenters and other applications[J]. Technical Report 26 Yole Développement, 2016.
- [9] S. Shao, J. Ding, L. Zheng, et al. Study on the Methods for Generating Optical PAM-4 Signal With the Standard Silicon Mach-Zehnder Optical Modulator[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(6):1-12.
- [10] A. Samani, V. Veerasubramanian, E. El-Fiky, et al. A Silicon Photonic PAM-4 Modulator Based on Dual-Parallel Mach-Zehnder Interferometers[J]. IEEE Photonics Journal, 2016, 8(1):1-10.
- [11] E. El-Fiky, A. Samani, M. Sowailem, et al. Dual Parallel Multielectrode Traveling Wave Mach-Zehnder Modulator for 200 Gb/s Intra-datacenter Optical Interconnects[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(1):1-9.
- [12] J. Verbist, J. Lambrecht, M. Verplaetse, et al. Real-Time and DSP-Free 128 Gb/s PAM-4

- Link Using a Binary Driven Silicon Photonic Transmitter[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(2):274-280.
- [13] K. Wang, M. Kong, W. Zhou, et al. 200-Gbit/s PAM4 Generation by a Dual-Polarization Mach-Zehnder Modulator Without DAC[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2020, 32(18):1223-1226.
- [14] Y. Sobu, G. Huang, S. Tanaka, et al. High-Speed Optical Digital-to-Analog Converter Operation of Compact Two-Segment All-Silicon Mach-Zehnder Modulator[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(4):1148-1154.
- [15] VN Index. Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology[R/OL], 2017 - 2022 White Paper.
- [16] Andrae, A.S.G., Edler, T. On Global Electricity Usage of Communication Technology: Trends to 2030[R]. Challenges 2015, 6:117-157.
- [17] Fluhr E J , Baumgartner S , D Boerstler, et al. The 12-Core POWER8™ Processor With 7.6 Tb/s IO Bandwidth, Integrated Voltage Regulation, and Resonant Clocking[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(1):10-23.
- [18] J. Man, W. Chen, H. Zhang, et al. High speed optical interconnects with PAM4 modulation for short-reach applications[C]. IEEE CPMT Symposium Japan (ICSJ), 2015, pp.70-72.
- [19] Baehr-Jones T , Ding R , Liu Y , et al. Ultralow drive voltage silicon traveling-wave modulator[J]. Optics Express, 2012, 20(11):12014-12020.
- [20] Keysight. PAM-4 Design Challenges and the Implications on Test[R/OL]. Keysight Technology.
- [21] L. Zheng, J. Ding, S. Shao, et al. Silicon PAM-4 optical modulator driven by two binary electrical signals with different peak-to-peak voltages[C]. 2017 16th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON), Wuzhen, 2017, pp. 1-3.
- [22] A. Samani, M. Chagnon, D. Patel, et al. A Low-Voltage 35-GHz Silicon Photonic Modulator-Enabled 112-Gb/s Transmission System[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(3):1-13.
- [23] D. Patel, A. Samani, V. Veerasubramanian, et al. Silicon Photonic Segmented

- Modulator-Based Electro-Optic DAC for 100 Gb/s PAM-4 Generation[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(23):2433-2436.
- [24] P. Rito, D. Petousi, S. Lischke, et al. A Monolithically Integrated Segmented Linear Driver and Modulator in EPIC 0.25 μ m SiGe:C BiCMOS Platform[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(12):4561-4572.
- [25] IEEE Standard for Ethernet-Amendment 10: Media Access Control Parameters, Physical Layers, and Management Parameters for 200 Gb/s and 400 Gb/s Operation[C]. IEEE Std 802.3bs, 2017.
- [26] Z. Li, F. Liu, Y. Sun, et al. Study on Characteristics of Mach-Zehnder Electro-Optical Modulator[C]. 2019 20th International Conference on Electronic Packaging Technology(ICEPT), 2019, pp. 1-4.
- [27] 张卫钢. 通信原理与通信技术[M]. 西安电子科技大学出版社, 2003.
- [28] H.H. Stephen, W.H. Garrett, A.M. James. High Speed High-Speed Digital System Design —A Handbook of Interconnect Theory and Design Practices [M]. JOHN WILEY & SONS, INC.2000.
- [29] Bogatin E. 信号完整性分析[M]. 电子工业出版社, 2005.
- [30] Bogatin E, Enterprises B, Resso M. Differential impedance measurement with time domain Reflectometry[J]. Agilent, AN, 2002: 1382-1385.
- [31] Ballo D. Network analyzer basics[M]. Hewlett-packard company microwave instruments division, 1997.
- [32] 高巍. 高频高速电子系统中的信号完整性研究[D]. 中国科学院研究生院, 2010.
- [33] Soref R A , Bennett B R . Electrooptical effects in silicon[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1987, QE-23(1):123-129.
- [34] Soref R A , Bennett B R . Kramers-kronig analysis of electro-optical switching in silicon[J]. Proc SPIE, 1986, 704.
- [35] Burke S, Kendall P, Robson P, et al. Design of ridge waveguide couplers with carrier injection using discrete spectral index method [J]. Electronics Letters, 1992, 28(9): 841-2.
- [36] 范寿康. 微波技术与微波电路[M]. 机械工业出版社, 2003.

- [37] 李淼峰. 100G 硅光调制器集成芯片研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2018.
- [38] Patel D. Design, analysis, and performance of a silicon photonic traveling wave Mach-Zehnder modulator[D]. Masters Diss. McGill University (2014).
- [39] 唐雄贵, 廖进昆, 李和平,等. 新型非对称 Y 分支波导设计与分析[J]. 光学学报, 2009, (08):2077-2081.
- [40] Lu Z, Yun H, Wang Y, et al. Broadband silicon photonic directional coupler using asymmetric-waveguide based phase control[J]. Optics Express, 2015, 23(3):3795-3808.
- [41] C. Burtcher, D. Seyringer and M. Lucki. Study of the optical properties of 1×16 splitter based on Y-branch and MMI approaches[C]. 2016 18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Trento, Italy, 2016, pp.1-4.
- [42] Florian, Merget, Saeed, et al. Silicon photonics plasma-modulators with advanced transmission line design[J]. Optics Express, 2013.

致 谢

时光荏苒，三年的硕士生涯已接近尾声。中国科学院微电子研究所的这三年时光既充实又愉快，是青春中最为美好而宝贵的回忆。回顾走过的路，有许多人给予我帮助和关心，我怀着无比激动的心情对他们表示衷心的感谢。

我要衷心的感谢我的导师刘丰满研究员。感谢刘老师在科研道路中的帮助与指引，悉心地指导我的选题，并且能提供各方面的资源支持，为我营造了良好的科研支撑。当在生活 and 工作中遇到困难与阻碍时，他总能无私地给予关心和帮助。刘老师工作严谨的科研态度和豁达宽容的生活态度给我产生了深远的影响。尽管学生时代暂告一段落，但是在未来的道路上，他的品质会一直感染着我前进。

感谢光电组所有成员对我的帮助、关心与指导。感谢薛海韵副研究员给我在科研方法上的指导。感谢孙瑜副研究员在我课题研究上给予的指导与帮助，给予了许多有效的建议，帮助我提升科研能力。感谢何慧敏助理研究员提供的指导，在难点分析和细节指导等方面都有她无微不至地关心和帮助，使我拓展了自己的知识面。感谢几位光电组的师兄师姐（隗娟、李志雄、孙思维），在学习上他们给我提供了指导，在生活上也同时给我提供了帮助。感谢几位光电组的同学（郑奇、白利娟、牛星茂）以及师弟（阳鹏），在平时跟他们探讨问题的同时，自己也学到了很多；在生活上，他们的陪伴给我带来了许多快乐的回忆。

感谢王启东、李君、周云燕、苏梅英、尹雯、王旭刚、余秋生、朱国鑫等九室所有成员长期以来的帮助与支持，他们给我三年的研究生生活带来了美好的回忆。

感谢陈颖、万伟康、元健、楚姣、高溶唯、陈海英、杨海博等九室同学的帮助与陪伴，他们使我在所里的生活变得充实而精彩，成为我最难忘的回忆。

感谢人教处崔京、吴璇、李惠子、庞晓敏等老师对我生活上的诸多帮助和关心。

感谢我的父母亲人对我多年学习的支持与理解。每当遇到挫折和困难时，父母总是第一时间给我最坚强的支持，让我能够安心地继续学业，温馨和睦的家庭氛围也给了我有力的精神支持，是我心灵的港湾。没有他们的支持、爱护与理解，就没有我的今天。

陈莹

2021 年 6 月

作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果

作者简历:

2014 年 06 月——2018 年 06 月, 在扬州大学物理科学与技术学院(系)获得学士学位。

2018 年 09 月——2021 年 06 月, 在中国科学院微电子研究所攻读硕士学位。

已发表(或正式接受)的学术论文:

一作论文:

[1] Ying Chen, Fengman Liu, Jun Wei, et.al. Segmented Mach-Zehnder Modulator for High-level PAM Generation[C]. 21th International Conference on Electronic Packaging Technology, Guang Zhou City, China.

[2] 陈莹, 宋文泰, 何慧敏, 薛海韵, 孙瑜, 缪昱, 刘丰满. $4 \times 25\text{Gbps}$ 光电收发一体模块封装的设计与实现. 光通信技术. 2020.

[3] 陈莹, 刘丰满, 隗娟, 何慧敏, 薛海韵, 孙瑜, 郑奇, 王启东. 一种新型光域 PAM4 调制器及关键性能建模分析. 半导体光电. 2021.

合作论文及专利:

[1] Siwei Sun, Ying Chen, Yu Sun, Fengman Liu, Liqiang Cao, et.al. Novel low-loss fiber-chip edge coupler for coupling standard single mode fibers to silicon photonic wire waveguides. Photonics. 2021.

[2] 李志雄, 刘丰满, 陈莹, 隗娟; 曹立强. 一种双臂驱动四级脉冲幅度调制器及其调制方法. 201911330396.5

获奖情况:

[1] 2021.01 荣获中国科学院微电子所荣誉奖学金。

