



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

硕士学位论文

微环调制器及光电收发机封装技术的研究

作者姓名：_____ 吴越

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

2022 年 6 月

Research on Micro-Ring Modulator and the Packaging
Technology of Opto-electronic Transceiver Based on
Micro-Ring Modulator

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

Yue Wu

Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences

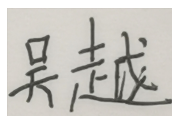
June 2022

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：



日期：

2022.05.23

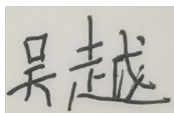
中国科学院大学

学位论文授权使用声明

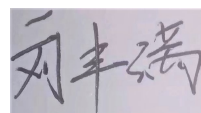
本人完全了解并同意遵守中国科学院有关保存和使用学位论文的规定，即中国科学院有权保留送交学位论文的副本，允许该论文被查阅，可以按照学术研究公开原则和保护知识产权的原则公布该论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存、汇编本学位论文。

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：



导师签名：



日期：

2022.05.23

日期：

2022.05.23

摘 要

5G、超高清视频、大数据等应用的蓬勃发展推动着全球数据流量指数型增长,从 2011 年到 2021 年,移动网络的数据流量增长了将近 300 倍,未来还将以 50%左右年均同比增长率快速增加。光纤通信承载了全球 95%以上的数据流量,快速增长的数据流量对光纤通信的容量提出了更高的要求。光电收发机作为光纤通信的硬件基础,在提升传输速率的迫切需求下,正逐渐成为光电通信领域的研究热点。本文研究比较了不同光电发射机的技术路线,讨论了硅基微环调制器(Micro-Ring Modulator, MRM)因其小尺寸、低功耗和高速率的优势而具有的研究价值,并围绕 MRM 的仿真设计以及基于 MRM 的光电发射机的实现展开研究,本文主要内容可归纳如下:

(1) 通过调研文献,比较了光电发射机的技术路线,包括直接调制激光器(Directly Modulated Laser, DML)、电吸收调制器(Electrical Absorption Modulator, EAM)、铌酸锂(Lithium Niobate, LN)调制器、硅基马赫-曾德调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)以及 MRM,明确了 MRM 的技术优势与研究价值。

(2) 针对 MRM 设计中带宽和调制效率变化规律不明确的问题,本文结合理论与仿真,研究了 MRM 的带宽与调制效率随掺杂方式、调制长度以及品质因子 Q 的变化关系,总结了 MRM 的仿真设计流程。

(3) 研究了当前稳定 MRM 谐振波长的各种方案,创新地提出了具有谐振腔内光导加热器的微环调制器(MRM with In-Resonator Photoconductive Heater, IRPH MRM),结合相应的硬件与算法,IRPH MRM 能够以更简单的工艺和更少的器件实现 MRM 谐振波长的稳定,并且研究了 MRM 的平均传输光谱具有双峰值的条件,提出了双峰值判据(Double-Peak Criterion, DP Criterion),为 IRPH MRM 的应用提供了理论基础。

(4) 根据波分复用(Wavelength Division and Multiplexing, WDM)发射机(Transmitter, Tx)向着更多通道、更高速率的发展趋势,本文设计了具有 12

个波长通道、采用热电制冷器 (Thermo-Electric Cooler, TEC) 与光芯片 (Photonic Integrated Circuit, PIC) 共封装的发射机 (Copackaged of TEC and PIC Transmitter, CTP Tx), CTP Tx 能够完成单通道 15Gbps NRZ 信号的调制。同时设计制造了 4 通道、单通道 56Gbps PAM4 接收机, 构建了一个完整的光电收发系统。

关键词: 微环调制器, 光电收发机, WDM 发射机, 硅基光子学。

Abstract

The vigorous development of 5G, UHD video, Big Data and other applications has promoted the exponential growth of global data traffic. From 2011 to 2021, the data traffic of mobile network has increased nearly 300 times, and will increase rapidly at an average annual growth rate of about 50% in the future. Optical fiber communication carries more than 95% of the global data traffic. The rapid growth of data traffic puts forward higher requirements for the capacity of optical fiber communication. As the hardware foundation of optical fiber communication, photoelectric transceiver system is developing towards higher speed under the pressure of increasing transmission capacity. This paper studies and compares the technical routes of different photoelectric transmitters, discusses the research value of silicon-based micro ring modulator (MRM) because of its advantages of small size, low power consumption and high speed, and focuses on the simulation design of MRM and the implementation of photoelectric transmitter based on MRM. The main contents of this paper can be summarized as follows;

(1) Through literature research, the technical routes of photoelectric transmitters are compared, including directly modulated laser (DML), electrical absorption modulator (EAM), lithium niobate (LN) modulator, silicon-based photoelectric Mach Zehnder modulator (MZM) and MRM, and the technical advantages and research value of MRM are clarified.

(2) Aiming at the problem that the variation law of bandwidth and modulation efficiency in MRM design is not clear, combined with theory and simulation, this paper studies the variation relationship between bandwidth and modulation efficiency of MRM with doping mode, modulation length and Q value, and summarizes the simulation design process of MRM.

(3) Various schemes of MRM resonant wavelength stabilization are studied, and a

micro ring modulator with in resonator photoconductive heater is innovatively proposed. Combined with the corresponding hardware and algorithm, IRPH MRM can stabilize the MRM resonant wavelength with simpler process and fewer devices, and the condition that the average transmission spectrum of MRM has double peaks is studied, A double peak criterion (DP criterion) is proposed, which provides a theoretical basis for the application of IRPH MRM.

(4) According to the development trend of wavelength division and multiplexing (WDM) transmitter (TX) towards more channels and higher rate, a transmitter with 12 wavelength channels is designed in this paper, CTP TX can complete the modulation of single channel 15 Gbps NRZ signal. At the same time, a 4-channel and each channel conveying 56 Gbps PAM4 receiver is designed and manufactured, and a complete opto-electronic transceiver system is constructed.

Key Words: Microing Modulator, Optical Transceiver, WDM Transmitter, Silicon Photonics.

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 研究背景及意义	1
1.2 光电收发机的技术路线及研究进展	3
1.2.1 硅基微环调制器的研究现状	11
1.3 硅基调制器的调制机理	14
1.3.1 等离子色散效应	14
1.3.2 硅基调制器中的 PN 结	14
1.4 调制器及光电收发机的评价指标	15
1.5 本文的主要创新点及章节安排	18
第 2 章 微环调制器多参数仿真及设计	21
2.1 微环调制器设计方法调研	21
2.2 微环调制器参数仿真及分析	23
2.2.1 波导结构的确定	23
2.2.2 微环调制器带宽及掺杂设计	24
2.2.3 调制长度 L 设计	27
2.2.4 Q 值设计	30
2.3 MRM 仿真设计流程总结	33
2.4 本章小结	33
第 3 章 具有谐振波长稳定结构的微环调制器	35
3.1 MRM 的谐振波长偏移以及解决方案调研	35
3.2 光导加热器	38
3.3 具有谐振腔内光导加热器的微环调制器	40
3.3.1 实现 IRPH 光电流稳定的硬件与算法	43
3.4 MRM 平均传输光谱具有双峰值的判决条件	44
3.4.1 双峰值判据	46

3.4.2 双峰值判据充分性的证明	47
3.5 本章小结	48
第 4 章 光电收发机封装设计及组装测试	49
4.1 基于微环调制器的波分复用发射机研究现状	49
4.2 发射机、接收机芯片选型	51
4.3 热电制冷器与光芯片共封装发射机	53
4.3.1 发射机封装设计	53
4.3.2 测试与讨论	58
4.4 4 通道、单通道 56 Gb/s 接收机	64
4.4.1 接收机封装设计	64
4.4.2 测试与讨论	67
4.5 本章小结	68
第 5 章 总结与展望	69
5.1 本文工作总结	69
5.2 未来工作展望	69
参考文献	72
致 谢	78
作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果	79

图目录

图 1.1	全球移动网络数据流量和同比增长率 ^[1]	2
图 1.2	5G 和 4G 部署前几年的签约用户年增长率对比图 ^[1]	2
图 1.3	高琨因其对光纤做出的贡献获得诺贝尔物理学奖 ^[2]	2
图 1.4	光纤系统容量增长趋势 ^[3]	3
图 1.5	光电收发链路	4
图 1.6	Intel 100G 硅光收发模块结构图 ^[4]	4
图 1.7	DML 调制中的电光转换	5
图 1.8	100Gbps 时分、波分复用的无源光网络 ^[5]	5
图 1.9	间接调制原理框图	6
图 1.10	SiFotonics 40Gbps 收发芯片 ^[6]	6
图 1.11	Ge 的吸收谱线随偏置电压的变化 ^[7]	7
图 1.12	异质集成的 EAM 发射机 ^[7]	7
图 1.13	IMEC 50GHz EAM 调制器 ^[7]	7
图 1.14	100GHz 带宽混合集成 TF-LN 调制器 ^[9]	8
图 1.15	1dB 低损耗 TF-LN 调制器 ^[10]	8
图 1.16	MZM 调制器基本结构	10
图 1.17	MZM 强度调制原理 ^[11]	10
图 1.18	McGill 大学 41GHz MZM ^[12]	10
图 1.19	光子晶体型 MZM ^[13]	11
图 1.20	衬底掏空 MZM ^[14]	11
图 1.21	MRM 基本结构	12
图 1.22	MRM 相较 MZM 的优势 ^[15]	12
图 1.23	双 MRM 差分驱动结构 ^[17]	13
图 1.24	国家信息光电子创新中心 79 GHz MRM 误码率 (BER) 随数据速率的	13

图 1.25 3 种类型的调制器 (a) 载流子积累型调制器 (b) 载流子注入型调制器 (c) 载流子耗尽型调制器 ^[21]	15
图 1.26 频率传递函数与 3dB 带宽 ^[32]	16
图 1.27 眼图	17
图 2.1 2005 年, Xu Qianfan 等研制的第一个 MRM 调制器 ^[36]	22
图 2.2 Intel 研制的具有倒 L 型结构 PN 结的 MRM ^[37]	22
图 2.3 MRM 设计中参数与性能的影响关系	23
图 2.4 本章研究的 MRM 波导	23
图 2.5 f/f_o 与 f_e/f_o 之间的关系	24
图 2.6 MRM 波导截面示意图	25
图 2.7 R_0 、 C_0 和 f_e 随 C_n 的变化	26
图 2.8 增加掺杂区域后的波导截面示意图	26
图 2.9 R_0 、 C_0 和 f_e 随 x 的变化	27
图 2.10 MRM 模型及参数说明 (a) MRM 平面结构; (b) 一段 MRM 和相应的等效电阻	28
图 2.11 不同 L 情况下的 ER-IL 变化曲线, $Q=5000$	29
图 2.12 E 和 ER 随 L 的变化曲线	30
图 2.13 d_1 、 d_2 均为 $0.3\mu\text{m}$ 时, Q 与 L 的关系	31
图 2.14 L 等于 $160\mu\text{m}$ 时, Q 与 d_1 、 d_2 的关系	32
图 2.15 不同 Q 值下的 ER-IL 变化曲线, $L=160\mu\text{m}$	32
图 2.16 f_o 、ER 对 Q 的数值关系	33
图 3.1 Min-Hyeong Kim 等测试的 MRM 传输光谱随温度的变化情况 ^[54]	36
图 3.2 常用的 MRM 谐振波长稳定机制 ^[54]	36
图 3.3 Intel 的 Hao Li 等提出的 MRM 谐振波长稳定方案 ^[55]	37
图 3.4 硅材料中的半导体光电效应 ^[60]	38
图 3.5 硅的电阻率随掺杂浓度的变化曲线 ^[61]	39
图 3.6 (a) IRPH MRF 结构示意图 (b) 在有输入光和无输入光条件下, IRPH 的 I-V 曲线 (c) IRPH MRF 下行端谐振峰的传输光谱以及 I_{PD} 随输入光波长的	

变化 ^[63]	40
图 3.7 IRPH MRM 结构示意图	41
图 3.8 在 Through 端, 一个低带宽的 PD 探测到的 MRM 的传输光谱是 2 个相电压下传输光谱的平均 ^[55]	41
图 3.9 调制电压摆幅为 4V _{pp} 、两个相电压分别为-1V 和-5V 的 MRM 传输光谱、平均传输光谱以及对应的 IRPH 的光电流 I _{PD}	42
图 3.10 调制电压摆幅为 2V _{pp} 、两个相电压分别为+2V 和 0V 的 MRM 传输光谱、平均传输光谱以及对应的 IRPH 的光电流 I _{PD}	43
图 3.11 设置 VIRPH, 读取 IRPH 需要的硬件	43
图 3.12 I _{PD} 峰值稳定算法	44
图 3.13 (a) T _{transmission} 光谱 (b) T _{coupling} 光谱	45
图 3.14 瑞利判据 ^[65]	46
图 3.15 $\Delta\lambda$ 等于 λ_{FWHM} 时, 两个相电压 V ₁ 、V ₂ 的谐振峰曲线以及其平均传输光谱	48
图 4.1 4×25Gbps WDM 发射机原理图 ^[66]	50
图 4.2 4×50Gbps 光电收发模块 ^[67]	50
图 4.3 8×50Gbps WDM 光电收发器芯片 ^[68]	50
图 4.4 4×112 Gbps CPO 发射机 ^[69]	50
图 4.5 PIC 光学结构示意图	52
图 4.7 Rx 光探测器芯片	52
图 4.10 CTP Tx 封装平面图	53
图 4.11 CTP Tx 封装垂直截面图	54
图 4.12 版图设计: (a) PCB 版图; (b) 陶瓷电路板版图	54
图 4.13 偏置电路电路图	55
图 4.14 传输线仿真模型	56
图 4.15 传输线 S ₂₁ 参数的仿真结果, f _{TL} 约为 21GHz	57
图 4.16 CTP Tx 封装流程设计	57
图 4.17 CTP Tx 实物照片	58

图 4.18	MRM 传输光谱测试	58
图 4.19	不同 heater 功率下的 CTP Tx 的传输光谱	59
图 4.20	MRM 谐振波长随 heater 功率变化的测试数据与线性拟合	59
图 4.21	heater 调整后的 CTP Tx 的传输光谱	60
图 4.22	(a) 不同偏置电压下 MRM 的谐振峰 (b) MRM 谐振波长随偏置电压变化的测试数据与线性拟合	61
图 4.23	传输线阻抗测试结果, 阻抗最低位置处为 64.05Ω	61
图 4.24	传输线 S_{21} 参数的测试结果, 3dB 带宽约为 12.2GHz	62
图 4.25	CTP Tx 的电光带宽测试结果, 测试带宽 f_T 为 7.5GHz	62
图 4.26	CTP Tx 调制实验测试链路	63
图 4.27	CTP Tx 眼图, 测试速率 15Gbps	63
图 4.28	CTP Tx 眼图, 测试速率 17Gbps	64
图 4.29	TIA 与 CDR 之间的传输线模型	65
图 4.30	TIA 与 CDR 之间的传输线的 S_{21} 参数仿真结果, f_{TL} 为 44GHz	65
图 4.31	Rx 封装设计	66
图 4.32	Rx PCB 版图	66
图 4.33	Rx 实物照片	67
图 4.34	TIA 到 CDR 之间传输线的 S_{21} 参数测试结果	67
图 4.35	Rx 光电带宽测试结果	68
图 4.36	Rx 28Gbaud 信号眼图: (a) NRZ 信号; (b) PAM4	68
图 5.1	IRPH MRM 芯片版图	70
图 5.2	(a) CPO Tx 的封装示意图, (b) CPO Tx 的实物照片	71

表目录

表 1.1	不同调制器在带宽、调制效率成本以及集成度上的比较	13
表 4.1	基于 MRM 的 WDM Tx	51

第 1 章 绪论

1.1 研究背景及意义

全球数据流量在进入 21 世纪后一直呈现指数级增长,根据移动通信运营商爱立信发布的《爱立信移动市场报告》^[1],从 2011 年到 2021 年,移动网络的数据流量增长了将近 300 倍,如图 1.1 所示,全球移动网络数据流量以年均 50% 左右的增长率快速增加,在 2021 年末达到 80EB 每月,预计 2027 年将达到 370EB 每月。5G、物联网和超高清视频技术的发展推动着数据流量的增长,以 5G 技术为例,爱立信预计,在 2021 年底将有 6.6 亿人使用 5G,5G 设备将贡献全球 23% 的数据流量,如图 1.2 所示,5G 用户数量仍在快速增长。因此可以预计,在未来全球数据流量仍将快速增长,这就需不断地提高通信系统的传输能力。目前光纤通信系统承载了全球 95% 以上的数据流量,光频率高、损耗小的特点使其能够长距离地传输大量的信息,上个世纪的两个重要发明,奠定了光纤通信系统快速发展的基础,它们分别是低损耗光纤和掺铒光纤放大器(Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA)。1966 年,高琨提出通过降低材料中的杂质和改进工艺,就有可能制造出损耗低于 20dB/km 的光纤^[2],这样的光纤将使通过光长距离地传输信号成为可能。在该理论指导下,1970 年康宁公司率先研制出损耗低于 20dB/km 的光纤,开辟了光通信向光纤通信发展的道路。1985 年,英国南安普顿大学在光纤纤芯中掺入了 Er^{3+} ,研制出了 EDFA。EDFA 能放大在光纤中长距离传输的光信号,省去了之前需要的将衰减的光信号重新转换为电信号再变为光信号的电光转换设备,大大降低了光纤通信系统的硬件成本和能耗,使得高效且廉价的数据传输成为现实。同时 EDFA 的发明促进了 WDM 技术的发展,WDM 技术是在单根光纤内,利用多个不同波长的光进行数据传输,不同波长之间的光相互正交,数据传输互不干扰,WDM 能够进一步降低光纤通信系统的规模,增大光纤通信系统的容量。

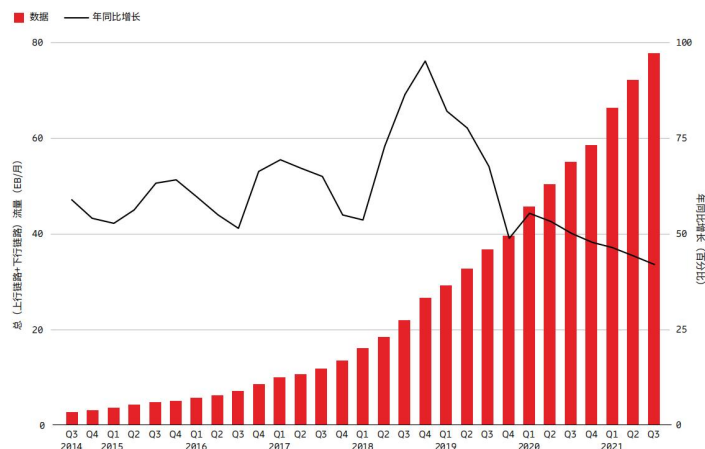


图 1.1 全球移动网络数据流量和同比增长率^[1]

Figure 1.1 Global mobile network data traffic and year-on-year growth rate

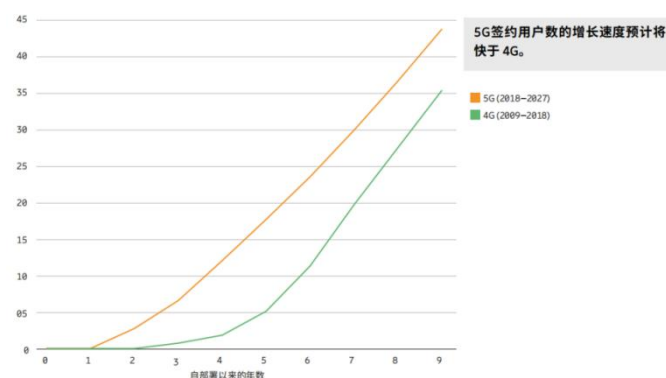


图 1.2 5G 和 4G 部署前几年的签约用户年增长率对比图^[1]

Figure 1.2 Comparison of annual growth rate of contracted users in the years before

5g and 4G deployment



图 1.3 高琨因其对光纤做出的贡献获得诺贝尔物理学奖^[2]

Figure 1.3 Gao Kun won the Nobel Prize in physics for his contribution to optical

fiber

为了满足信息社会发展迅速增长的数据通信的需求，需要不断提高光纤通

信系统的传输容量。拉瓦尔大学的 Wei Shi 统计了光纤通信系统传输容量的发展趋势^[3]，如图 1.4 所示，数据传输的符号速率（symbol rate）以每年 10% 的年均复合增长率增加，国际间海底光缆（submarine cable）的传输容量的年均复合增长率为 30%，而在结合了 WDM 和空分复用（Space Division and Multiplexing, SDM）技术的光纤传输系统的容量增长最快，不断刷新着研究记录，为光纤通信系统容量的进步提供指引。未来继续研究光纤通信技术、提高通信容量的需求仍然十分迫切，因此光纤通信系统的研究具有重要的意义。

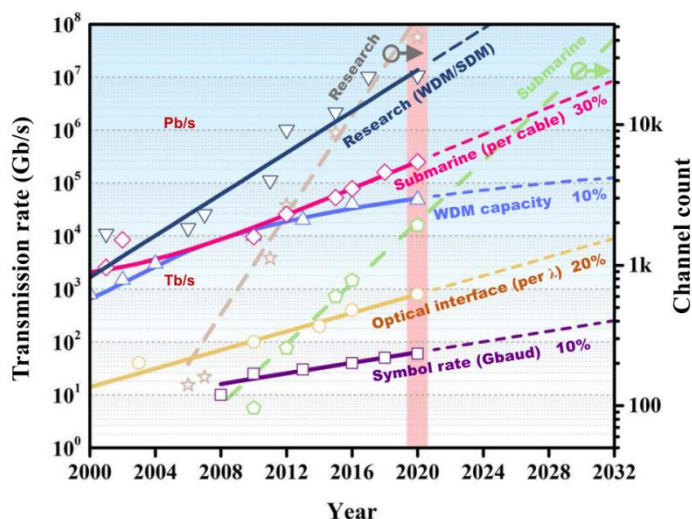


图 1.4 光纤系统容量增长趋势^[3]

Figure 1.4 Growth trend of optical fiber system capacity

1.2 光电收发机的技术路线及研究进展

光电收发机（optic-electric transceiver）是光纤通信系统的基础，完成光电、电光信号的转换，图 1.5 显示了一个基础的光电收发链路，可划分为发射机（Tx）、光纤（optical fiber）和接收机（Rx）三个部分。为了完成数据的接收和发送，每个光电收发链路都包含发射机和接收机。目前 Intel 已经开发出了应用于数据中心的光电收发机产品^[4]，如图 1.6 所示，该产品为面向 100G 数据通信标准的光模块，采用 WDM 技术，其 Tx 主要由磷化铟(InP)激光器、硅基调制器(silicon modulator)和波长复用器(Multiplexer, MUX)组成，Rx 包含光电探测器(Photo Detector, PD)以及后续的跨阻放大器(Trans-impedance Amplifier, TIA)等。

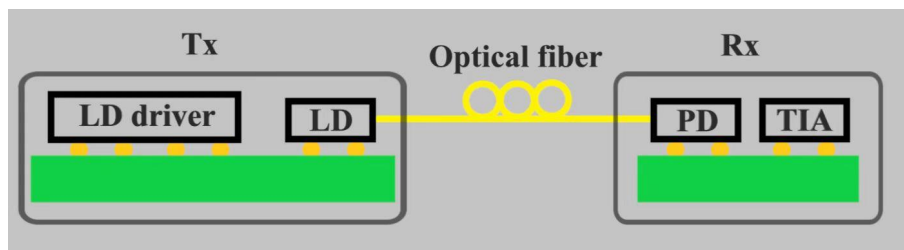


图 1.5 光电收发链路

Figure 1.5 Photoelectric transceiver link

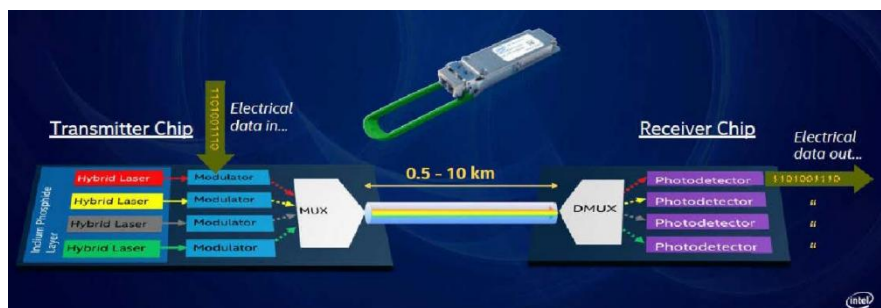
图 1.6 Intel 100G 硅光收发模块结构图^[5]

Figure 1.6 Structure diagram of Intel 100g silicon optical transceiver module

Tx 的功能是将电信号加载到光波上，光纤通信系统对 Tx 的要求是高数据速率、低功耗、低成本和小尺寸。Tx 一般包括驱动电路和调制器。由不同的调制方式、调制器分类，调制器可分为直接调制激光器（DML）、电吸收调制器（EML）、铌酸锂（LN）调制器、硅基调制器等。其中 DML 属于直接调制，如图 1.7 所示，DML 是将电信号直接输入激光器，控制激光器输出功率变化来发送数据。DML 的优点是结构简单，缺点是在调制过程中，激光器的电流大小随数据流变化，同时激光器的发射光的频率随电流变化，这样在传输过程中就会产生频率啁啾（chirp），即因为不同频率光传播速度不一样而导致的光脉冲展宽，这样当传输的数据率较高时，不同的数据脉冲将互相交叠，降低信号质量，所以 DML 一般用在较低数据速率的场合。2015 年，Zhao Zhou 等通过使用 delay interferometer 器件降低了 DML chirp 的影响^[6]，首次实现了 100Gbps 时分、波分复用（TWDM）的无源光网络，如图 1.8 所示，其中共有 4 路 DML，每路 DML 的数据速率为 25Gbps。

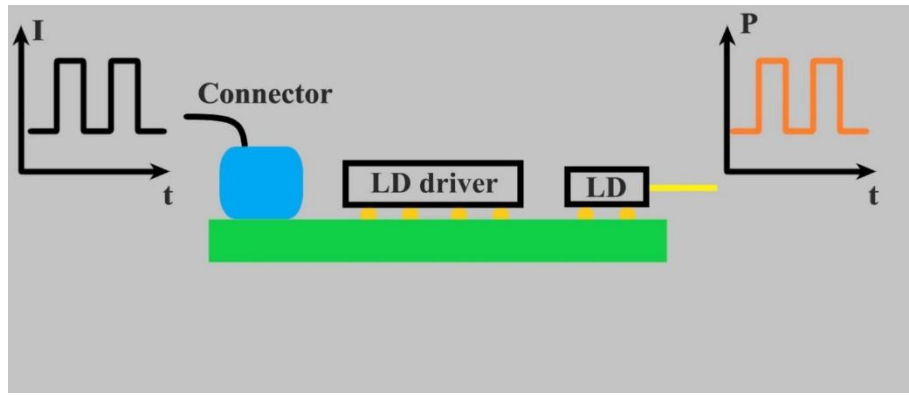


图 1.7 DML 调制中的电光转换

Figure 1.7 Electro-optic conversion in DML modulation

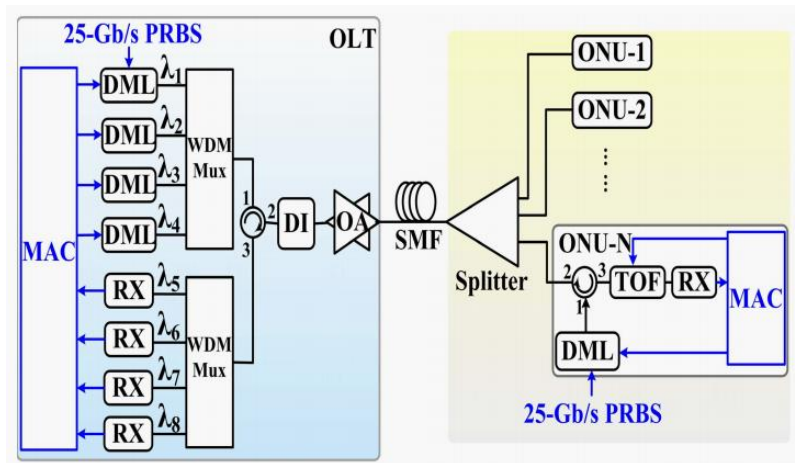
图 1.8 100Gbps 时分、波分复用的无源光网络^[6]

Figure 1.8 100 Gbps time division and multiplexing, wavelength division and multiplexing passive optical network

为了解决直接调制不能进行高速调制的问题，间接调制应运而生。图 1.9 为间接调制的示意图，间接调制含有单独的调制器，将光的产生和光的调制分离，避免了激光器电流变化带来的频率啁啾问题。如图 1.10 所示，SiFotonics 的商用相干收发芯片即采用了间接调制的方式，其在单个芯片上集成了 Tx 和 Rx^[7]，数据速率能达到 40Gbps，在整个收发模块中，调制器（modulator）是一个关键的组件，决定了收发器的质量。

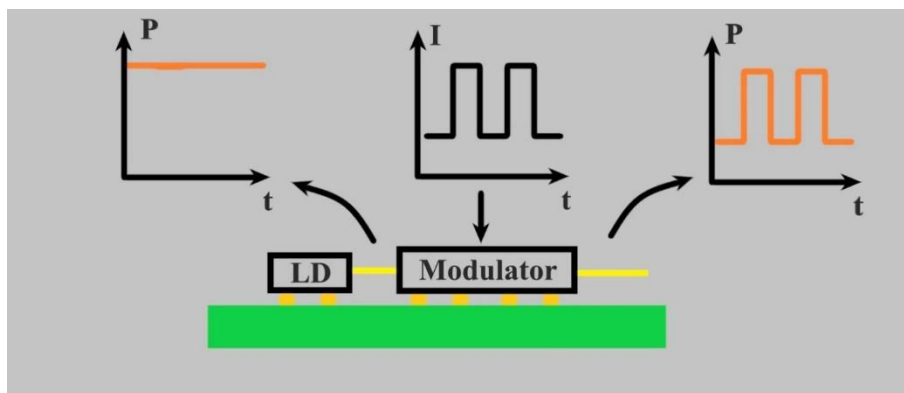


图 1.9 间接调制原理框图

Figure 1.9 Block diagram of indirect modulation

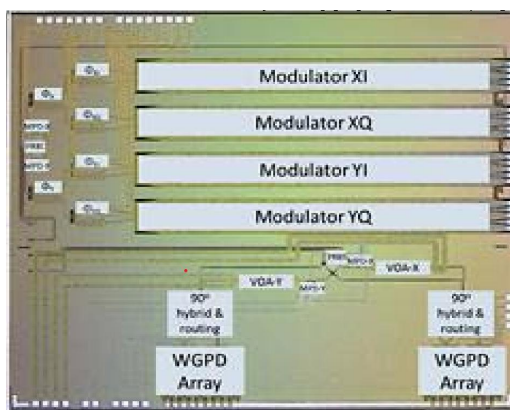
图 1.10 SiFotonics 40Gbps 收发芯片^[7]

Figure 1.10 SiFotonics 40Gbps transceiver chip

EAM 利用 Franz-Keldysh (FK) 效应进行调制, 如图 1.11 所示, 对半导体 PN 结施加不同的电压, 吸收谱线将发生改变, 因此通过改变电压就能改变通过 EAM 的光功率大小, 进而实现调制。图 1.12 显示了传统 EAM 的结构和应用方式, 通过异质集成将分布式反馈布拉格 (Distributed Feedback Bragg, DFB) 激光器和 EAM 集成在同一衬底上, 多个不同波长的激光器和 EAM 可构成 WDM 的发射机。由 IMEC 研制的 EAM 在 -1V 偏压下能实现 50GHz 的高带宽^[8], 在 2V_{pp} 的电压调制幅度下能实现 5.2dB 的消光比 (Extinction Ratio, ER) 和 5.3dB 的 IL, 如图 1.13 所示。EAM 能很好地解决 DML 频率啁啾的问题, 并实现较高的调制带宽, 但制造 EAM 的异质集成技术成本较高且难以进一步提高集成度。

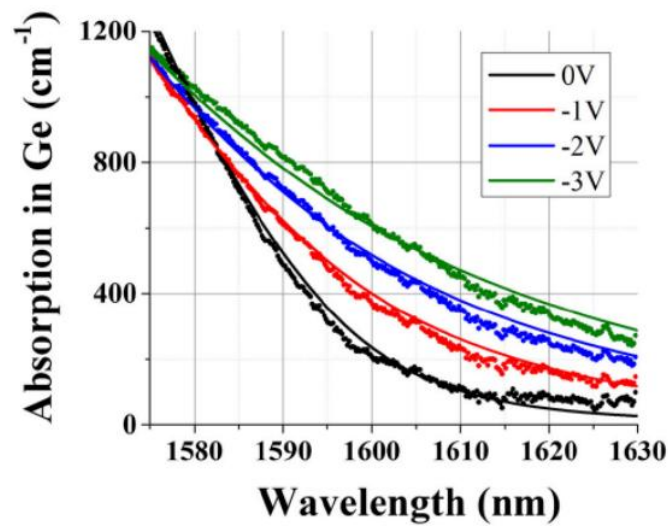


图 1.11 Ge 的吸收谱线随偏置电压的变化^[9]

Figure 1.11 Variation of Ge absorption spectrum with bias voltage

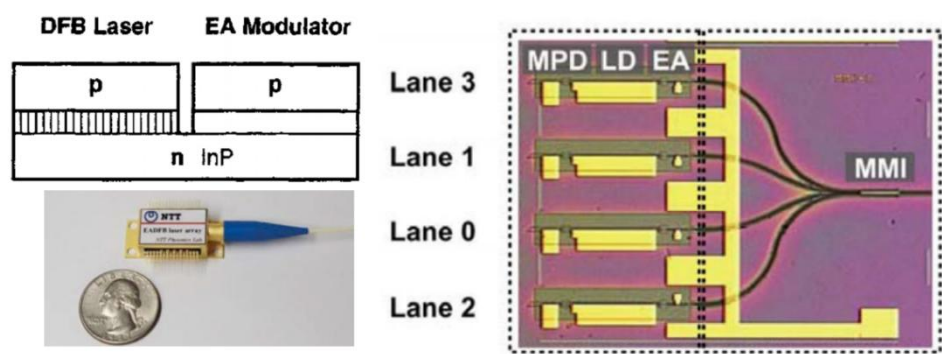


图 1.12 异质集成的 EAM 发射机^[8]

Figure 1.12 Heterogeneous EAM integrated transmitter

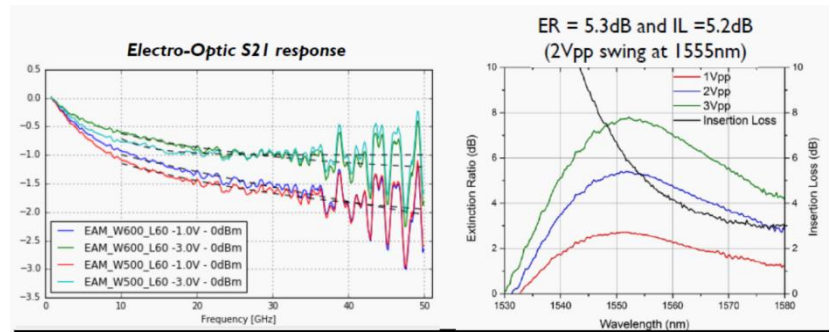


图 1.13 IMEC 50GHz EAM 调制器^[8]

Figure 1.13 IMEC 50GHz EAM modulator

LN 材料具有线性电光效应和较高的电光系数，这意味着 LN 调制器可以实现较高的调制效率，同时 LN 材料具有非常高的本征带宽，能够实现高带宽的

调制器，近年来随着生产工艺的进步，薄膜铌酸锂（Thin Film LN，TF-LN）的应用开始变得广泛，TF-LN 能够解决体 LN 材料中存在的高微波损耗的问题^[10]，实现高带宽、低损耗和高调制效率的调制器，2018 年 WEIGEL P O 研制了带宽大于 100GHz，半波电压长度积小于 $2\text{V}\cdot\text{cm}$ 的 TF-LN 调制器^[11]，如图 1.14 所示，通过在硅基晶圆上键合 LN 薄膜，得到混合集成的 TF-LN 调制器。2019 年，同样是 WEIGEL P O 团队，通过减小键合区硅波导的宽度，增大了 TF-LN 调制器的调制效率并将 IL 降至 1dB 以下^[12]，而现在常规的硅基耦合器的 IL 在 3dB 左右，该调制器的应用能大大降低调制器 IL 在整个光纤链路中的占比。TF-LN 与绝缘体上硅材料的集成（SOI），能使调制器具有高带宽、高调制效率和高集成度的优点，但是 TF-LN 的生产工艺复杂，且 TF-LN 与 SOI 的键合大大增加了封装的难度，使得 TF-LN 调制器的成本较高。

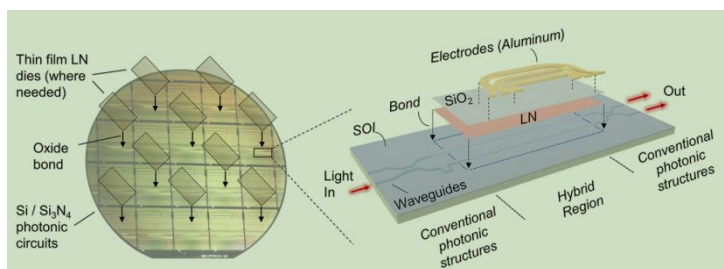


图 1.14 100GHz 带宽混合集成 TF-LN 调制器^[11]

Figure 1.14 100GHz bandwidth hybrid integrated TF-LN modulator

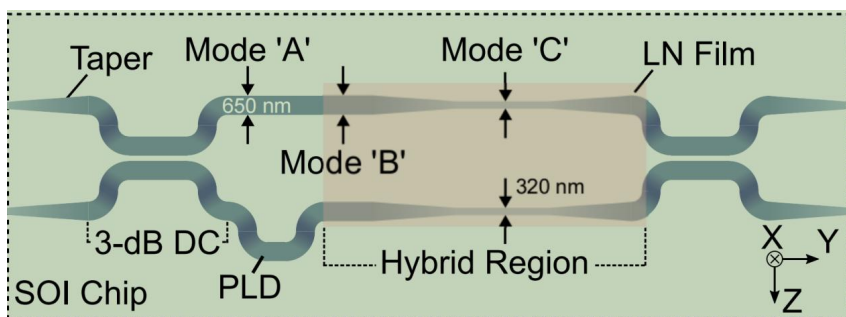


图 1.15 1dB 低损耗 TF-LN 调制器^[12]

Figure 1.15 1dB low insert loss TF-LN modulator

基于硅材料的硅基调制器一直被寄予厚望，因为集成电路几十年的发展使得硅材料的微纳加工技术非常成熟，使用硅基光电子技术能大大降低生产成本，并且可以将含有各种光学器件的光芯片与电芯片进行集成，显著提高集成度。

目前基于 InP 的 500G 光电收发器已经包含了数百个光学元件，传输容量超过单波长 1Tbps 的下一代光纤通信系统复杂程度显著增加，已经不能再用分立元件实现，单波长容量超过 1Pbps 的超高容量光纤通信系统将包含 1000 个 WDM 和 SDM 信道^[3]，使得光电收发器的成本在整个通信系统成本中成为主要部分，硅基光电子技术是这一挑战的有效解决方案。

硅基调制器通过等离子色散效应（plasma dispersion effect）对光进行调制，改变 PN 结的电压能改变其中的载流子浓度，进而改变其折射率，利用折射率的改变就能实现相位调制或者强度调制。硅基 MZM 和硅基 MRM 是目前主流的两种基于等离子色散效应的调制器。

MZM 基本结构如图 1.16 所示，输入光在位置 C 处分束，分别进入两根波导内被调制，调制后的两束光具有不同的相位，之后在位置 D 合束，合束后光的强度与 A、B 波导内两束光的相位差 ϕ 有关，如图 1.17 所示^[13]，当 ϕ 分别为 0、 π 时，合束光的强度达到最大和最小。2015 年，McGill University 的 David Patel 等研制的 MZM 在 4V 的反偏电压下能达到 41GHz 的带宽^[14]，实现 60Gbps 的数据速率，但该调制器面积较大，如图 1.18 所示，其有源区长度超过 4mm。2019 年，Yokohama National University 的 Yosuke 等通过在波导中形成折射率周期性变化的结构^[15]，设计了光子晶体型 MZM，该类 MZM 利用慢光效应来增大调制效率，如图 1.19 所示，其调制区长度仅 200 μm ，在 64Gbps 的调制速率下能实现 4.8dB 的消光比，但该调制器的 IL 较大，在调制中达到 8dB。2018 年，MiaoFeng Li 等通过掏空 MZM 的衬底来降低行波电极的微波损耗，同时优化电光之间的速度匹配以及传输线的阻抗匹配，研制了长度为 2mm、带宽大于 50GHz 的 MZM^[16]，如图 1.20 所示，该 MZM 能在不借助光域、电域补偿的情况下实现开关键控（On-Off Key, OOK）调制下 90Gbps 和四级脉冲幅度调制（PAM4）112Gbps 的调制速率。

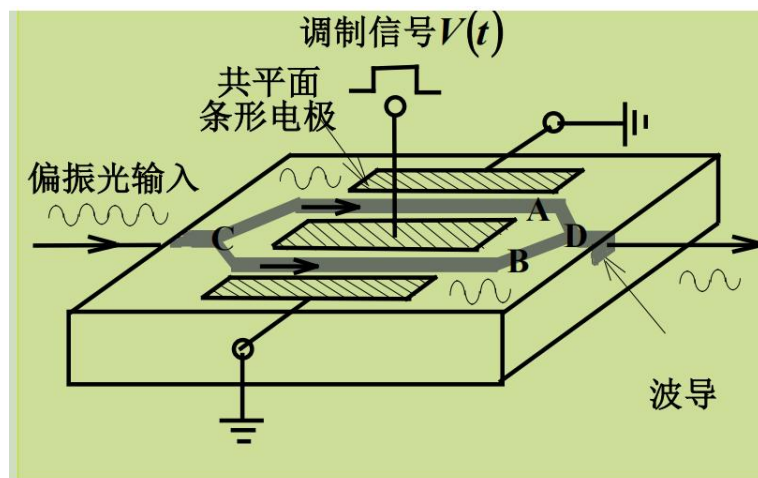


图 1.16 MZM 调制器基本结构

Figure 1.16 Basic structure of MZM

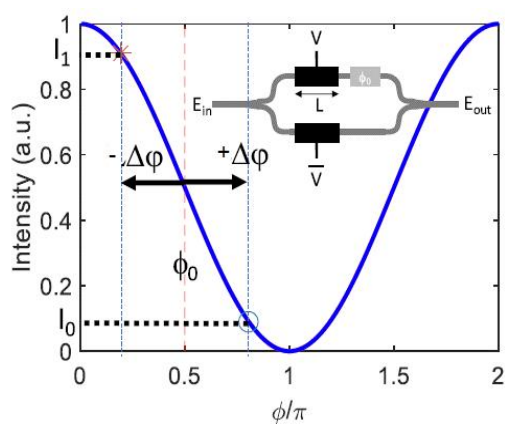


图 1.17 MZM 强度调制原理^[13]

Figure 1.17 MZM intensity modulation principle

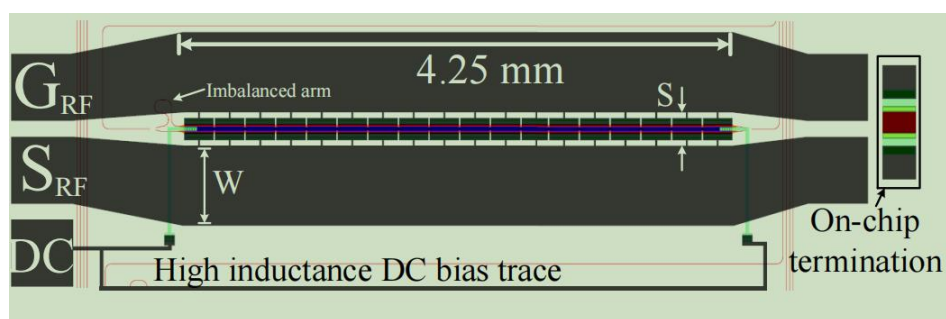


图 1.18 McGill 大学 41GHz MZM^[14]

Figure 1.18 41GHz MZM by McGill University

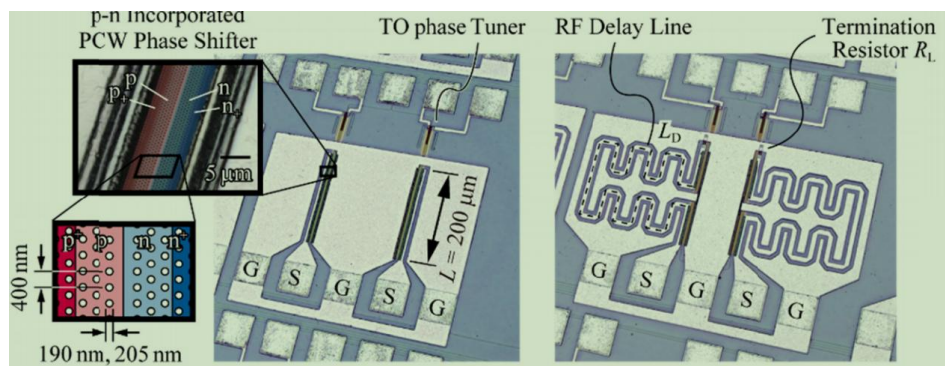
图 1.19 光子晶体型 MZM^[15]

Figure 1.19 Photonic crystal MZM

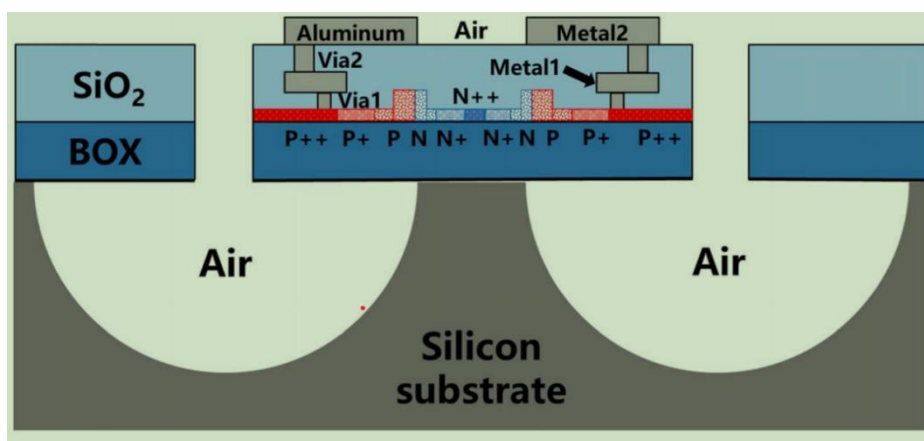
图 1.20 衬底掏空 MZM^[16]

Figure 1.20 Substrate hollowed MZM

1.2.1 硅基微环调制器的研究现状

典型的 MRM 结构如图 1.21 所示，包含一根直波导和一个经过掺杂后的环形波导，光从 Input 端输入，从 Through 端输出，环形波导上有 P 型和 N 型掺杂，在波导中心形成 PN 结，PN 结两侧的掺杂区分别引出调制器的阴极(Cathode)和阳极 (Anode)，通过改变电极电压，可改变从直波导耦合进环形波导的光功率，进而改变输出光功率。据 Intel 与 Ayar Labs 的研究^[17]，MRM 的器件面积较 MZM 小 100 倍，带宽密度比 MZM 高 25~50 倍，能量效率高 50 倍。

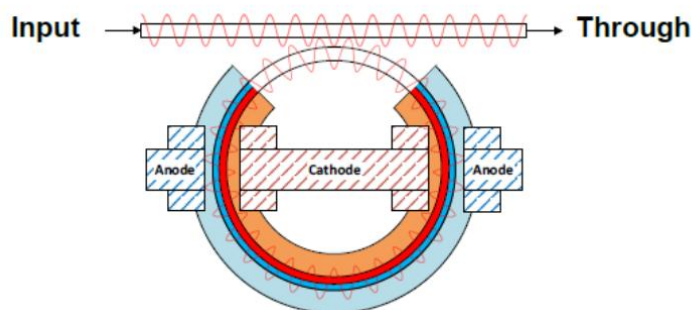


图 1.21 MRM 基本结构

Figure 1.21 Basic structure of MRM

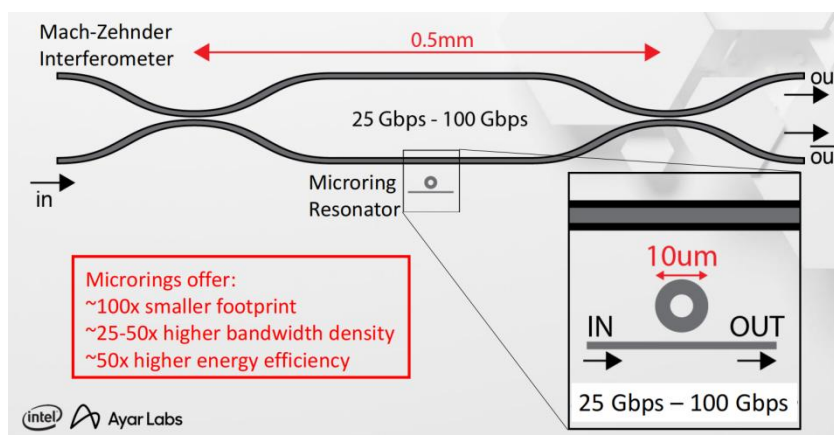
图 1.22 MRM 相较 MZM 的优势^[17]

Figure 1.22 Advantages of MRM over MZM

2009 年, Po Dong 等设计制造了比特能耗为 50fJ/bit 的 MRM^[18], 对应的 MRM 结电容为 50fF, 其 MRM 的半径为 15 μm , 较小的器件长度使其结电容低, 进而有较低的比特能耗。2020 年, Xinru Wu 等设计了差分双微环结构的调制器^[19], 如图 1.23 所示, 通过一个差分信号驱动两个 MRM 进行调制, 调制器能实现 144Gbps PAM4 的数据传输, 并能够较好的抑制频率啁啾。2021 年, 国家信息光电子创新中心的 Yuguang Zhang 等通过优化 PN 结的掺杂浓度和掺杂位置^[20], 同时利用硅基 MRM 中存在的本征时间动力学产生的 Optical peaking, 研制了带宽为 79 GHz 的 MRM, 实现了误码率小于 1.08×10^{-3} 的 200 Gbps PAM4 格式数据速率。

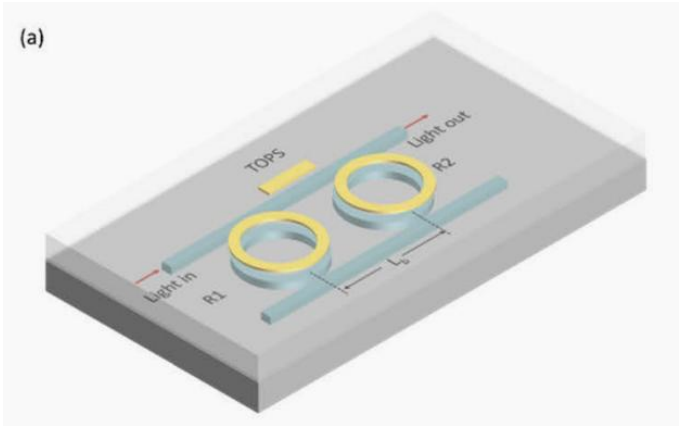


图 1.23 双 MRM 差分驱动结构^[19]

Figure 1.23 Dual MRM differential drive structure

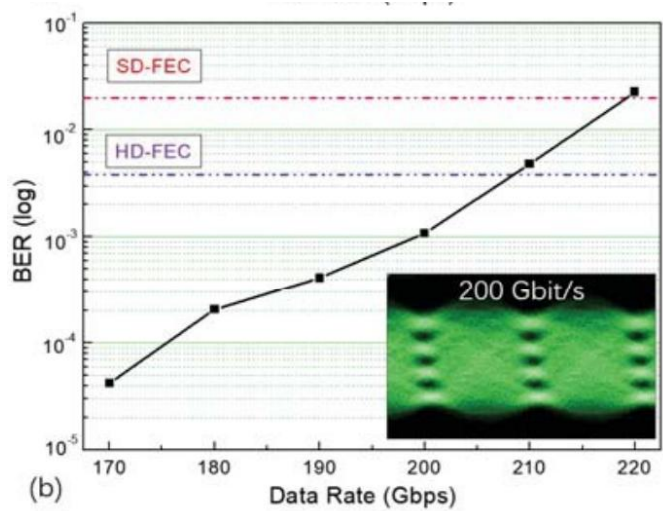


图 1.24 国家信息光电子创新中心 79 GHz MRM 误码率（BER）随数据速率的变化^[20]

Figure 1.24 Variation of bit error rate (BER) of 79 GHz MRM with data rate by National Information Optoelectronics Innovation Center

作为总结，表 1.1 比较了不同调制器在带宽、调制效率成本以及集成度上的表现，硅基 MRM 能实现较高的调制带宽，其微米级的尺寸使其具有高集成度、低功耗的优点，与互补金属氧化物半导体（Complementary Metal Semiconductor, CMOS）兼容的硅基工艺使其既具有低成本的优势，又能与 CMOS 电路集成，因此，硅基 MRM 以及基于硅基 MRM 的发射机具有较高的研究价值和应用前景。

表 1.1 不同调制器在带宽、调制效率成本以及集成度上的比较

Table 1.1 Comparison of bandwidth, modulation efficiency, cost and integration of different modulators

	带宽	调制效率	成本	集成度
DML	低	较高	低	较高
EAM	较高	高	较高	低
LN 调制器	高	高	高	低
硅基 MZM	较高	较高	低	较高
硅基 MRM	较高	中等	低	高

1.3 硅基调制器的调制机理

1.3.1 等离子色散效应

硅基调制器进行电光调制需要利用等离子色散效应，等离子色散效应指的是材料中载流子浓度的变化会改变材料的折射率。Kramers-Kronig 关系式描述了载流子浓度对材料折射率实部的影响^[21]：

$$\Delta n = \frac{-e^2 \lambda_0^2}{8\pi^2 c^3 \epsilon_0 n} \left(\frac{\Delta N_e}{m_e} + \frac{\Delta N_h}{m_h} \right) \quad \dots(1.1)$$

n 、 Δn 分别代表硅的折射率以及其变化量， ϵ_0 、 e 和 c 分别代表真空介电常数、电子电量以及真空中的光速， λ_0 代表光在真空中的波长， m_e 、 m_h 分别代表材料中自由电子和空穴的有效质量， ΔN_e 、 ΔN_h 分别代表材料中自由电子和空穴的浓度变化量。

1987 年，RA Soref 等通过总结大量实验数据，得到了 C 波段 Δn 随 ΔN_e 、 ΔN_h 变化的经验公式^[22]：

$$\Delta n = -8.8 \times 10^{-22} \Delta N_e - 8.5 \times 10^{-18} \Delta N_h^{0.8} \quad \dots(1.2)$$

1.3.2 硅基调制器中的 PN 结

公式指明了在硅波导中可以通过改变载流子浓度来实现调制，而改变载流子浓度需要利用 PN 结的特性。根据所使用 PN 结的不同形式，硅基调制器可

大致分为载流子积累型（carrier accumulation）调制器、载流子注入型（carrier injection）调制器以及载流子耗尽型（carrier depletion）调制器，如图 1.25 所示 [23]。

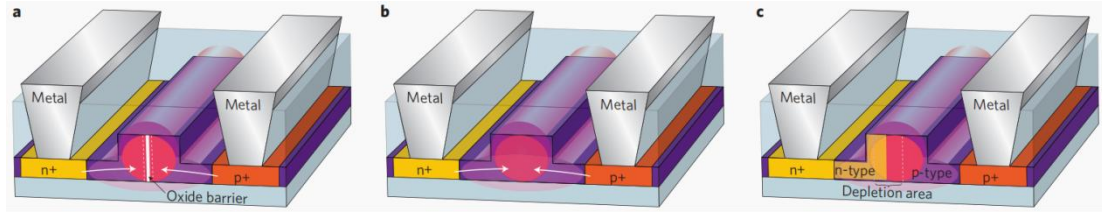


图 1.25 3 种类型的调制器 (a) 载流子积累型调制器 (b) 载流子注入型调制器 (c) 载流子耗尽型调制器 [23]

Figure 1.25 Three types of modulators (a) carrier accumulation modulator (b) carrier injection modulator (c) carrier depletion modulator

载流子耗尽型调制器的 PN 结是 3 类调制器中最基础的，n 型、p 型掺杂的硅波导在交界面形成 PN 结，如图 1.25c 所示。载流子耗尽型调制器工作在 PN 结反偏状态，此时 PN 结具有较小的电容，一般在 fF 量级 [24, 25]，这使得载流子耗尽型调制器具有较高的 RC 带宽但调制效率较低。反向偏置时，PN 结中载流子作漂移运动，响应速度快，使得耗尽型调制器具有较高的本征带宽，目前实现 100Gbps 以上调制速率的硅基调制器均为载流子耗尽型调制器 [20, 26, 27]。

在载流子注入型调制器中，n 型、p 型掺杂区在脊型波导的两侧，如图 1.25b 所示，载流子注入型调制器工作在正偏电压下，此时 PN 结有较大的扩散电容，典型值为 10pF [28]，调制效率较高，但是其带宽受到载流子复合速率以及低掺杂区域高电阻的限制 [29-31]，一般在 10GHz 以下。

在载流子积累型调制器中，n 型、p 型掺杂区之间有一层 SiO₂，如图 1.25a 所示，在正偏电压下，n 型、p 型掺杂区的多数载流子聚集在 SiO₂ 层周围，形成较大的扩散电容，使得其具有较高的调制效率，载流子积累型调制器的半波电压长度积 $V_{\pi} \cdot L$ 可达到 1V·cm 以下 [32, 33]。

1.4 调制器及光电收发机的评价指标

1. 调制器带宽

如图 1.26 所示^[34]，在传输过程中，高频率信号的传输损耗更大，器件传递函数的大小随频率的增大而减小，调制器带宽指的是器件的频率响应下降到 0 频率的一半时对应的频率，也称为 3dB 带宽。调制器带宽越高，其能够进行调制的数据速率也就越高。

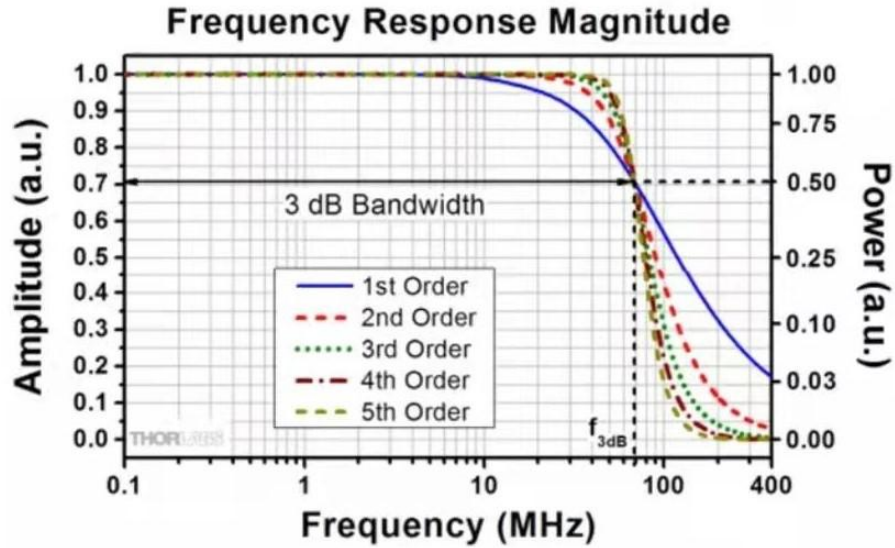


图 1.26 频率传递函数与 3dB 带宽^[34]

Figure 1.26 Frequency transfer function and 3dB bandwidth

2. 发射机、接收机带宽

发射机的带宽同样指的是其频率响应下降到 0 频率一半时对应的频率，发射机带宽会小于调制器带宽，因为高频信号在发射机的封装路径和调制器上都会产生损耗，所以发射机带宽受封装带宽和调制器带宽共同限制^[35]：

$$\frac{1}{f_T^2} = \frac{1}{f_P^2} + \frac{1}{f_M^2} \quad \dots (1.3)$$

f_T 、 f_P 和 f_M 为分别代表发射机带宽、封装带宽和调制器带宽。

接收机将光信号转换为电信号，同样也存在传递函数，但与要求高带宽的发射机不同，接收机需要降低噪声幅度，而噪声幅度与带宽成正比，所以在应用中接收机需要限制带宽，一般接收机带宽大小在数据符号速率的 0.5~0.7 左右^[36]。

3. 数据速率

根据奈奎斯特定律，理想低通信道中能传输的最大数据速率 C_d 满足^[37]：

$$C_d = B \log_2 2M \quad \dots (1.4)$$

其中 B 为信道带宽， M 为每个符号能表示的比特数。对于 PAM4 的调制格式， $M=2$ ，此时 $C_d=4B$ ，发射机所能传输的数据速率与带宽成正比。

4. 比特能耗

比特能耗 E 代表传输单位比特需要消耗的能量^[18]：

$$E = \frac{1}{4} C V^2 \quad \dots (1.5)$$

V 代表调制电压幅度， C 代表调制器电容。一般情况下，调制器尺寸越大，则 C 越大。为了使未来数据中心的能耗不至于过大，调制器 E 的发展目标是达到 10fJ/bit 以下^[23]。

5. 眼图

眼图是评价信号质量的一种重要的测量方式。如图 1.27 所示，眼图是一组数据同相位地叠加并显示在示波器上，通过眼图可以直观地了解数据信号的质量。

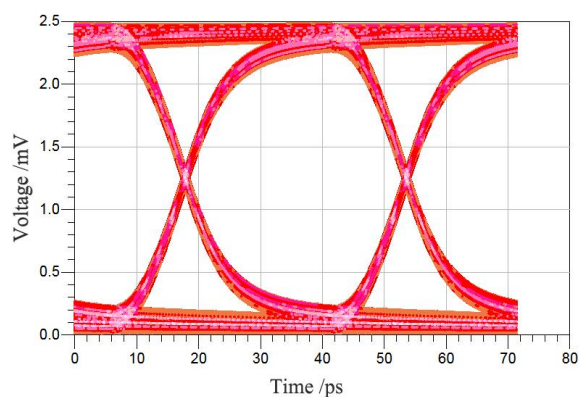


图 1.27 眼图

Figure 1.27 Eye diagram

6. 调制深度

调制深度代表了调制器对光信号的调制能力的大小。表征调制深度有消光比 (Extinction Ratio, ER) 和光调制幅度 (Optical Modulation Amplitude, OMA)

两种方式。以 NRZ 信号为例，以功率分别为 P_H 、 P_L 的光信号代表“1”和“0”，则有：

$$ER = \frac{P_H}{P_L} \quad \dots (1.6)$$

$$OMA = P_H - P_L \quad \dots (1.7)$$

对于调制器而言，调制深度应尽可能大。

1.5 本文的主要创新点及章节安排

本文的主要创新点可归纳如下：

1. 本文结合理论与仿真，研究了 MRM 的带宽与调制效率随掺杂方式、调制长度以及 Q 值的变化关系，创新地提出了一般硅基 MRM 的设计流程。
2. 本文设计了具有创新结构的 IRPH MRM，结合相应的硬件与算法，提出了新颖的 MRM 谐振波长稳定方案。
3. 提出并证明了 MRM 的平均传输光谱具有双峰值的充分条件。
4. 本文设计了热电制冷器（TEC）与光芯片（PIC）封装的 CTP Tx，CTP Tx 具有创新的气密封装结构，能实现单通道 15Gbps 的调制速率。
5. 本文设计制造了 4 通道、单通道速率 56 Gbps 的 Rx，具有 4 个光纤通道，能实现单通道 28 Gbaud 的 NRZ、PAM4 信号接收。

本文的章节安排如下：

1. 第 1 章简述了光通信的发展历程以及高速发展的趋势，之后结合文献详细描述了光电发射机的几种技术路线，说明了 DML、EAM、LN 调制器、硅基 MZM 和 MRM 各自的技术优势以及不足之处，指出了 MRM 的研究价值。
2. 第 2 章首先调研了文献中 MRM 设计方法的现状，根据 MRM 设计中性能随设计参数之间的变化关系问题，仿真了 MRM 的带宽和调制效率随掺杂方式、Q 值以及调制长度的变化规律，提出了 MRM 的具体设计流程。
3. 第 3 章首先阐述了 MRM 的调制易受温度影响的原因，随后调研了稳定 MRM 谐振波长的若干方案，受 Hasitha Jayatilleka 等关于 IRPH 工作的启发，

设计了 IRPH MRM，以及利用 IRPH MRM 实现谐振波长稳定所需要的硬件架构与算法。由于只有具有双峰值平均传输光谱的 IRPH MRM 才能在谐振峰位置处具有较高的消光比，本章提出并证明了 MRM 具有双峰值平均传输光谱的充分条件。

4. 第 4 章围绕基于 MRM 的 WDM 发射机的设计与实现展开。首先研究了基于 MRM 的 WDM 发射机发展现状，明确了 WDM 发射机的发展趋势。之后设计了 TEC 与 PIC 共封装的 CTP Tx，并进行了测试与讨论。为了能构建一个完整的光电收发系统，设计制造了 4 通道、单通道速率 56 Gb/s 的接收机，并对接收机进行了性能测试。

5. 第 5 章总结了本文的工作，并讨论了在本文工作的基础之上，可以进一步研究的内容。

第2章 微环调制器多参数仿真及设计

为了使MRM能够满足应用场景对数据速率、传输距离等方面的要求，需要对MRM的带宽、调制效率等性能进行设计。本章首先调研了当前研究工作中关于MRM的设计方法，目前MRM的性能随掺杂、调制长度以及Q值等设计参数的变化规律仍不够清晰，而MRM的性能和设计参数之间有复杂的影响关系，一个设计参数影响多个性能，一个性能受多个设计参数影响。为了解决MRM设计中的多参数优化问题，得到具有一般性的MRM设计方法，本章结合理论与仿真研究了影响MRM带宽和调制效率的3个主要参数，分别为掺杂方式、调制长度L、品质因子Q，得到了MRM带宽和调制效率随设计参数的变化规律，提出了MRM的设计流程。

2.1 微环调制器设计方法调研

2005年，Xu Qianfan等报道了第一个MRM调制器^[38]，如图2.1所示，该MRM由一个直径12 μm 的环形波导和一根直波导组成，两波导间距200nm，波导均为高度250nm、宽度450nm、平板高度50nm的脊型波导。在环形波导两侧分别掺杂浓度为 10^{19}cm^{-3} 的p型和n型半导体原子形成低电阻的波导与电极接触，Q值为39350，在6.9V_{pp}的调制电压下能完成1.5Gbps的RZ信号调制。在文章中作者没有展示其设计参数的优化过程，MRM的设计参数均直接给出。2018年，Intel研制的MRM实现了50GHz的电光带宽，是首个能够支持PAM4格式128Gbps的调制速率的MRM^[39]，在文章中，作者着重展示了其创新的倒L型结构的PN结，如图2.2所示，该结构能有效增加PN结耗尽区与波导模式的重叠面积，增大调制效率，同时作者说明了实现高带宽MRM的两个关键点：1.合适的Q值。2.高浓度掺杂以降低接触电阻，但作者没有说明怎样设计MRM才能得到期望的Q值，以及接触电阻如何随掺杂浓度变化。同样的，许多关于MRM的文章没有具体地说明MRM的性能如何随设计参数而变化。因此，研究MRM的性能如何随设计参数变化，并据此得到MRM的设计

方法具有相当意义。

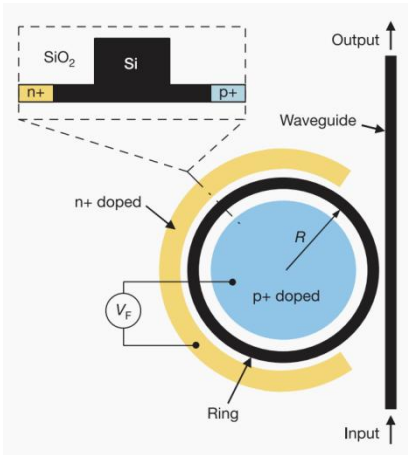


图 2.1 2005 年，Xu Qianfan 等研制的第一个 MRM 调制器^[38]

Figure 2.1 In 2005, Xu Qianfan et al reported the first MRM modulator

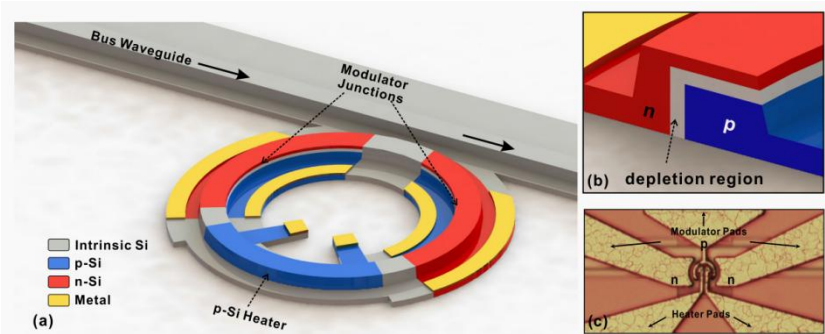


图 2.2 Intel 研制的具有倒 L 型结构 PN 结的 MRM^[39]

Figure 2.2 MRM with inverted L-shaped PN junction by Intel

Lumerical 是近年来广泛应用的一款光学仿真软件，采用有限时域差分法来仿真器件对输入光的时域响应，得到器件的光学参数。仿真软件的能够很好地解决参数计算的问题，降低 MRM 的设计难度。本章的内容就是结合理论与仿真，研究 MRM 性能变化规律并提出设计流程。

作为调制器，MRM 应该具有高的电光带宽 f 和调制效率（Modulating Efficiency, ME），这是 MRM 的两个主要性能。掺杂（doping）方式、MRM 的品质因子 Q 和调制长度 L 是 MRM 的三个主要设计参数，如图 2.3 所示，改变其中任一参数都会改变其箭头所指的参数或性能，所以 MRM 设计有一定的复杂性。在第 2.2 节中，文章会逐个分析这三个参数对 MRM 性能的影响。第 2.3 节将总结 MRM 的仿真设计流程。第 2.4 节通过对实际 MRM 测试检验数值

仿真的准确性。

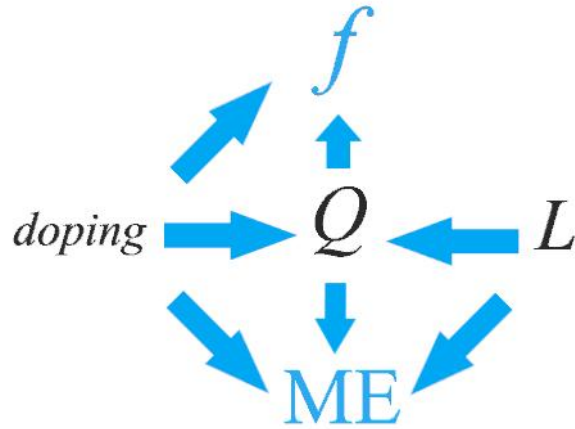


图 2.3 MRM 设计中参数与性能的影响关系

Figure 2.3 Relationships in MRM design

2.2 微环调制器参数仿真及分析

本节的仿真分析均基于以绝缘体上硅（Silicon on Insulator, SOI）工艺实现的硅基 MRM。

2.2.1 波导结构的确定

MRM 的波导结构需要满足光的单模条件，对于 C 波段 1550nm 的通信光，波导的高度和宽度一般分别在 220nm、500nm 以下^[40]，平板（Slab）的高度需要根据具体工艺确定，本章研究的 MRM 波导尺寸如图 2.4 所示。

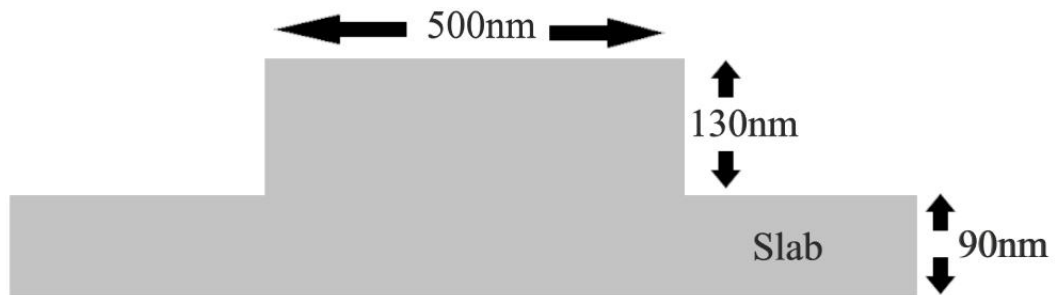


图 2.4 本章研究的 MRM 波导

Figure 2.4 MRM waveguide studied in this chapter

2.2.2 微环调制器带宽及掺杂设计

MRM 的带宽 f 受其 RC 带宽 f_c 和光子寿命带宽 f_o 影响^[18], 可以表示为:

$$\frac{1}{f^2} = \frac{1}{f_c^2} + \frac{1}{f_o^2} \quad \dots (2.1)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad \dots (2.2)$$

$$f_o = \frac{f_c}{Q} \quad \dots (2.3)$$

MRM 的电路模型可视为电阻和电容的串联, R 、 C 分别代表 MRM 的电阻值和电容值, Q 为 MRM 的品质因子, f_c 为光波频率, 本章研究的 1550nm 的通信光频率为 193.5THz。从公式 (2.1) 中可以看出, 提高 f_c 和 f_o 都能增大 f , 但提高 f_o 需要降低 Q , 后文会说明 Q 值降低会减小调制效率, 所以这里希望尽可能提高 f_c 来增大 f 。图 2.5 描绘了 f 、 f_c 和 f_o 之间的数值关系, 为了在一定的 f_o 下获得尽可能大的 f , 使 f 能够在 f_o 的 90% 以上, f_c 应该为 f_o 的两倍以上。

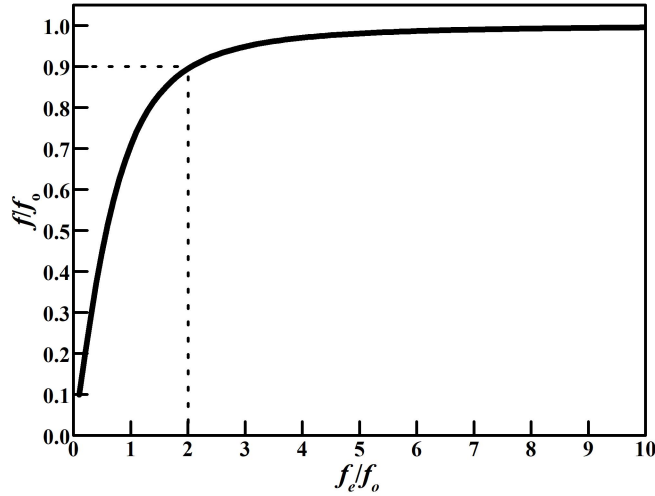


图 2.5 f/f_o 与 f_c/f_o 之间的关系

Figure 2.5 Ratio of f to f_o as function of f_c/f_o .

提高 MRM 的 f_c 需要细致地设计 MRM 的掺杂方式。常用的 MRM 波导掺杂如图 2.6 所示, 通过 n 型和 p 型掺杂在波导中形成 PN 结, 从脊型波导中心到两侧掺杂浓度逐渐升高。因为轻掺杂区形成的 PN 结对 MRM 的电阻电容特

性影响较大，而两侧高掺杂区域 n^+ 、 p^+ 和 n^{++} 、 p^{++} 的掺杂浓度量级分别为在 10^{18}cm^{-3} 和 10^{19}cm^{-3} ，形成的电阻相对小，可视为简单的接触电阻，所以这里主要研究轻掺杂区。

波导中心 n 型轻掺杂的浓度为 C_n ，因为电子的迁移率大约为空穴迁移率的两倍，所以本设计中令 p 型掺杂的浓度为 n 型掺杂的两倍，即 p 型轻掺杂 C_p 等于 2 倍的 C_n ，这样可以使两侧的电导率匹配。图 2.7 显示了 MRM 的单位长度电容 C_0 、单位长度电阻 R_0 以及 f_c 随 C_n 变化的仿真结果，可以看到 C_0 随 C_n 缓慢增大， R_0 存在最小值，在 R_0 最小时有最大的 f_c ，结果说明轻掺杂区中 R_0 对 f_c 的影响更大，掺杂浓度不能过高或过低，根据该仿真结果可以猜想：为了降低 R_0 ，在轻掺杂区中，远离 PN 结一侧需要较高掺杂浓度，在靠近 PN 结处需要较低掺杂浓度。

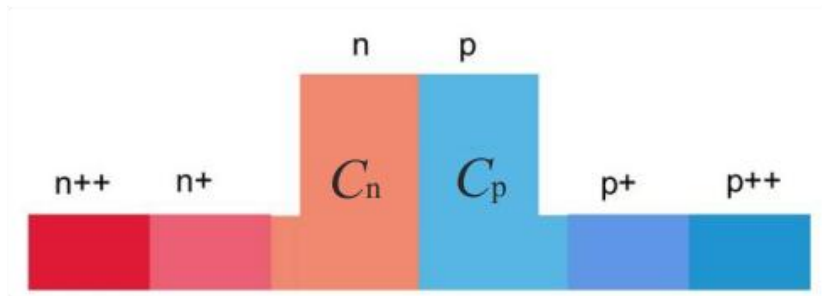
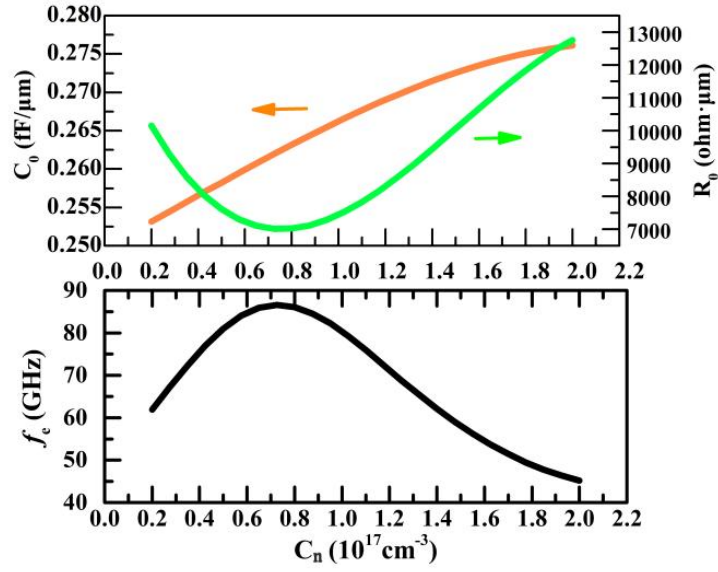


图 2.6 MRM 波导截面示意图

Figure 2.6 Schematic cross-section of microring waveguide.

图 2.7 R_0 、 C_0 和 f_e 随 C_n 的变化Figure 2.7 R_0 , C_0 , and f_e vary with C_n .

为了进一步验证该猜想，将 C_n 的大小设定为 $0.6 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$ ，在波导中心附近再划分出两个掺杂浓度更低的掺杂区域，分别是 n-区和 p-区，如图 2.8 所示，其掺杂浓度分别为 $0.5 \times C_n$ 和 C_n ，掺杂截面的宽度均为 x ，图 2.9 仿真了 x 的改变对 C_0 、 R_0 以及 f_e 的影响，可以看到随着更低掺杂区的引入， C_0 变化非常小， R_0 进一步减小， f_e 由 83GHz 提升至 90GHz，证明了多段掺杂能有效降低 MRM 的电阻，获得更大的 f_e 。

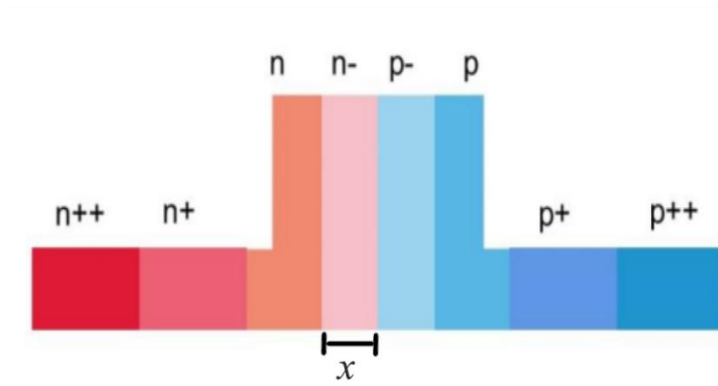
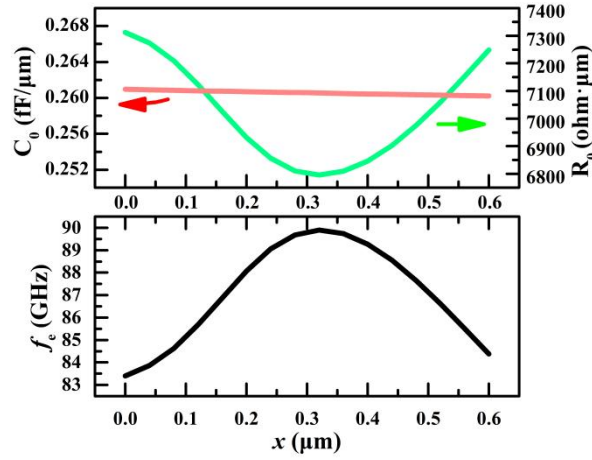


图 2.8 增加掺杂区域后的波导截面示意图

Figure 2.8 Schematic cross-section of ring waveguide with added doping regions.

图 2.9 R_0 、 C_0 和 f_e 随 x 的变化Figure 2.9 R_0 , C_0 , and f_e vary with x .

掺杂方式能通过改变 C_0 影响调制效率， C_0 越大，在充放电过程中折射率的改变 Δn 就越大^[41]，进而增大调制效率。图 2.7 和图 2.9 的仿真结果说明，轻掺杂情况下 C_0 变化非常小，而要显著增加 C_0 就必须增加掺杂浓度至中掺杂或重掺杂，这样会导致两个问题：首先这样会使得 f_e 下降；其次会使得波导损耗上升，降低 MRM 的 Q 值。所以本节选择在掺杂设计中追求带宽的优化，而调制效率的改善采用改变 Q 值和 L 的方式。

2.2.3 调制长度 L 设计

硅基 MRM 的带宽一般不超过 80GHz^[20, 26-28]，80GHz 频率电磁波的电长度约为 2mm，如图 2.10 (a) 所示，MRM 的调制长度 L 一般小于 0.2 mm^[20, 42-48]，对应的电极长度也小于 0.2mm，当电极长度小于电长度的 1/10 时，可视为集总电极，因此 MRM 可以视为集总电元件，可以写出 MRM 的电阻 R 、电容 C 以及 f_e 的表达式：

$$R = \frac{\rho s}{Lh} = \frac{R_0}{L} \quad \dots (2.4)$$

$$C = \frac{\epsilon H L}{w} = C_0 L \quad \dots (2.5)$$

$$f_e = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{wh}{2\pi \epsilon H \rho s} = \frac{1}{2\pi R_0 C_0} \quad \dots (2.6)$$

公式 (2.4) 适用于电阻率均匀的长方体电阻, 如图 2.10 (b) 所示, 将电阻率不均匀的脊型波导等效为电阻率均匀的块状电阻。 ρ 、 s 、 h 、 ε 、 H 、 w 分别代表等效电阻率、等效波导宽度、等效波导高度、耗尽区介电常数、PN 结高度、耗尽区宽度。公式 (2.6) 表示 f_c 与 L 无关, 因此在 MRM 设计中, 可以只考虑 L 对调制效率的影响。

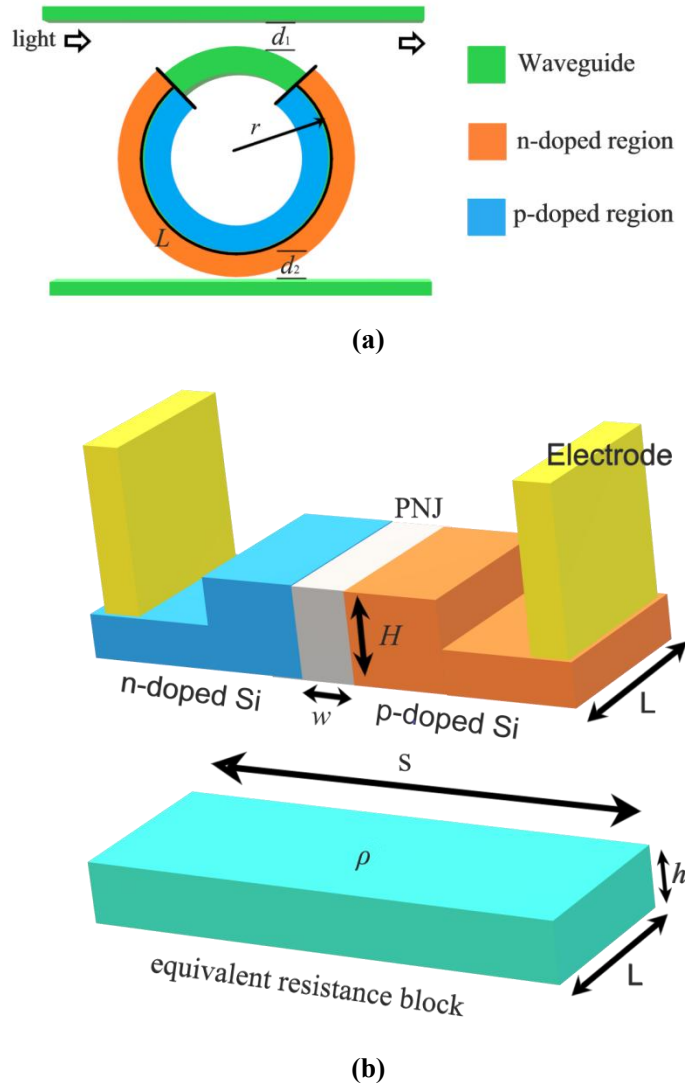


图 2.10 MRM 模型及参数说明 (a) MRM 平面结构; (b) 一段 MRM 和相应的等效电阻

Figure 2.10 The structure of MRM and the specific parameters; (a) the planar structure; (b) a segment of MRM and the corresponding equivalent resistance block

本章中使用 ER 来量化调制效率, 该 ER 为调制电压幅度为 2V 下开关态的光功率之比。由于 MRM 的传输谱线呈洛伦兹型, 具有高 ER 的波长处也对应

有大的插入损耗 IL，因此需要在可接受的 IL 下获取尽可能大的 ER，本文选取的可接受的最大 IL 为 6dB。图 2.11 仿真了 Q 值为 5000 时，不同 L 下的 ER-IL 曲线，可以看到，当 L 逐渐增大，曲线大致向左移动，在相同的 IL 下可获得更大的 ER。在 IL 为 6dB 时，ER 与 L 的关系如图 2.12 所示，ER 随 L 大致呈二次函数增大。同时图中加入了比特能耗 E。目前 MZM 的 E 值一般在 200fJ/bit 左右，MRM 可达到 40 fJ/bit 以下^[28]。为了保持 MRM 的能耗优势，L 不能太大，同时 MRM 的器件面积 S 和自由光谱范围（Free Spectrum Range，FSR）都与 L 有关^[49]：

$$S = \pi r^2 \quad \dots (2.7)$$

$$FSR = \frac{\lambda^2}{2\pi r \cdot n_g} \quad \dots (2.8)$$

$$L \propto r \quad \dots (2.9)$$

n_g 代表波导群折射率， r 代表环形波导半径。因此 L 的设计需要结合实际需要折衷选择。

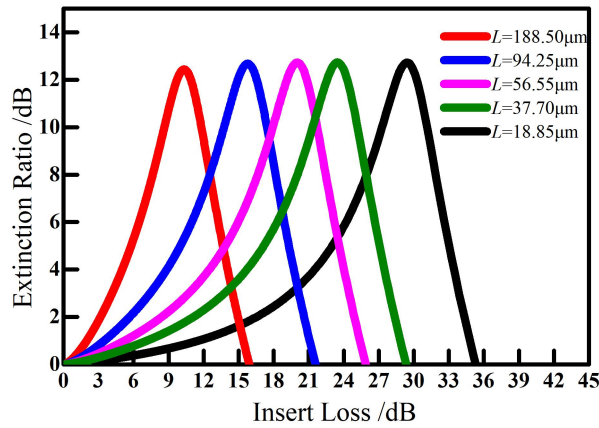


图 2.11 不同 L 情况下的 ER-IL 变化曲线, Q=5000

Figure 2.11 ER changes with IL in different modulation length, in a Q factor around 5000.

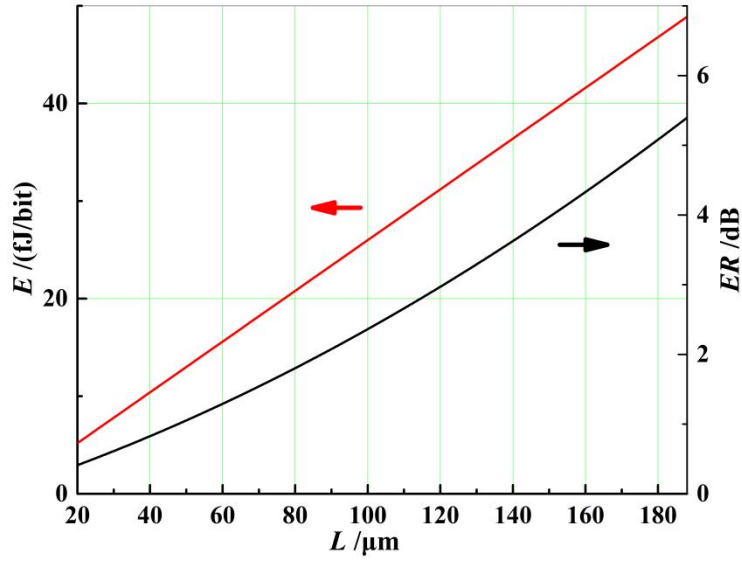


图 2.12 E 和 ER 随 L 的变化曲线

Figure 2.12 E and ER vary with L

2.2.4 Q 值设计

品质因子 Q 表示 MRM 中环形波导内光波总能量与光在环形波导内传播一圈的能量损耗的比值^[49, 50]:

$$Q = \left(\frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_c} \right)^{-1} \quad \dots (2.10)$$

Q_0 是环形波导的本征品质因子, 主要由环形波导的波导损耗 α 决定, α 越大, Q_0 越小。环形波导中 α 主要来自掺杂粒子对光的吸收, 取决于于环形波导中的掺杂粒子数:

$$\alpha \propto LC_n \quad \dots (2.11)$$

公式说明调制长度 L、波导掺杂浓度 C_n 对 Q_0 的影响在同一量级; Q_c 是由耦合情况决定的外部品质因子, 主要受耦合间距 d_1 、 d_2 影响。

找到一种合适且有效调节 Q 的方法对于 MRM 的设计非常重要, L 以及掺杂浓度、耦合间距 d_1 、 d_2 都会改变 Q。因为 f_c 需要通过优化掺杂浓度来提高, 所以不能通过改变掺杂浓度来调节 Q 值, 这里主要研究 L、 d_1 和 d_2 对 Q 的影

响。图 2.13 仿真了在 d_1 和 d_2 均为 $0.3\mu\text{m}$ 时, Q 值随 L 的变化情况, Q 随 L 的变化率大约为 $-2.21/\mu\text{m}$ 。图 2.14 显示了在 L 为 $160\mu\text{m}$ 时, Q 随 d_1 、 d_2 的变化情况, 同时改变微米长度的 d_1 、 d_2 , Q 值平均变化 41888, 耦合间距对 Q 值的影响大约是 L 对 Q 影响的 2×10^4 倍, 说明 Q 对 Q_c 的变化率远大于 Q 对 Q_0 的变化率, 而公式 (2.10) 的函数特点说明, Q_c 和 Q_0 中更小的那一个对 Q 的影响更大, 所以在仿真范围内, Q_c 都小于 Q_0 , 而仿真选取的 L 对应微环半径大概在 $2 \sim 32\mu\text{m}$, 目前微环设计半径一般在 $5 \sim 15\mu\text{m}$ ^[50-54]; 仿真的 Q 值达到了 9760, 由公式 (2.1)、(2.2) 和 (2.3) 可以估计, f 能达到 20GHz 以上的 MRM, Q 值都应小于 9000; 所以仿真范围涵盖了 MRM 设计的一般情况, 可以说明一般情况下 Q_c 都小于 Q_0 , Q 值基本由微环的耦合情况决定, 因此在设计中应该主要通过改变耦合间距来确定 MRM 的 Q 值。

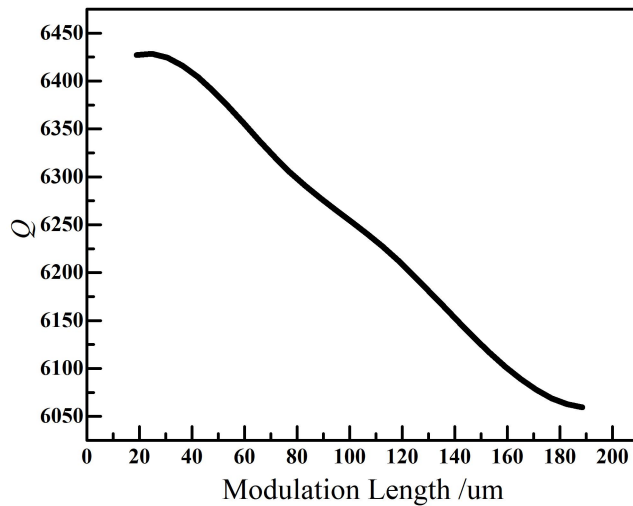


图 2.13 d_1 、 d_2 均为 $0.3\mu\text{m}$ 时, Q 与 L 的关系

Figure 2.13 Q as a function of L , $d_1=d_2=0.3\mu\text{m}$

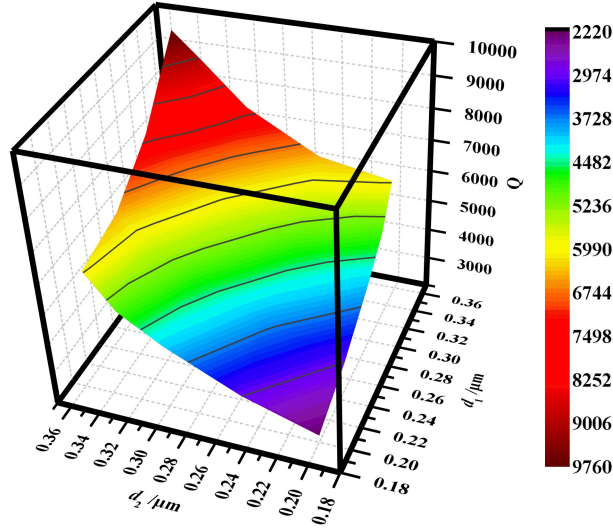


图 2.14 L 等于 $160\mu\text{m}$ 时, Q 与 d_1 、 d_2 的关系

Figure 2.14 Q as a function of d_1 and d_2 , $L=160\mu\text{m}$

图 2.15 仿真了在 L 等于 $160\mu\text{m}$ 时, 不同 Q 值情况下的 ER-IL 曲线。结果表明 Q 值越大, 同样的 IL 下能实现更大的 ER。这里取 IL 为 6dB , 仿真得到此时 ER 随 Q 值的变化曲线、 f_0 随 Q 值的变化曲线, 如图 2.16 所示, 可以看到随着 Q 值的增大, f_0 呈反比关系下降, ER 大致呈二次函数关系上升, 设计需要在 f_0 和 ER 之间折衷。

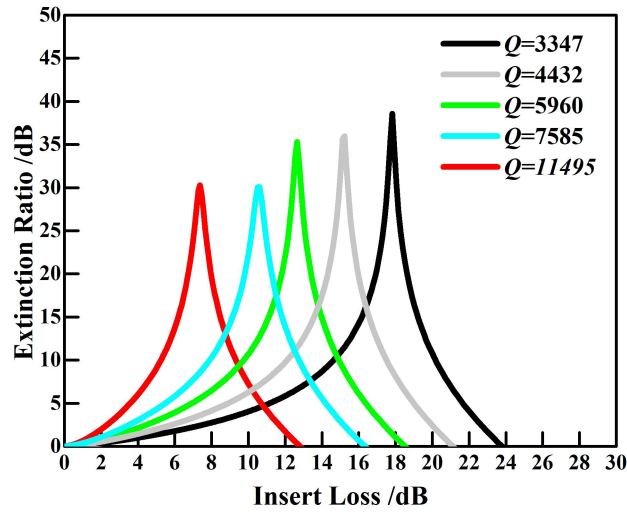
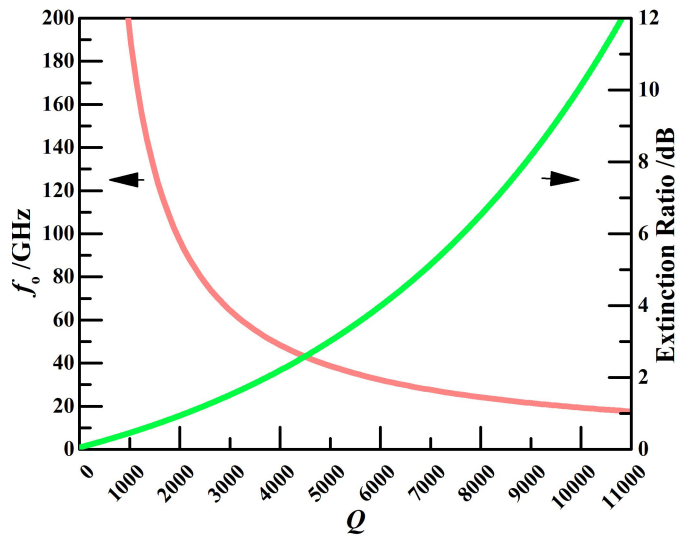


图 2.15 不同 Q 值下的 ER-IL 变化曲线, $L=160\mu\text{m}$

Figure 2.15 ER changes with IL in different Q factor, in a fixed L of $160\mu\text{m}$.

图 2.16 f_0 、ER 对 Q 的数值关系Figure 2.16 ER and f_0 change with Q factor, at a fixed IL of 6dB.

2.3 MRM 仿真设计流程总结

本节对 2.2 节中的内容进行概括，总结出一般 MRM 的仿真设计流程。

1. 根据具体使用通信波段的单模条件，确定波导的结构。
2. 仿真并确定波导的掺杂位置以及掺杂浓度，得到尽可能大的 f_c 。
3. 根据应用对 FSR 和器件面积的要求，确定 r ；权衡能耗与调制效率，仿真并确定 L 。
4. 根据应用需要，权衡带宽与调制效率，仿真并确定 Q 值以及对应的 d_1 、 d_2 。

2.4 本章小结

本章全面地研究了掺杂方式、品质因子 Q 和调制长度 L 与 MRM 带宽和调制效率之间的数值关系，提出了 MRM 的设计流程，为 MRM 设计中的多参数优化问题提供了解决思路。

第3章 具有谐振波长稳定结构的微环调制器

MRM 的传输光谱容易受温度的影响而发生移动，这使得 MRM 所调制数据的消光比将发生变化，其结果往往是眼图张开度的变小乃至眼图闭合。在 MRM 的实际应用中，需要实时地检测其传输光谱的变化情况并控制其稳定。本章设计了一种创新的具有谐振腔内光导加热器的微环调制器（MRM with In-Resonator Photoconductive Heater, IRPH MRM），其具有制造工艺简单、结构紧凑的特点，结合相应的硬件和算法，能够实现 MRM 传输光谱的稳定。接着本章分析了 IRPH MRM 具有单峰值、双峰值平均传输光谱的 2 种情况，提出并论证了 MRM 平均传输光谱具有双峰值的判据（Double-Peak Criterion, DP Criterion），为 IRPH MRM 的应用提供了理论基础。

3.1 MRM 的谐振波长偏移以及解决方案调研

硅的折射率是温度的函数^[55]：

$$n(T)=n_0+\alpha_T(T-T_0) \quad \dots(3.1)$$

n_0 是硅在某一温度 T_0 下的折射率， T 表示温度变量， α_T 表示硅的热光系数，约为 $10^{-4}/K$ 。

MRM 的谐振条件可表示为：

$$N\lambda_r=2\pi r \cdot n_{\text{eff}} \quad \dots(3.2)$$

N 为非负整数， λ_r 代表 MRM 的谐振波长， n_{eff} 为有效折射率，因为光的模场有一部分在硅波导之外，所以光的有效折射率 n_{eff} 不等于 $n(T)$ ，但受 $n(T)$ 的影响非常大。

公式、说明 MRM 的谐振波长 λ_r 将随温度 T 变化，Min-Hyeong Kim 等通过测试研究了 λ_r 随 T 的变化以及 T 的变化对 MRM 工作性能的影响^[56]，如图 3.1 所示，在输入光功率为 0dB 的情况下，谐振波长随温度的变化率约为 $0.09\text{nm}/^\circ\text{C}$ ，

当温度由 20℃ 变为 22℃，消光比减小约 4dB，眼图基本闭合。因此温度变化对 MRM 信号质量的影响非常大，所以有必要引入温度稳定机制、固定 MRM 的谐振波长。

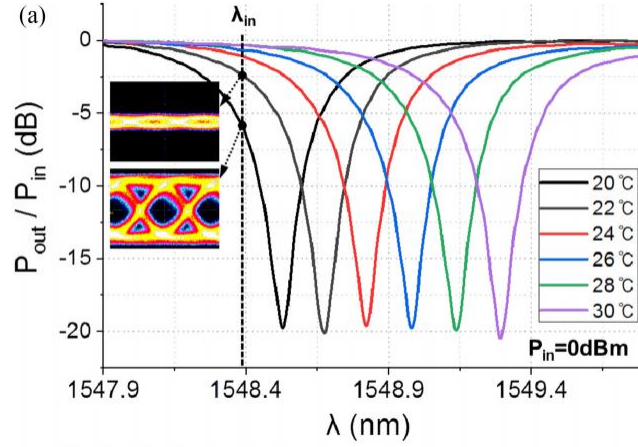


图 3.1 Min-Hyeong Kim 等测试的 MRM 传输光谱随温度的变化情况^[56]

Figure 3.1 Variation of MRM transmission spectrum with temperature tested by Min-Hyeong Kim et al

常用的谐振波长稳定机制如图 3.2 所示^[56]，通过从输出光中耦合固定比例功率的光输入到光探测器（Photo Detector，PD），PD 将其转换为光电流，光电流的大小反映了输出光功率的大小，温度控制电路根据接收到的光电流的大小，调节加载在加热器上（heater）的电压，这个加热器是靠近 MRM 的一段电阻丝，通过这种方式就能够调节 MRM 处的温度，使输出光功率能够保持在 MRM 正常工作的一个值。

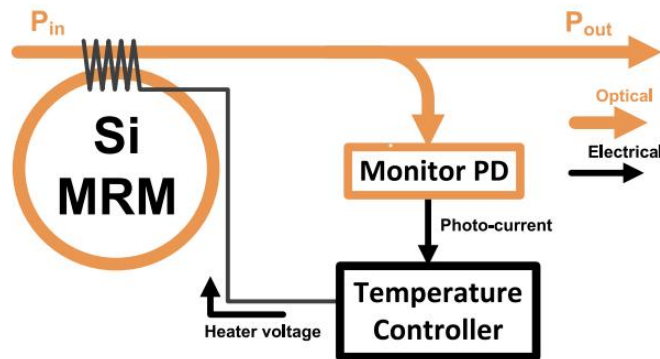


图 3.2 常用的 MRM 谐振波长稳定机制^[56]

Figure 3.2 Common stabilization mechanism of MRM resonant wavelength

2020 年, Intel 的 Hao Li 等报道了应用在 112Gbps MRM 发射机中的谐振波长稳定方案^[57], 如图 3.3 所示, 首先需要对 MRM 的传输光谱进行测试, -0.5V 和 -3.5V 是 MRM 在调制中的两个不同状态时的电压, 低带宽的 PD 探测到的 MRM 的传输光谱是前述两个 MRM 电压下传输光谱的平均, 同时测量 OMA 随输入光波长的变化, 在 OMA 最大处对应有一个 P_{out} 和 P_{in} 的比值, 在平均传输光谱上可以找到这个值为 6dB。之后, 在 MRM 的输入光波导和输出光波导上耦合出同样比例的光分别进入两个不同的 PD, 转化为对应大小的光电流, 可变电阻 R_1 、 R_2 能将两个光电流放大为电压信号 V_1 、 V_2 , 此处调节可变电阻的增益, 使 R_2 与 R_1 比值为 6dB, 之后的比较器对这两个电压信号采样, 将结果输入至环路滤波器, 环路滤波器输出一个 12bit 的信号至功率数模转换器(Power Digital-Analog Converter, PDAC), PDAC 输出一个对应大小的电流驱动加热器, 环路滤波器会促使 V_1 、 V_2 趋近于相等, 这样就能将 P_{out} 和 P_{in} 的比值稳定在 6dB, 进而使得 MRM 持续工作在一个 OMA 最大的状态。该方案与常用方案相比, 在光器件上会多出一个耦合波导和 PD, 但其优点是整个反馈控制的目标是稳定 P_{out} 和 P_{in} 的比值, 这样就能避免常用方案中激光器功率变化使得整个反馈控制不稳定的问题。

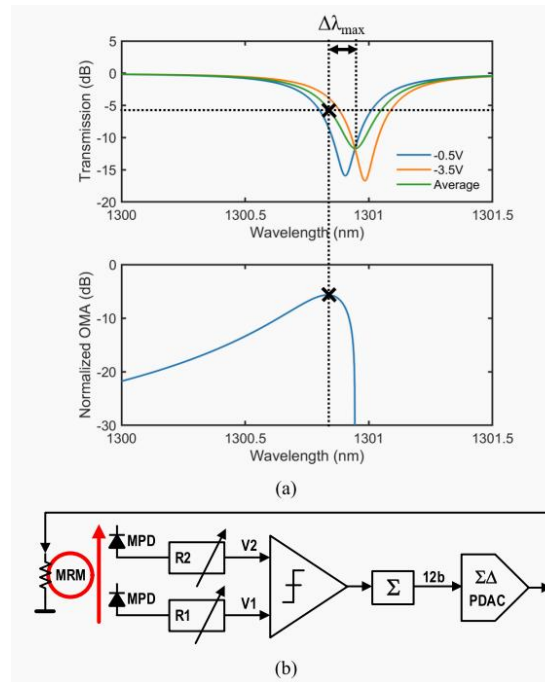


图 3.3 Intel 的 Hao Li 等提出的 MRM 谐振波长稳定方案^[57]

Figure 3.3 MRM resonant wavelength stabilization scheme proposed by Hao Li from Intel

同样还有许多相似的反馈控制结构^[58-61]，在硬件结构上均采用了 PD 与 heater，这些方案有着共同的缺点：（1）PD 需要沉积 Ge 或 Si⁺注入，这增加了芯片工艺的复杂程度。（2）PD 和 heater 需要额外的输入、输出端口。（3）PD 和 heater 都会额外占用芯片面积，芯片上的 MRM 越多，PD 和 heater 占用的面积就会越多。因此找到一种结构更简单、使用更少器件的 MRM 谐振波长稳定方案非常有价值。

3.2 光导加热器

由于硅材料中存在半导体光电效应，其中的掺杂原子吸收了一定频率的光子，将产生电子-空穴对^[62]，如图 3.4 所示，在电场的作用下，电子和空穴分别向着正、负电极移动，形成电流。这说明掺杂后的硅波导具有一定的光探测能力。

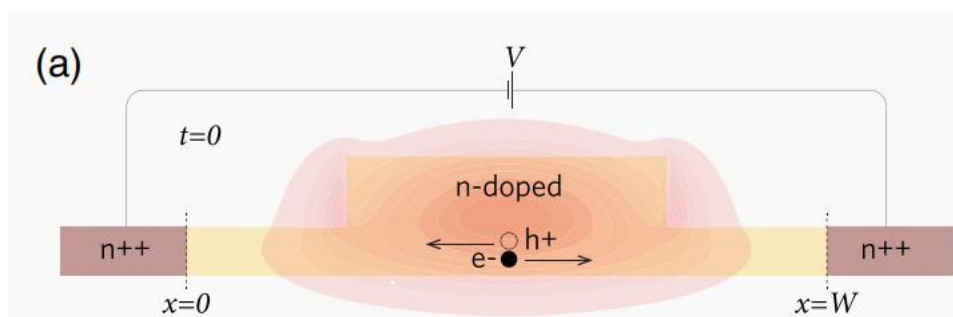


图 3.4 硅材料中的半导体光电效应^[62]

Figure 3.4 Semiconductor photoelectric effect in silicon materials

同时掺杂后的硅波导的电阻率将随着掺杂浓度的增大而降低，如图 3.5 所示^[63]，掺杂浓度为 $1 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$ 的 n 型掺杂硅的电阻率降至 $0.1 \Omega \cdot \text{cm}$ ，根据方块电阻的电阻计算公式：

$$R_n = \frac{\rho}{h_n} \quad (3.3)$$

R_n 代表方块电阻的电阻值， h_n 为方块电阻的高度。一个掺杂浓度为 $1 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$ 、

高度为 220nm 方块硅波导，其电阻约为 4545 Ω ，在 2V 的电压下即可产生将近 1mW 的加热功率，这可以使 MRM 的谐振峰移动 0.1~0.5nm^[20, 39, 64]。

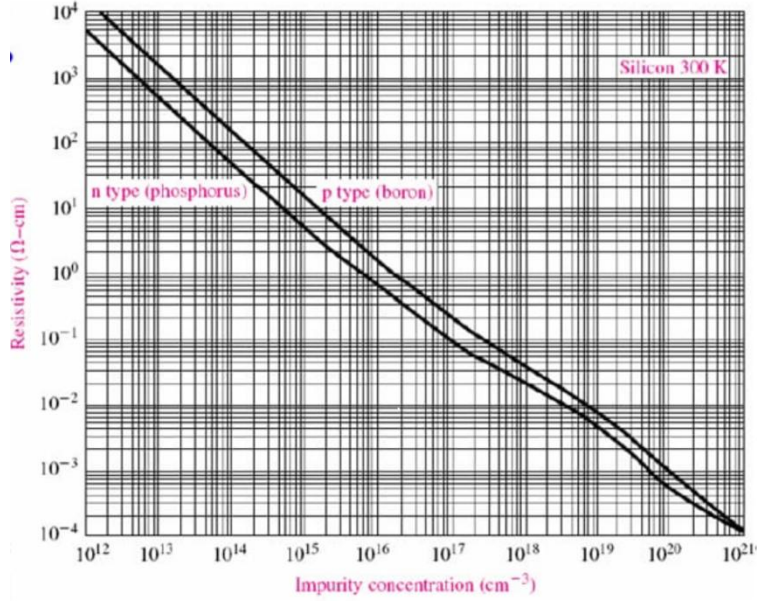


图 3.5 硅的电阻率随掺杂浓度的变化曲线^[63]

Figure 3.5 Variation curve of resistivity of silicon with doping concentration

基于上述分析，掺杂后的硅波导是兼具有光探测和加热功能的光导加热器（Photoconductive Heater），具有取代 PD 和加热器的潜力。2018 年，Hasitha Jayatilleka 等报道了 n 型掺杂的硅波导作为光导加热器在微环滤波器（Microring Resonator Filter, MRF）中的应用^[65]，图 3.6（a）显示了其设计的 MRF 脊波导的掺杂示意图以及 MRF 的平面示意图，MRF 的大部分环形波导上都进行了 n 型掺杂，在远离波导中心的脊波导两侧进行 n 型重掺杂并引出电极，这种结构的掺杂硅波导被称为谐振腔内光导加热器（In-Resonator Photoconductive Heater, IRPH），图 3.6（b）显示了 IRPH 在 MRF 有光输入和无光输入条件下的伏安特性曲线，两条曲线在大部分位置都基本重合，IRPH 电压的增大会使其加热功率增大，进而使得 MRF 的温度升高，其传输光谱向长波长方向移动，当传输光谱中的谐振峰移动至输入光波的波长位置时，MRF 达到谐振，大部分光由输入（input）直波导耦合至环形波导中，使得环形波导中的光功率增大，进而使得 IRPH 中的产生较大的光电流，这就是有光输入条件下的 IRPH 的电流在某一电压下会比无光输入的 IRPH 高的原因，高出的这一部分电流就是 IRPH

的光电流 I_{PD} 。图 3.6 (c) 显示了下行端 (Drop) 直波导的传输光谱以及 I_{PD} 随输入光波长的变化, 可以看到下行端的传输光谱与 I_{PD} 变化趋势一致, I_{PD} 能够很好地反映 MRF 的谐振状态。通过不断地改变 IRPH 的功率并读取 I_{PD} , 结合控制算法, 将 I_{PD} 锁定在一个极大值位置处, 就能将 MRF 的谐振波长稳定在输入光波长位置。

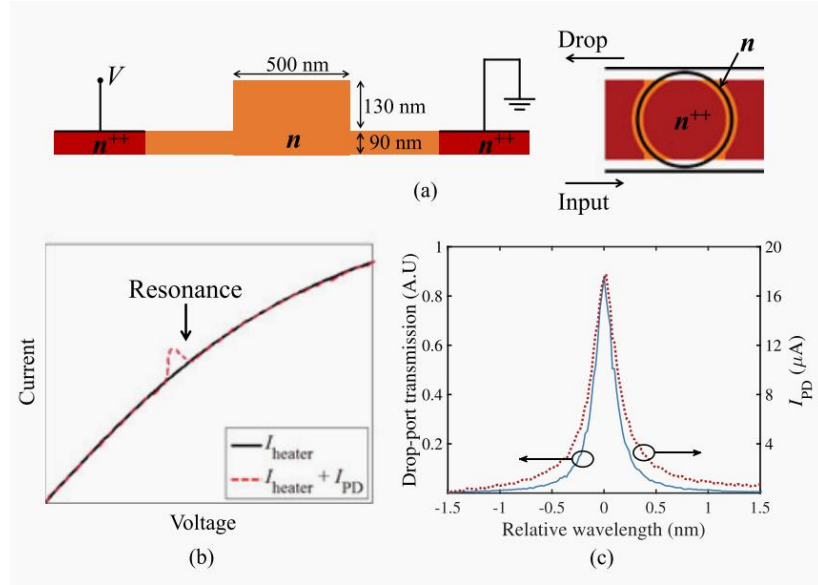


图 3.6 (a) IRPH MRF 结构示意图 (b) 在有输入光和无输入光条件下, IRPH 的 I-V 曲线 (c) IRPH MRF 下行端谐振峰的传输光谱以及 I_{PD} 随输入光波长的变化^[65]

Figure 3.6 (a) Structural diagram of IRPH MRF (b) I-V curve of IRPH under the condition of input light and no input light (c) Transmission spectrum of resonant peak at the downstream end of IRPH MRF and change of I_{PD} with the wavelength of input light

3.3 具有谐振腔内光导加热器的微环调制器

如前文所述, 受 Hasitha Jayatileka 等关于 IRPH MRF 工作的启发, 本节将光导加热器应用于 MRM 中, 设计了如图所示的具有谐振腔内光导加热器的微环调制器 (IRPH MRM), 为了在尽量减少 MRM 的器件面积并确保 MRM 足够的调制长度, IRPH MRM 的环形波导设计为跑道型波导 (racetrack waveguide), 在跑道型波导波导的两臂进行调制所需要的 n 型和 p 型掺杂, 两臂的调制长度总长 $70\mu\text{m}$ 。在跑道型波导的弧形波导处进行 n 型掺杂, 形成 IRPH, 为了能够

参考 Hasitha Jayatilleka 等对 IRPH 响应度的测试数据，此处 IRPH 的掺杂浓度与长度与文献保持一致^[62, 66]，分别为 $5 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$ 和 $32 \mu\text{m}$ 。

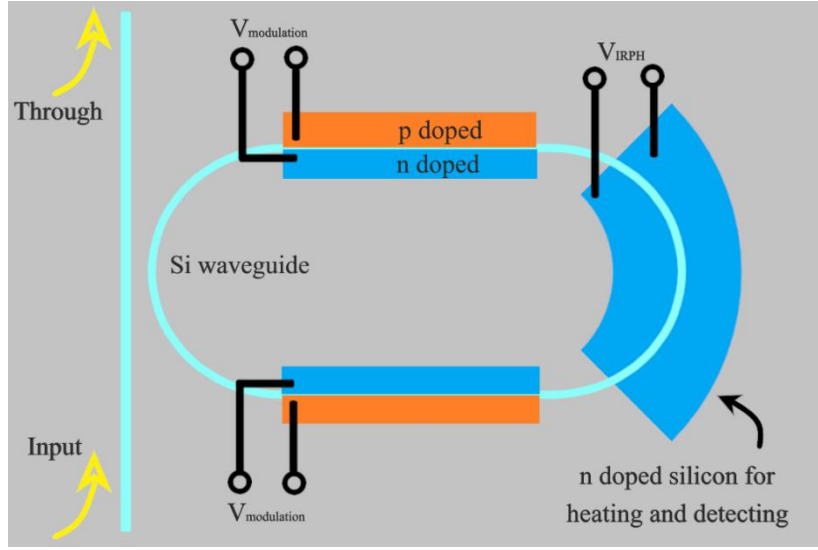


图 3.7 IRPH MRM 结构示意图

Figure 3.7 Schematic of IRPH MRM

与 MRF 不同，由于调制信号的存在，MRM 的传输光谱会随数据的变化而变化。当 MRM 调制 Gbps 量级的 NRZ 信号时，由于 NRZ 信号有代表“0”和“1”的两个相，为了实现调制，MRM 的传输光谱将在两个相电压下的传输光谱之间以 GHz 的频率变化，而 IRPH 的光电带宽在 kHz 量级^[62]，在 Through 端，一个低带宽的 PD 探测到的 MRM 的传输光谱是两个相电压下传输光谱的平均^[57]，如图 3.8 所示。

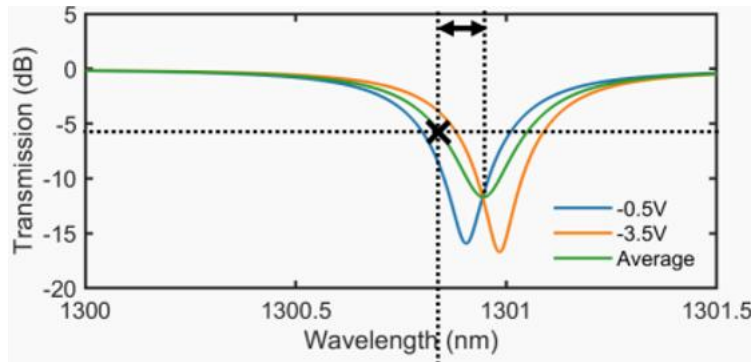


图 3.8 在 Through 端，一个低带宽的 PD 探测到的 MRM 的传输光谱是 2 个相电压下传输光谱的平均^[57]

Figure 3.8 At the through port, the transmission spectrum of MRM detected by a

low bandwidth PD is the average of the 2 transmission spectrum under 2 phase voltages

本文仿真了两种情况下 IRPH MRM 的归一化传输光谱（A.U 是 Arbitrary Unit 的缩写，是归一化光谱的纵轴单位。纵轴传输系数在 0~1 之间。在不加说明的情况下，MRM 的传输光谱均指 Through 端的光谱），以及对应的 IRPH 的光电流 I_{PD} 。图 3.9 显示的是调制电压摆幅为 4Vpp、两个相电压分别为 -1V 和 -5V 的 MRM 传输光谱，此时的 MRM 为载流子耗尽型调制器，调制效率较低，约为 15pm/V，调制中谐振峰位置变化 0.06nm，两个状态下的传输光谱取平均后的传输光谱中，只有一个峰值，对应的 IRPH 光电流曲线也只有一个峰值，该峰值对应的消光比为 0。

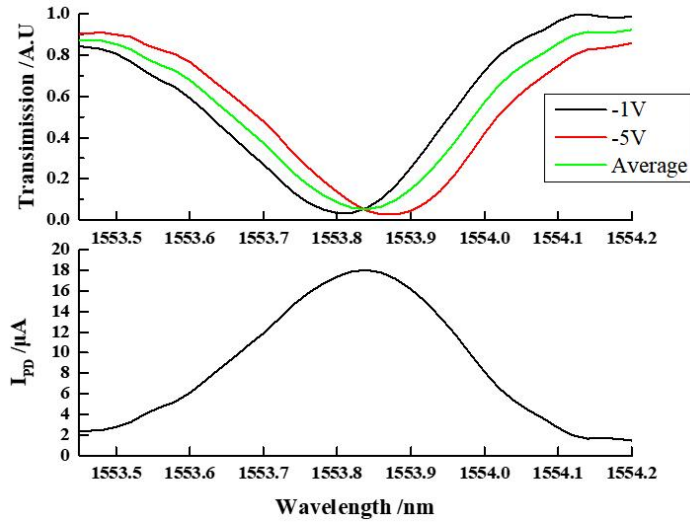


图 3.9 调制电压摆幅为 4Vpp、两个相电压分别为-1V 和-5V 的 MRM 传输光谱、平均传输光谱以及对应的 IRPH 的光电流 I_{PD}

Figure 3.9 MRM transmission spectrum, average transmission spectrum and photocurrent of corresponding IRPH with modulation voltage swing of 4Vpp and two phase voltages of - 1V and - 5V

图 3.10 显示的是调制电压摆幅为 2Vpp、两个相电压分别为+2V 和 0V 的 MRM 传输光谱、平均传输光谱以及对应的 IRPH 的光电流 I_{PD} 。此时的 MRM 工作在正偏电压下，调制效率较高，约为 300pm/V，调制中谐振峰位置变化 0.6nm，两个状态下的传输光谱取平均后的传输光谱中有 2 个峰值，对应的 IRPH 光电流曲线也有 2 个峰值，对应的消光比分别为 9.5dB 和 9.7dB。

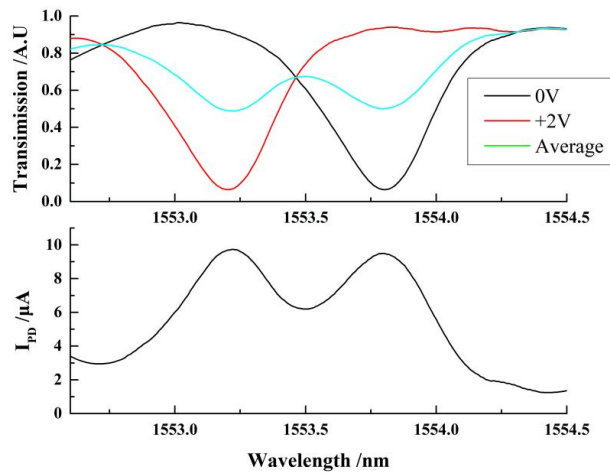


图 3.10 调制电压摆幅为 2Vpp、两个相电压分别为+2V 和 0V 的 MRM 传输光谱、平均传输光谱以及对应的 IRPH 的光电流 I_{PD}

Figure 3.10 MRM transmission spectrum, average transmission spectrum and photocurrent of corresponding IRPH with modulation voltage swing of 2Vpp and two phase voltages of +2V and 0V

3.3.1 实现 IRPH 光电流稳定的硬件与算法

由图 3.10 可知，只要将 I_{PD} 稳定在峰值位置处，就能使 MRM 调制的信号持续具有较高的消光比。

稳定 I_{PD} 需要实时地设置 IRPH 的电压 V_{IRPH} ，并读取 IRPH 的电流 I_{IRPH} 。如图 3.11 所示，IRPH 需要连接至包含有模数变换器（Analog-Digital Converter, ADC）以及数模变换器（Digital-Analog Converter, DAC）的微控制器单元（Micro-Controller Unit, MCU）。



图 3.11 设置 V_{IRPH} ，读取 IRPH 需要的硬件

Figure 3.11 The hardware required for setting V_{IRPH} and reading I_{IRPH}

在有输入光的情况下，给 IRPH 施加一个电压 V_{IRPH} ，此时 I_{IRPH} 包含有 IRPH 自身电阻产生的电流 I_d 以及光电流 I_{PD} ，为了知道的 I_{PD} 大小，需要首先在无光

条件下测量 I_d ，得到不同 V_{IRPH} 下的 I_d 。将 I_d 随 V_{IRPH} 变化的数据输入 MCU 中，供控制程序调取。

控制程序的流程框图如图 3.12 所示，该算法旨在寻找 I_{PD} 的极大值以及其对应的 V_{IRPH} ，并将 V_{IRPH} 稳定在的 I_{PD} 极大值附近。在每一次迭代中，首先读取 I_{IRPH} ，并计算出 I_{PD} ，之后给 V_{IRPH} 一个增量 ΔV ，再读取 I_{IRPH} 并计算出 I_{PD} ，比较 V_{IRPH} 改变前后的 I_{PD} ，若 I_{PD} 增大，则进入下一轮迭代；若 I_{PD} 减小，则改变 ΔV 的符号后进入下一轮迭代。

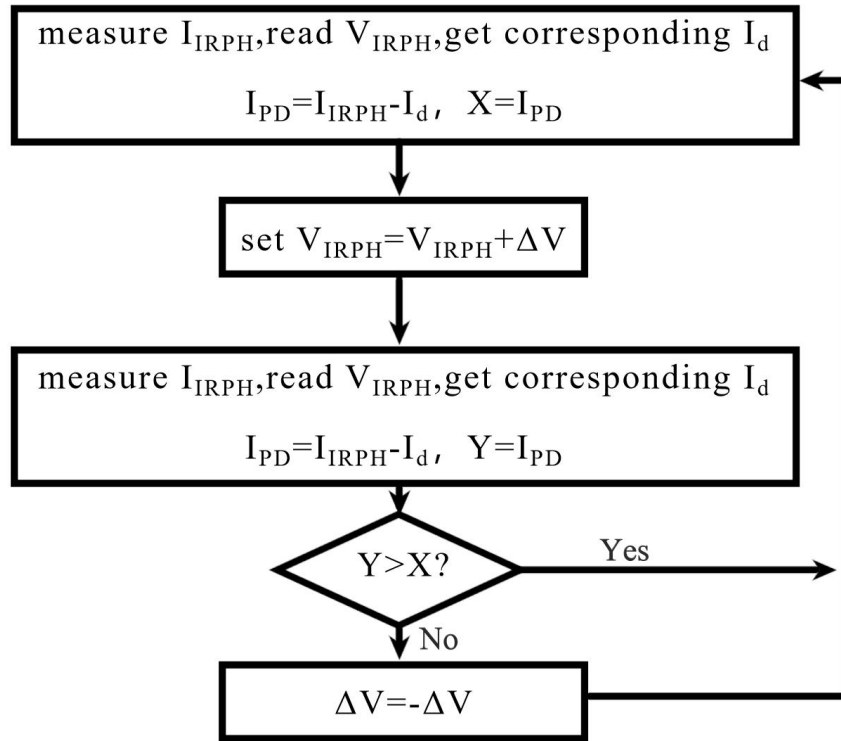


图 3.12 I_{PD} 峰值稳定算法

Figure 3.12 Peak of I_{PD} stabilization algorithm

上述算法能将 I_{PD} 稳定在峰值处，而只有 3.3 节中所述的 MRM 平均传输光谱以及 I_{PD} 曲线具有 2 个峰值的情况下，将 I_{PD} 锁定在峰值时，MRM 调制的数据才具有高消光比。

3.4 MRM 平均传输光谱具有双峰值的判决条件

本节讨论 MRM 平均传输光谱具有双峰值时，需要满足的条件。为了便于分析光谱的峰值，讨论 MRM 归一化耦合系数光谱，在不考虑波导损耗的情况

下，其物理意义为不同波长下，光功率从直波导耦合至环形波导中的耦合系数，计算方式为：

$$T_{\text{coupling}} = 1 - T_{\text{transmission}} \quad (3.4)$$

$T_{\text{transmission}}$ 和 T_{coupling} 分别代表 MRM 的传输系数（从 Through 端输出的光功率占输入光功率的比值）以及耦合系数（从直波导耦合至环形波导中光功率占输入光功率的比值），如图 3.13 所示。

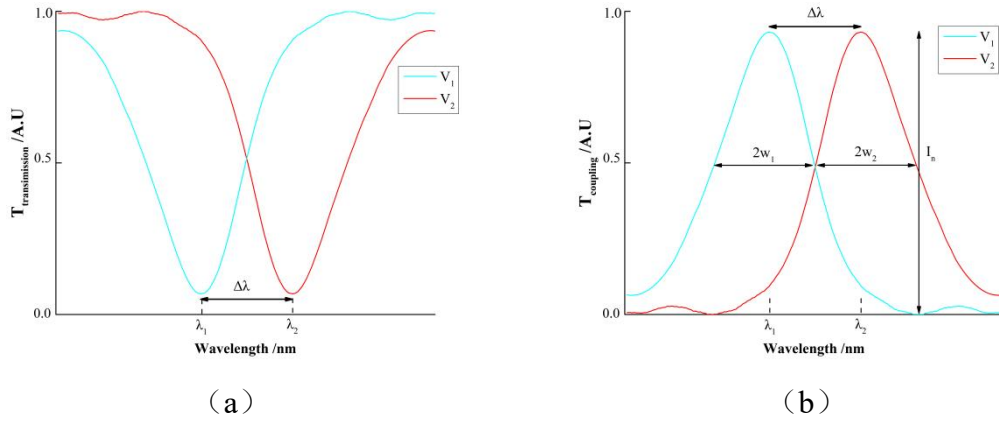


图 3.13 (a) $T_{\text{transmission}}$ 光谱 (b) T_{coupling} 光谱

Figure 3.13 (a) $T_{\text{transmission}}$ spectrum (b) T_{coupling} spectrum

V_1 和 V_2 分别为调制过程中 MRM 上施加的两个不同电压，对应有两个不同的峰值曲线。 w_1 和 w_2 分别为两个曲线的半峰全宽（Full Width at Half Maximum, FWHM）的一半，半峰全宽是光谱中的概念，指强度下降到最大值的一半时，谱线的宽度，此处指 T_{coupling} 为 0.5 时对应的谱线宽度。 λ_1 和 λ_2 分别为两个谐振峰的波长， $\Delta\lambda$ 指谐振峰波长的改变量。由于电压变化后，谐振峰的高度会发生变化，引入强度因子 I_n 来描述这种改变。可以写出 V_1 和 V_2 的耦合系数光谱 T_1 、 T_2 以及其平均耦合系数光谱 T_{Average} 的表达式：

$$T_i = \frac{1}{1 + \left(\frac{\lambda - \lambda_i}{w_i} \right)^2} \quad (3.5)$$

$$T_2 = \frac{I_n}{1 + \left(\frac{\lambda - \lambda_2}{w_2} \right)^2} \quad (3.6)$$

$$T_{\text{Average}} = \frac{0.5}{1 + \left(\frac{\lambda - \lambda_1}{w_1} \right)^2} + \frac{0.5I_n}{1 + \left(\frac{\lambda - \lambda_2}{w_2} \right)^2} \quad (3.7)$$

由于 $T_{\text{transmission}}$ 和 T_{coupling} 之间的线性关系, T_{Average} 光谱具有双峰值时, MRM 平均传输光谱也将具有双峰值, 而 T_{Average} 光谱具有双峰值需要式具有 2 个极大值, 通过求解满足该极值条件的式, 可得到 w_1 、 w_2 、 $\Delta\lambda$ 以及 I_n 这 4 个参数需要满足的关系。

3.4.1 双峰值判据

精确地确定 w_1 、 w_2 、 $\Delta\lambda$ 以及 I_n 的关系需要求解关于 λ 的高次方程, 其复杂的求解过程不利于工程应用。本节将提出一个简单实用的判据, 作为 MRM 平均传输光谱具有双峰值的充分条件。

瑞利判据 (Rayleigh Criterion) 是光学成像领域中判断两个物点是否能被区分的著名判据, 如图 3.14 所示^[67], 当两个像斑的张角 θ 大于或等于最小分辨角 θ_0 时, 两物点能够被分辨。

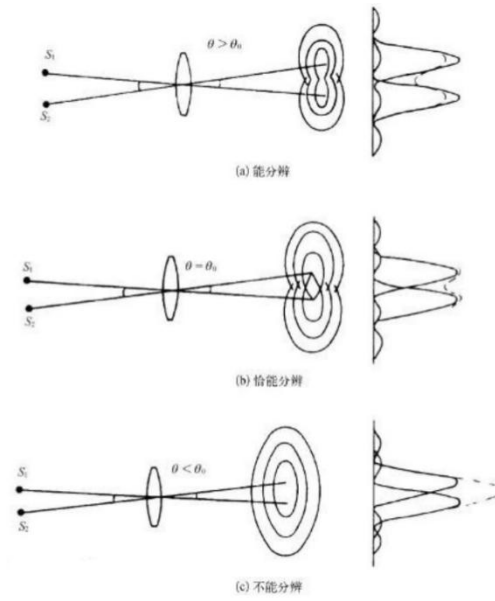


图 3.14 瑞利判据^[67]

Figure 3.14 Rayleigh Criterion

类比于瑞利判据，本节提出 MRM 平均传输光谱具有双峰值的判据（Double-Peak Criterion, DP Criterion），简称 DP 判据。因为 MRM 调制电压的幅度一般在 4V_{pp} 以下，谐振峰的半高宽以及高度的改变较小，这里认为谐振峰在两个 MRM 电压下的线型不变，即：

$$\begin{aligned} I_n &= 1 \\ 2w_1 &= 2w_2 = \lambda_{FWHM} \end{aligned} \quad (3.8)$$

λ_{FWHM} 为谐振峰的半高宽。DP 判据为：

$$\Delta\lambda \geq \lambda_{FWHM} \quad (3.9)$$

当 MRM 的谐振峰波长的改变量 $\Delta\lambda$ 大于或等于 λ_{FWHM} 时，MRM 平均传输光谱具有双峰值。

3.4.2 双峰值判据充分性的证明

本节证明在满足式的条件下，式是 MRM 平均传输光谱具有双峰值的充分条件。

当 $\Delta\lambda \geq \lambda_{FWHM}$ 时，如图 3.15 所示，在 V_2 的谐振峰波长处，设 V_2 曲线上的 A 点和 V_1 曲线上的 B 点的 $T_{coupling}$ 大小分别为 T_A 和 T_B ，则平均（Average）耦合系数曲线上对应的 D 点的大小为 $0.5 \times (T_A + T_B)$ 。由于 V_1 、 V_2 两谐振峰间隔大于或等于 λ_{FWHM} ，其交点处的 $T_{coupling}$ 大小将小于 $0.5T_A$ ，对应 Average 曲线上 C 点的大小也小于 $0.5T_A$ ，由于 C 点的值小于 D 点，在 D、C 两点之间必然存在导数为负值的 E 点。因为 A 点的导数为 0、B 点导数为正值，所以 D 点导数为正值，可以推理出在 D、E 之间必然存在一个导数为 0 的极大值点 F，同时由于函数的对称性，Average 曲线上会存在另一个极大值点 G，Average 曲线有 2 个极大值等价于 MRM 平均传输光谱具有双峰值，证明完毕。

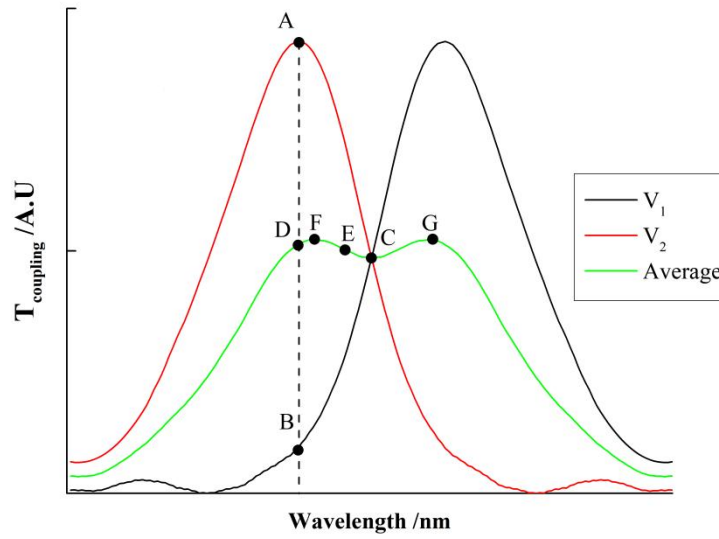


图 3.15 $\Delta\lambda$ 等于 λ_{FWHM} 时，两个相电压 V_1 、 V_2 的谐振峰曲线以及其平均传输光谱

Figure 3.15 When $\Delta\lambda$ equals λ_{FWHM} , resonant peak curves at two phase voltages V_1 and V_2 , and their average transmission spectra

DP 判据的成立需要满足式中的条件，而在实际中，MRM 电压的改变将使得 MRM 波导中的载流子浓度发生变化，波导损耗将改变，这样谐振峰的半高宽和高度都会变化，式的条件无法被满足，但在工程应用中，当实际情况与式偏离在一定范围内时，应用 DP 判据仍将具有较高的有效性。

3.5 本章小结

本章设计了具有谐振腔内光导加热器的微环调制器（IRPH MRM），以及稳定谐振波长需要的硬件与算法，之后仿真了 IRPH MRM 的传输光谱，并分析了其平均传输光谱具有单峰值和双峰值的两种情况，当平均传输光谱具有双峰值时，将其谐振波长稳定在输入光的波长处，IRPH MRM 将持续工作在一个高消光比的状态。最后本文推导了 IRPH 平均传输光谱具有双峰值的充分条件，即 DP 判据，为 IRPH MRM 的应用提供了理论支撑。

第4章 光电收发机封装设计及组装测试

光电收发机是实现光纤通信的硬件载体,研究高数据速率的光电收发机的封装设计、解决光电收发机应用中的工程问题对光纤通信的发展具有重要的意义。本章首先调研了基于MRM的WDM发射机研究现状,之后详细介绍了TEC与光芯片共封装发射机(Co-packaged of TEC and PIC Transmitter, CTP Tx)和4通道、单通道速率56Gbps PAM4接收机的封装设计,并通过测试对Tx和Rx的性能进行了表征,最后对测试结果进行了讨论。

4.1 基于微环调制器的波分复用发射机研究现状

2019年,Minkyu等展示了 $4\times 25\text{Gbps}$ 的发射机^[68],采用单片集成的方式将驱动电路和光子器件制作在同一芯片上,其设计的级联放大器能提供 4.5V_{pp} 的差分电压摆幅,光通过光栅耦合器进出芯片,4个MRM并联,设计FSR为12nm,信道间隔3nm,原理图如图4.1所示。Miltiadis等于2020年报道了 $4\times 50\text{Gbps}$ 的光电收发模块^[69],采用光电共封装(Co-packaged optics, CPO)的形式,模块中包含硅基光芯片、SiGe的驱动器芯片(driver)和TIA芯片,如图4.2所示。硅基光芯片中包含的MRM半径为 $7.5\mu\text{m}$,FSR为9nm,信道间隔2nm,Q值在5000左右,发射机能耗为 2pJ/bit , $4\times 50\text{Gbps}$ 调制实验中平均ER为3.17dB。2020年,Stelios Pitris等将Tx和Rx集成在同一颗芯片上,研制了 $8\times 50\text{Gbps}$ 的WDM光电收发器芯片^[70],如图4.3所示,其采用了8个波长,每个波长均承载50Gbps的数据速率,利用微环谐振器的波长选择特性来实现WDM,缩小了芯片面积,芯片面积为 $7.4\times 3.7\text{mm}^2$ 。2021年,Jahnavi等研制了 $4\times 112\text{Gbps}$ 的发射机^[71],如图4.4所示,PIC和EIC通过键合线连接,EIC上包含有MRM的驱动电路和热控制电路,能在 10°C 的温度变化下使发射机的TDCEQ增加量小于0.1dB。

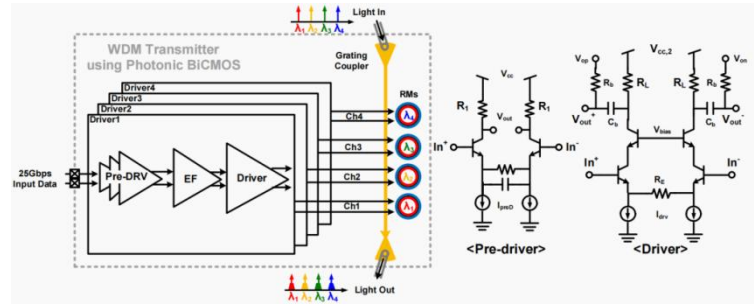


图 4.1 4×25Gbps WDM 发射机原理图^[68]

Figure 4.1 Schematic diagram of 4×25Gbps WDM transmitter

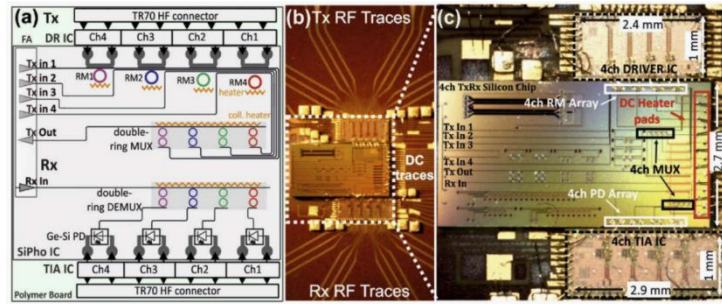


图 4.2 4×50Gbps 光电收发模块^[69]

Figure 4.2 4×50Gbps Photoelectric transceiver module

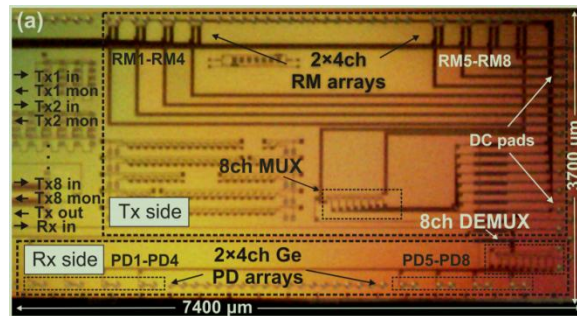


图 4.3 8×50Gbps WDM 光电收发器芯片^[70]

Figure 4.3 8×50Gbps Photoelectric transceiver chip

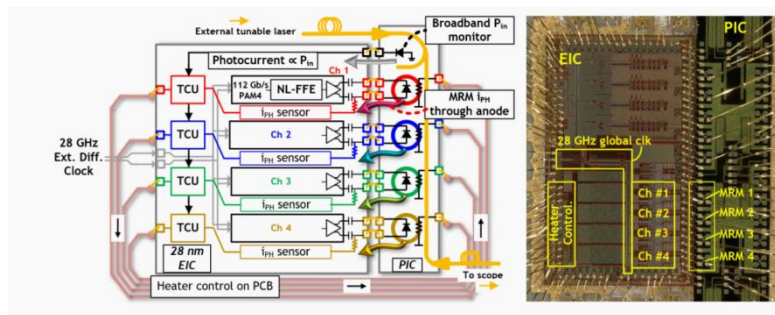


图 4.4 4×112 Gbps CPO 发射机^[71]

Figure 4.4 4×112 Gbps CPO transmitter

因为 MRM 的小尺寸和易于实现 WDM 的特点，基于 MRM 的 WDM 发射机一直是研究的热点，表 4.1 总结了包括本文 CTP Tx 在内的基于 MRM 的 WDM Tx，可以认为，基于 MRM 的 WDM 发射机的发展趋势是向着更多波长信道、更高单信道速率发展。

表 4.1 基于 MRM 的 WDM Tx

Table 4.1 WDM Tx base on MRM

文献	N	DR	DV	ER	E	ID
[68]	4	25	4	8		Y
[69]	4	50	2	3.17	2	N
[71]	4	112	2	2.7	5.8	Y
[70]	8	50	2.15	4.5	1.04	N
[72]	8	100	3.2	5	2.25	Y
[73]	11	5	1.2	6.5	0.17	Y
本文	12	15	2.5	2.5	14.0	N

N 代表 WDM Tx 的波长数；DR 代表单通道数据速率（Data Rate），单位 Gbps；DV 代表驱动电压（Driving Voltage），单位 V；ER 为消光比，单位 dB；E 为比特效率，单位 pJ/bit；ID 为集成驱动器（Integrated Driver），Y 代表该 WDM Tx 的 MRM 与驱动器集成在同一芯片，N 代表驱动器为分立芯片。

4.2 发射机、接收机芯片选型

本章中 Tx 的封装围绕如图 4.5 所示的 PIC 进行设计，在 PIC 中，12 个 MRM 并联于同一主波导，MRM 设计半径为 6.5μm，-1V 偏置电压时，带宽在 30GHz 以上。光通过 PIC 一侧的边缘耦合器进出 PIC。

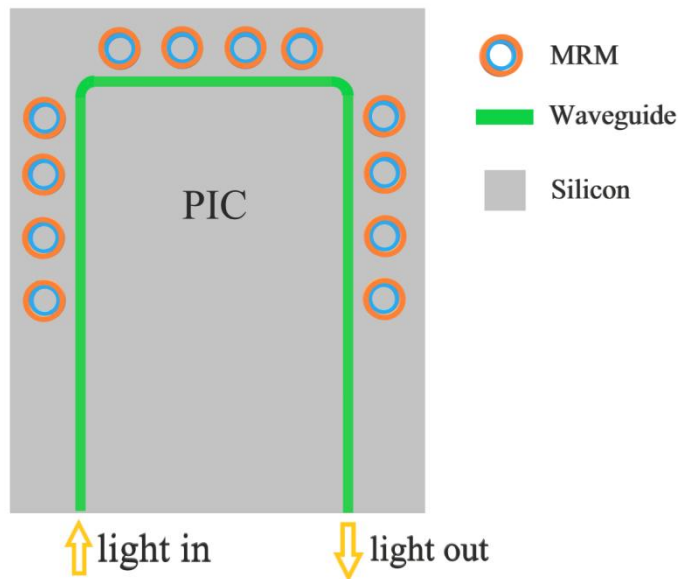


图 4.5 PIC 光学结构示意图

Figure 4.5 Optical structure of PIC

Tx 中驱动 MRM 的电芯片（Electrical Integrated Circuit, EIC）为 MACOM 公司设计的 MAOM-38051, 主要包含时钟与数据恢复（Clock and Data Recovery, CDR）与输出驱动器（Output Driver），每个芯片包含 4 个通道，每个通道能输出最高 28Gbaud/s 的 NRZ 或 PAM4 信号, 且在封装尺寸上能够与 PIC 相匹配。

Rx 中使用的光芯片为芯思杰公司生产的光探测器芯片（photo detector, PD），如图 4.7 所示，其包含 4 个通道，可支持最高 28 Gbaud/s 的数据速率。



图 4.7 Rx 光探测器芯片

Figure 4.7 Rx PD

Rx 中还用到了 MACOM 公司生产的跨阻放大器（TIA）芯片 MATA-03819 和 CDR 芯片 MASC-38040B。TIA 芯片能够将 PD 的光电流转换为放大后的电压信号进行输出，其功能框图如图 4.8 所示。CDR 芯片接收来自 TIA 的信号，并对其进行数据恢复，减小在光电收发链路中积累的噪声信号幅度，并进行输出。

4.3 热电制冷器与光芯片共封装发射机

4.3.1 发射机封装设计

MRM 是温度敏感型器件，温度每改变 1°C ，其谐振波长大致漂移 0.1nm ，在 Hao Li 等关于 MRM 发射机的工作中^[57]，其信号眼图在温度改变 24°C 后完全闭合。因此，为了增加 MRM 发射机的温度稳定性，在本节的 Tx 封装设计中引入了热电制冷器（TEC）的封装，TEC 利用半导体热效应进行温度控制，改变 TEC 的电流即可控制 TEC 加热或散热。本节的研究内容即是 TEC 与光芯片共封装发射机（Co-packaged of TEC and PIC Transmitter, CTP Tx）的设计制造与测试。

为了保证 TEC 长期工作的稳定性以及其与 Tx 光芯片间良好的热交换，TEC 需要气密封装，且 TEC 与光芯片间需要导热良好的陶瓷作为传热介质。CTP Tx 的封装设计平面图以及垂直截面图分别如图 4.10、图 4.11 所示。其中光纤阵列单元（Fiber Array Unit, FAU）包含光的输入、输出光纤，与 PIC 进行端面耦合。PIC 通过引线键合（Wire Bonding, WB）的方式封装在陶瓷电路板上，图 4.12（b）为陶瓷电路板版图。陶瓷电路板通过球栅阵列（Ball Grid Array, BGA）封装在 PCB 上，图 4.12（a）即为 CTP Tx 的 PCB 版图。偏置（Bias）电路连接了 BGA 与 EIC，EIC 通过 WB 的方式封装在 PCB 上。

为了容纳 TEC 的封装体，PCB 做开槽处理。TEC 背贴于陶瓷电路板的下方，通过铜柱（copper-pillar）电极与引线连接至 PCB，使用 MCU 进行 TEC 的控制。使用陶瓷和底部的铜制热沉（heat-sink）以及密封胶形成气密结构。

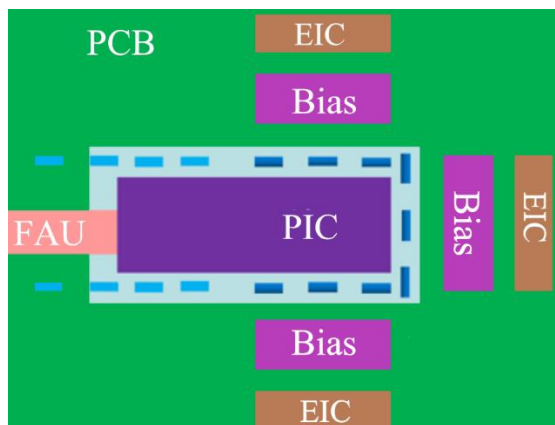


图 4.10 CTP Tx 封装平面图

Figure 4.10 Planar graph of the CTP Tx package

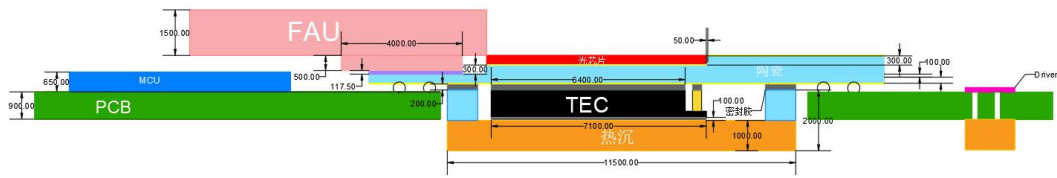


图 4.11 CTP Tx 封装垂直截面图

Figure 4.11 CTP Tx hermetic package

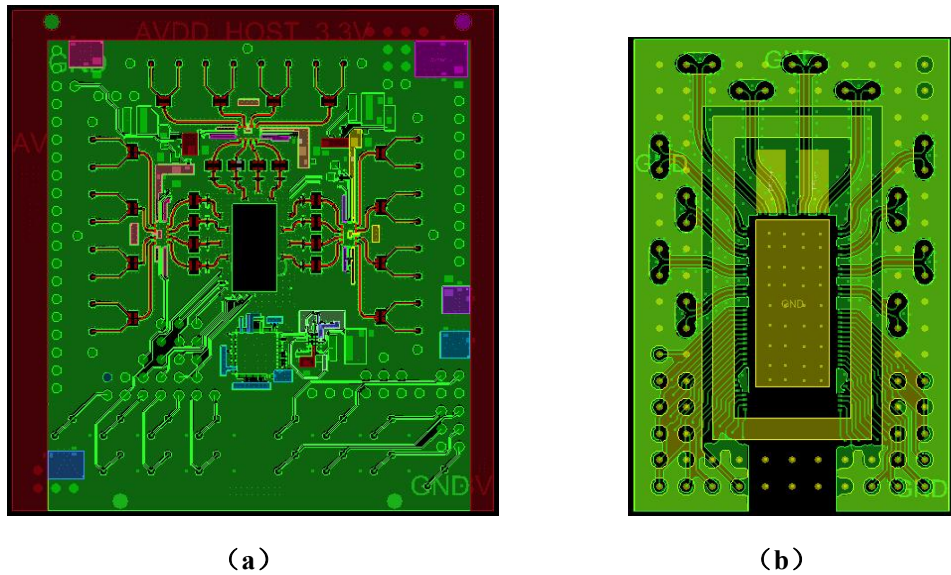


图 4.12 版图设计：(a) PCB 版图；(b) 陶瓷电路板版图

Figure 4.12 Layout design: (a) PCB layout; (b) Ceramic circuit board layout

MRM 的偏置电路设计如图 4.13 所示。偏置电路利用电容、电感各自对直流、交流的高阻抗特性，将高速的数字信号和直流偏置电压都加载到 MRM。

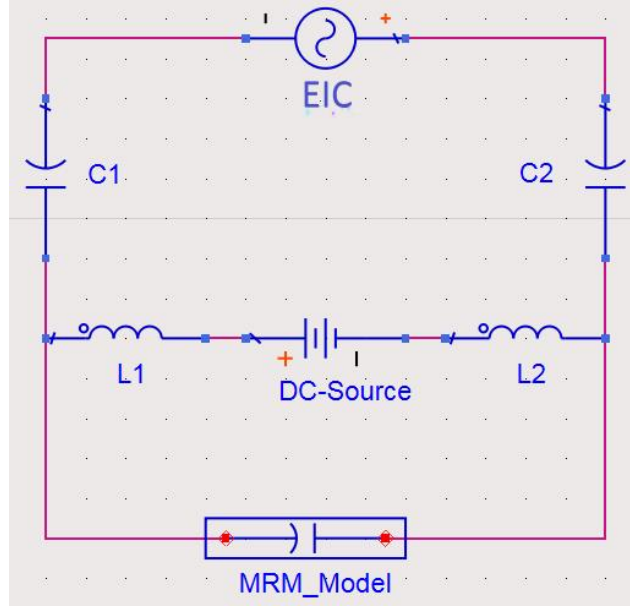


图 4.13 偏置电路电路图

Figure 4.13 Bias circuit diagram

EIC 输出信号的 10%~90%上升时间 T_{rise} 为 14ps, 根据信号上升时间与信号有效带宽 BW 的近似公式^[35]:

$$BW = \frac{350 \text{ (GHz} \cdot \text{ps)}}{T_{\text{rise}}} \quad (3.10)$$

计算得 EIC 输出信号的 BW 约为 25GHz。根据电容、电感的阻抗公式:

$$Z_c = \frac{1}{i\omega C_i} \quad \dots (3.11)$$

$$Z_L = i\omega L_i \quad \dots (3.12)$$

其中 ω 为电磁波角频率, C_i 、 L_i 分别代表电容值和电感值。当取 C_i 、 L_i 分别为 100nF 和 10 μ H 时, 对 25GHz 频率信号的 Z_c 和 Z_L 分别为 $5.6 \times 10^{-5}\Omega$ 和 $1.6 \times 10^6\Omega$, 能够很好地实现偏置电路的功能。

偏置电路可视为 PCB 上的一段传输线, 由 EIC 输出的信号在经过这段传输线后, 由于信号幅度的衰减, 其 BW 会减小, BW 减小程度与传输线的带宽有关^[35]:

$$\frac{1}{BW_{\text{out}}^2} = \frac{1}{BW_{\text{in}}^2} + \frac{1}{f_{\text{TL}}^2} \quad \dots (3.13)$$

BW_{in} 为输入传输线的信号的有效带宽, BW_{out} 为从传输线输出的信号的有效带宽, f_{TL} 为传输线的带宽。 f_{TL} 应尽可能高, 以减小信号在经过传输线后的失真。

f_{TL} 主要与传输线的长度以及阻抗一致性有关, 在设计中应尽量缩短其长度, 并使传输线上的阻抗保持一致。由于电容、电感的在 PCB 上的焊盘的宽度大于具有 100Ω 阻抗的 PCB 走线 (trace) 的宽度, 在焊盘位置处的阻抗将小于 100Ω , 在该位置处将发生信号的反射, 反射系数 Γ 与阻抗失配程度有关^[74]:

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{pad}} - Z_0}{Z_{\text{pad}} + Z_0} \quad \dots (3.14)$$

Z_{pad} 、 Z_0 分别为焊盘处的阻抗和走线的阻抗, Z_0 的设计值为 100Ω , 减小 Γ 需要在仿真中优化器件焊盘与参考平面之间的距离, 让 Z_{pad} 尽量接近 100Ω , 使得 f_{TL} 尽可能高。图 4.14 为该传输线的仿真模型, 该模型包括从 EIC 处开始的 trace、电容、电感以及至 BGA 处的 trace。图 4.15 为优化后传输线 S_{21} 参数的仿真结果, S_{21} 为 3dB 时对应的频率即为 f_{TL} , 仿真中 f_{TL} 达到 21GHz。

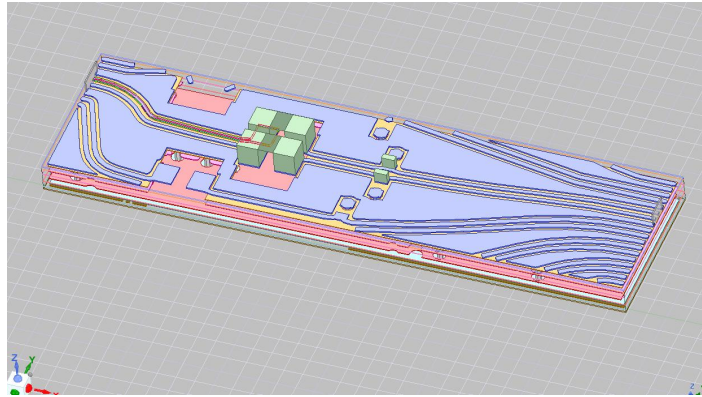


图 4.14 传输线仿真模型

Figure 4.14 Simulation model of transmission line

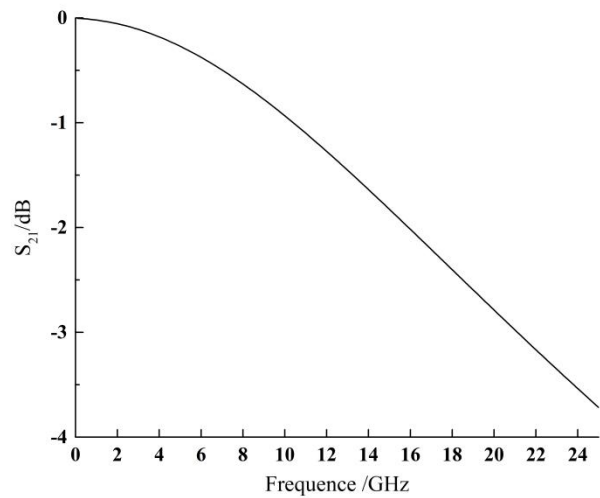


图 4.15 传输线 S_{21} 参数的仿真结果, f_{TL} 约为 21GHz

Figure 4.15 Simulation results of S_{21} parameters, f_{TL} is about 21 GHz

根据 CTP Tx 的封装结构设计了如图 4.16 所示的组装流程, 组装后的实物如图 4.17 所示。

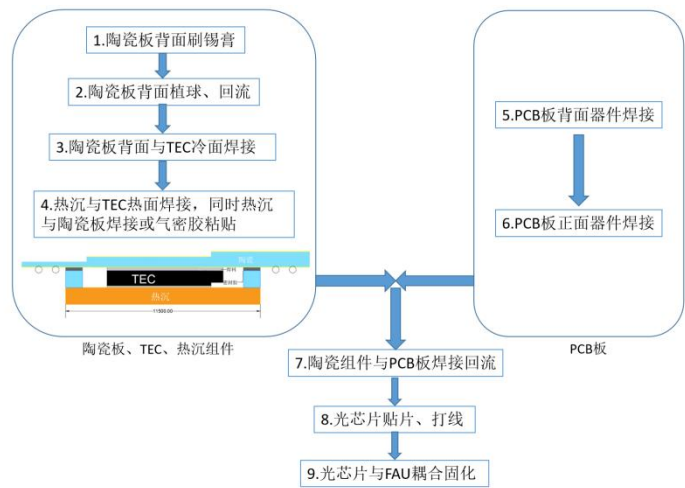


图 4.16 CTP Tx 封装流程设计

Figure 4.16 Packaging process design

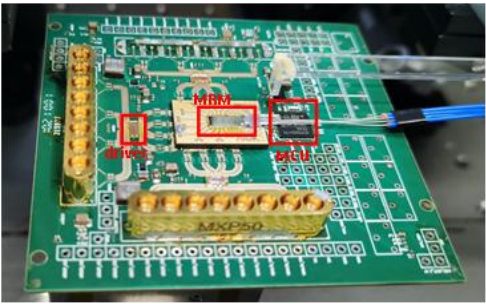


图 4.17 CTP Tx 实物照片

Figure 4.17 Photo of CTP Tx

4.3.2 测试与讨论

4.2.3.1. heater 性能测试、MRM 传输光谱测试

本节主要测试了 CTP Tx 的 heater 性能、MRM 传输光谱。测试链路如图 4.18 所示，波长可调谐激光器（Tunable Laser）输出的单色光通过单模光纤 SMF 进入 Tx，之后输出至光谱仪（Optical Spectrum Analyzer，OSA），可调电压源为 Tx 中的 heater 和偏置电路提供电压。

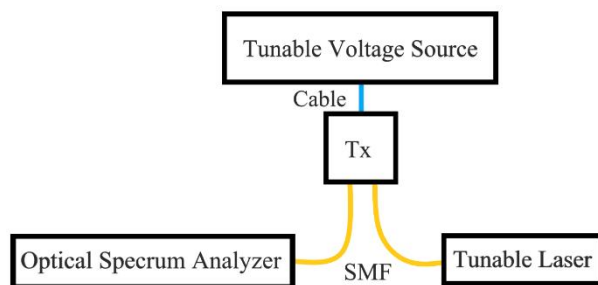


图 4.18 MRM 传输光谱测试

Figure 4.18 Measurement setup for MRM transmission spectrum

heater 是 PIC 上临近 MRM 的一段 TiN 电阻，通过改变其电压能改变其加热功率。图 4.19 显示了不同 heater 功率下的 CTP Tx 的传输光谱，增大 heater 功率，MRM 谐振波长向长波长方向移动。图 4.20 为 MRM 谐振波长随 heater 功率变化的测试数据散点图以及其线性拟合曲线，heater 功率变化 1mW，MRM 谐振波长平均移动 0.77nm。图 4.21 为经过 heater 调整后 Tx 的传输光谱，12 个通道的谐振峰能够保持平均 0.9nm 的信道间隔，FSR 为 10.9nm。CTP Tx 的 IL 为 18.4dB。

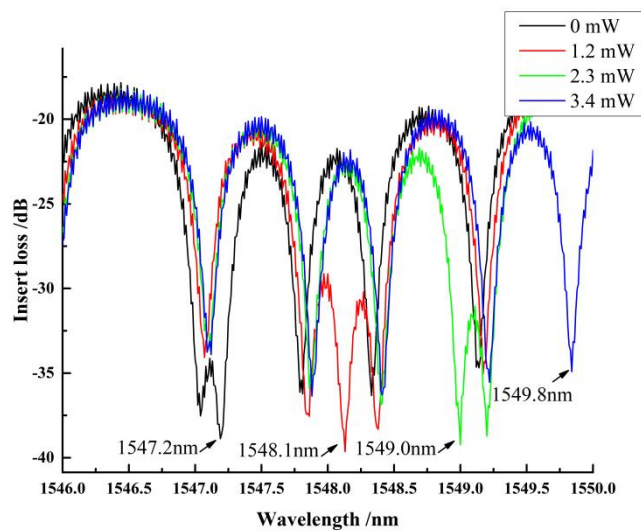


图 4.19 不同 heater 功率下的 CTP Tx 的传输光谱

Figure 4.19 Transmission spectrum of CTP Tx at different heater powers

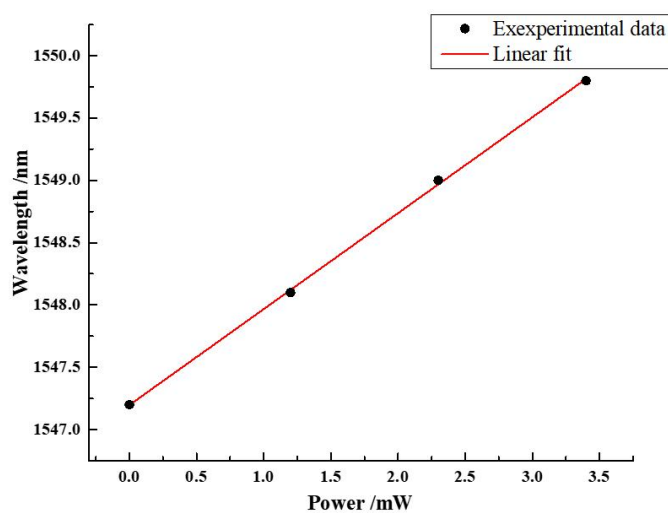


图 4.20 MRM 谐振波长随 heater 功率变化的测试数据与线性拟合

Figure 4.20 The experimental data and linear fitting of the resonant wavelength with power applied on heater.

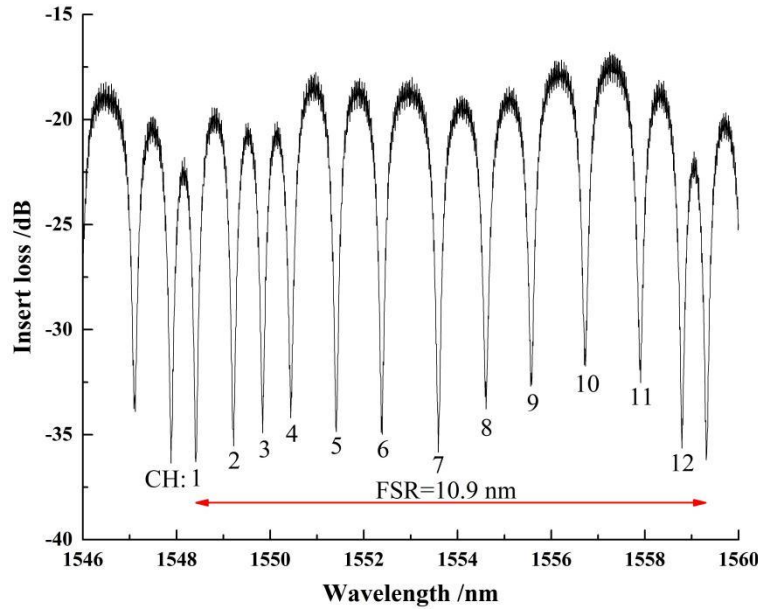


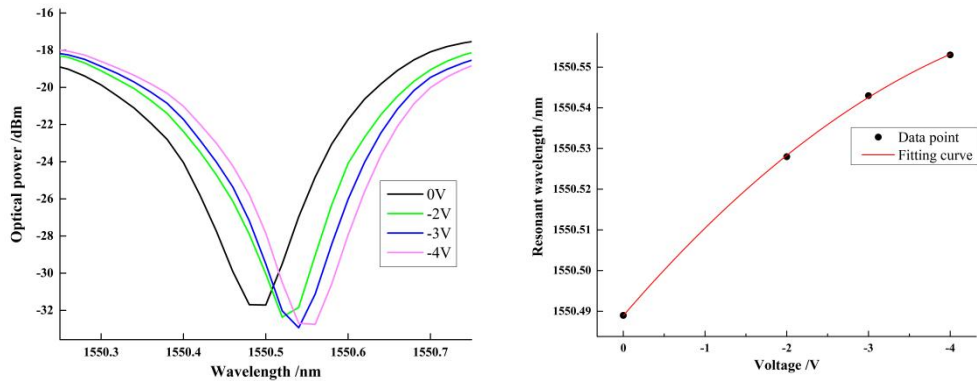
图 4.21 heater 调整后的 CTP Tx 的传输光谱

Figure 4.21 The transmission spectrum of the CTP Tx under adjustment of heater.

4.2.3.2. MRM 静态调制实验

MRM 静态调制实验旨在测试不同偏置电压下 MRM 谐振峰的位置，得到 MRM 的调制效率，该调制效率通过单位电压下谐振峰位置的改变量表示。

偏置电压由外部可调电压源提供，通过偏置电路施加在单个 MRM 上。由于 MRM 设计为载流子耗尽型调制器，故实验测试了其在反偏电压下的谐振峰位置变化。图 4.22 (a) 显示了在不同偏置电压下 1550nm 附近的谐振峰位置，随着反偏电压的增大，谐振峰向长波长方向移动。图 4.22 (b) 拟合了谐振峰波长随偏置电压变化的数据点，在 0V~2V 之间，MRM 调制效率约为 20pm/V；在 -2V~-4V 之间，MRM 调制效率约为 10pm/V，随着反偏电压的增大，调制效率逐渐降低。



(a)

(b)

图 4.22 (a) 不同偏置电压下 MRM 的谐振峰 (b) MRM 谐振波长随偏置电压变化的测试数据与线性拟合

Figure 4.22 (a) Resonance peak of MRM under different bias voltages (b) Test data and linear fitting of MRM resonant wavelength with bias voltage

4.2.3.3. 发射机带宽测试及动态调制实验

本节测试围绕 CTP Tx 的电学性能展开，依次测试了 PCB 传输线的阻抗和 S_{21} 参数、CTP Tx 的电光带宽以及 CTP Tx 的调制眼图。

传输线的阻抗采用时域反射计 (Time Domain Reflectometer, TDR) 进行测试，图 4.23 为传输线阻抗的测试结果，结果显示传输线阻抗最低位置处为 64.05Ω ，说明在器件焊盘位置处，阻抗仍然偏低，根据公式，该位置处反射系数的绝对值 $|\Gamma|$ 约为 22%，较大的 $|\Gamma|$ 将限制传输线带宽 f_{TL} ，并影响发射机的带宽。

图 4.24 为包括传输线、BGA 以及陶瓷电路板在内的由 EIC 至 PIC 的信号传输路径 (不包括键合线) 的 S_{21} 参数测试结果， f_{TL} 约为 12.2GHz。考虑到键合线 1dB 左右的损耗，整个封装的带宽 f_p 应为传输线的 2dB 带宽，在 7.7 GHz 左右。

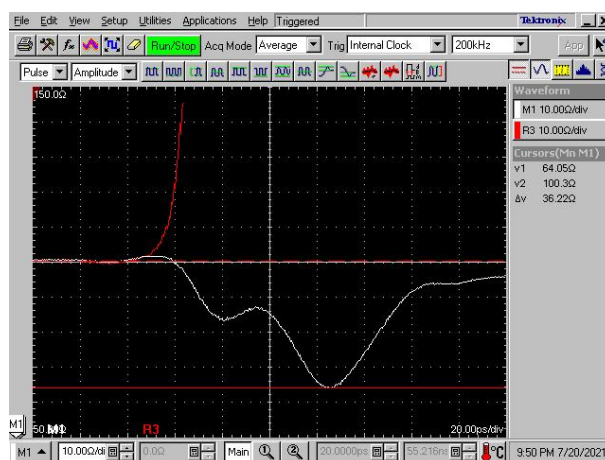


图 4.23 传输线阻抗测试结果，阻抗最低位置处为 64.05Ω

Figure 4.23 Transmission line impedance test results, the lowest impedance position is 64.05Ω

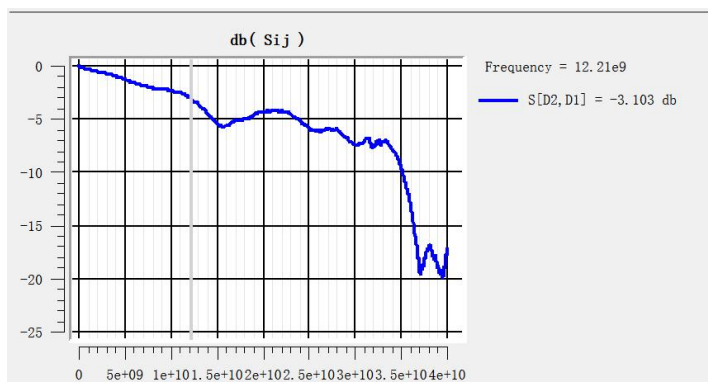


图 4.24 传输线 S_{21} 参数的测试结果，3dB 带宽约为 12.2GHz

Figure 4.24 Test results of S_{21} parameters, 3dB bandwidth is about 12.2 GHz

图 4.25 为 CTP Tx 的电光带宽测试结果，其带宽 f_T 为 7.5GHz，而调制器带宽 f_M 在 30GHz 以上，CTP Tx 的封装较大程度地限制了发射机的带宽。

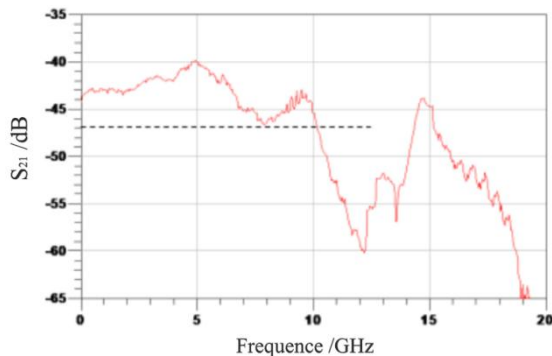


图 4.25 CTP Tx 的电光带宽测试结果，测试带宽 f_T 为 7.5GHz

Figure 4.25 Electro-optic bandwidth test results of CTP Tx, showing a bandwidth of 7.5 GHz

调制实验测试链路如图 4.26 所示，由码型发生器（Pattern Generator）产生调制信号，通过连接器电缆（Cable）输入到 Tx，TL 输出的光通过 SMF 进入 Tx，经 Tx 调制后的光信号经光纤放大器（Fiber Optical Amplifier, FOA）放大后输入光学采样示波器（Optical Sampling Scope），通过改变 TL 的波长，依次测试 12 个波长信道。

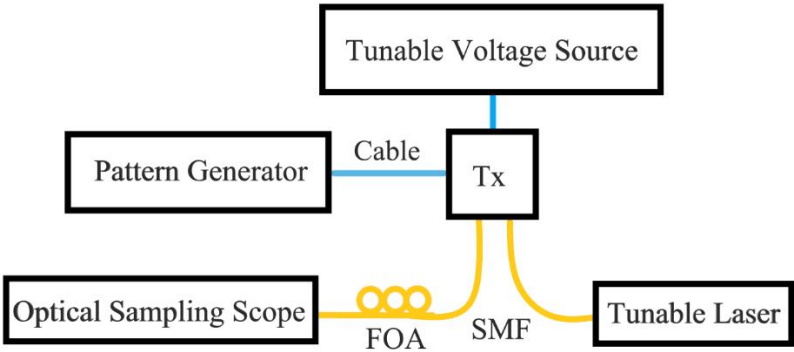


图 4.26 CTP Tx 调制实验测试链路

Figure 4.26 The experimental setup for the data modulation experiment.

图 4.27 为 CTP Tx 发射机数据速率为 15Gbps 的眼图,可以看到眼图清楚张开。图 4.28 为 CTP Tx 发射机数据速率为 17Gbps 的眼图,相比于 15Gbps 的眼图,17Gbps 的眼图明显地变得模糊。根据奈奎斯特定律,17Gbps 的数据速率已经超过了带宽 7.5GHz 发射机的无误码传输速率,传输过程中将出现明显的码间干扰^[36],使得眼图闭合。

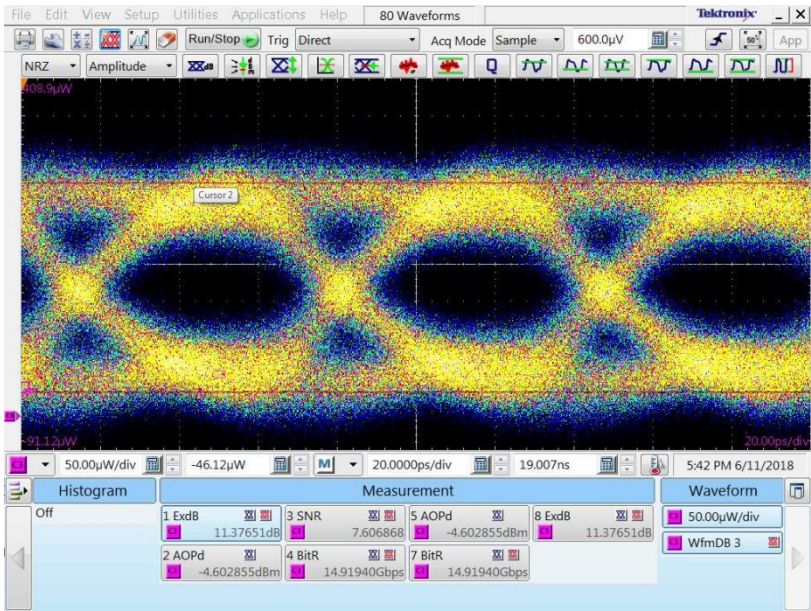


图 4.27 CTP Tx 眼图, 测试速率 15Gbps

Figure 4.27 Eye diagram of CTP Tx, at a data rate of 15 Gbps

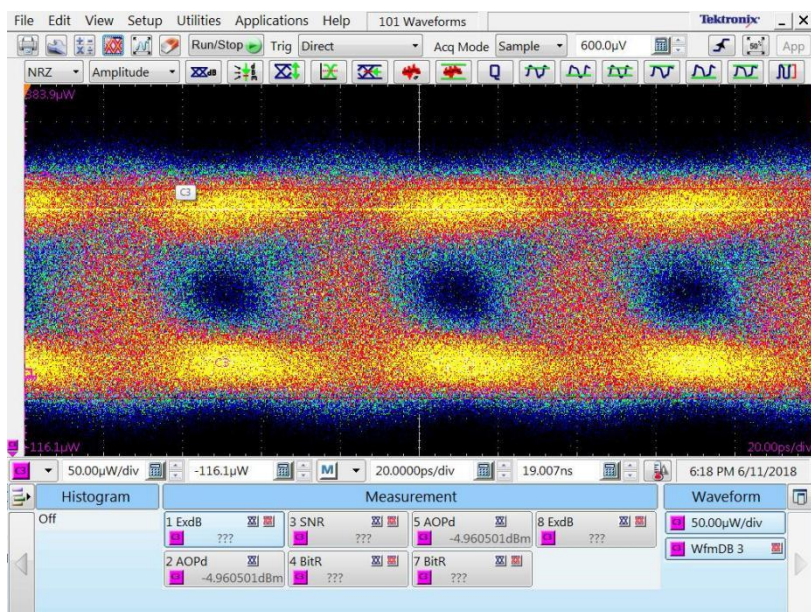


图 4.28 CTP Tx 眼图，测试速率 17Gbps

Figure 4.28 Eye diagram of CTP Tx, at a data rate of 17 Gbps

以上测试结果表明，CTP Tx 能够实现单通道 15Gbps 的调制速率。同时也表明，在 GHz 量级的高频设计中，封装已经成为了 Tx 带宽的一个重要限制因素，要实现高数据速率的 Tx，就需要尽可能简单的封装，才能使互联长度足够地短以降低高频信号的损耗、提高带宽。

4.4 4 通道、单通道 56 Gb/s 接收机

4.4.1 接收机封装设计

56Gbps PAM4 信号的符号速率为 28Gbaud/s，根据 1.3 节中的分析，Rx 带宽需要在 14GHz~20GHz 之间。图 4.31 为 Rx 的封装设计，光信号经 PD 转为电信号后进入 TIA 和 CDR，CDR 输出的电信号通过连接器离开 Rx 完成光电转换。

CDR 芯片的作用是对来自 TIA 的信号进行数据恢复，降低信号上的噪声，保证 Rx 输出的电信号质量。假设 TIA 输出信号与 EIC 的输出信号具有同样的 25GHz 有效带宽，为了确保 TIA 输出的信号在达到 CDR 的输入端时没有过大的失真，达到 CDR 的输入端的信号的 BW 至少要高于 14GHz，因为 28 Gbaud/s 的数据变化频率最快为 14GHz。根据公式，TIA 到 CDR 之间包括键合线在内

的传输路径的 f_{TL} 应该在 17GHz 以上。

TIA 与 CDR 之间的传输线模型如图 4.29 所示，包含 PCB trace 以及耦合电容，trace 采用 GSSG（Ground-Signal-Signal-Ground）的结构，trace 的参考平面通过过孔阵列（Via Array）使其良好接地，避免天线效应导致的微波损耗。在电容位置处，同样需要优化其与参考平面的距离，使其尽量与 trace 的阻抗匹配，优化后的 S_{21} 参数仿真结果如图 4.30 所示， f_{TL} 为 44GHz。

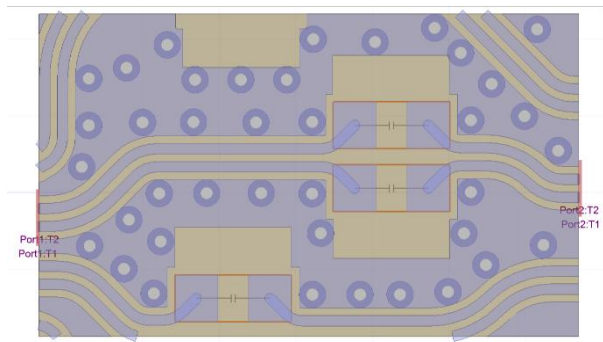


图 4.29 TIA 与 CDR 之间的传输线模型

Figure 4.29 Transmission line model between TIA and CDR

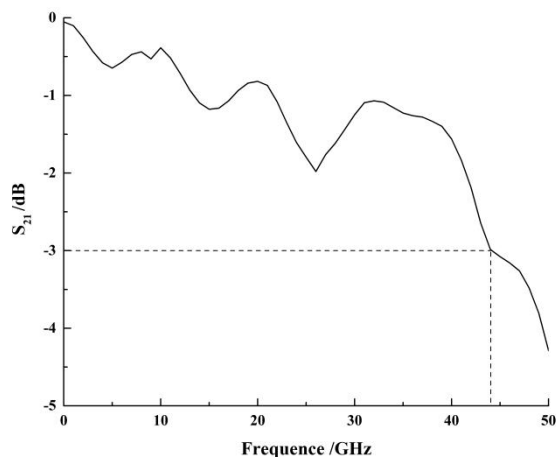


图 4.30 TIA 与 CDR 之间的传输线的 S_{21} 参数仿真结果， f_{TL} 为 44GHz

Figure 4.30 S_{21} parameter simulation results of transmission line between TIA and CDR, showing a f_{TL} of 44 GHz

图 4.32 为 Rx 的 PCB 版图，PD 的输出端与 TIA 的输入端通过 WB 连接，TIA 的输出端与 PCB trace 通过 WB 连接，CDR 通过 FC（Flip Chip）的方式与 PCB trace 连接。完成组装后的 Rx 如图 4.33 所示。



图 4.31 Rx 封装设计

Figure 4.31 Rx package design

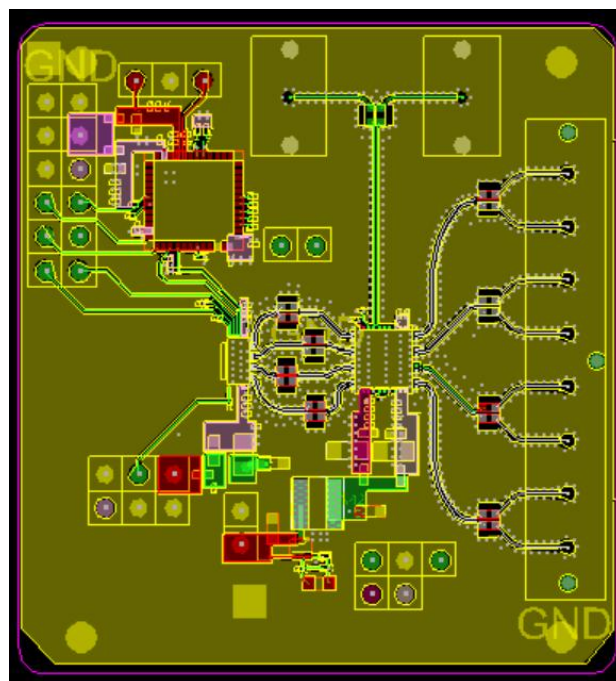


图 4.32 Rx PCB 版图

Figure 4.32 Rx PCB layout

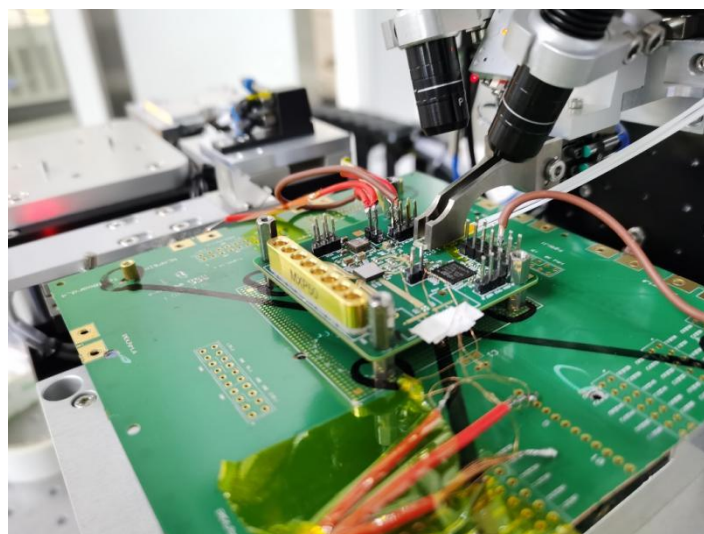


图 4.33 Rx 实物照片

Figure 4.33 Photo of Rx

4.4.2 测试与讨论

Rx 测试围绕其电学性能展开，测试了由 TIA 到 CDR 之间传输线的带宽、接收机光电带宽以及接收机的眼图。

图 4.34 为 TIA 到 CDR 之间传输线的 S_{21} 参数测试结果，显示其带宽为 25.1GHz，较仿真值偏低 43%，说明仿真模型仍然过于理想。图 4.35 为 Rx 的光电带宽测试结果，1 代表光信号输入端，2、3 分别为差分电信号的两个端口， S_{21} 、 S_{31} 代表 Rx 的光电带宽， S_{22} 、 S_{33} 代表分别代表电信号在 2、3 端口的反射。测试结果表明 Rx 的光电带宽为 16.3GHz，达到了 Rx 的带宽设计要求。

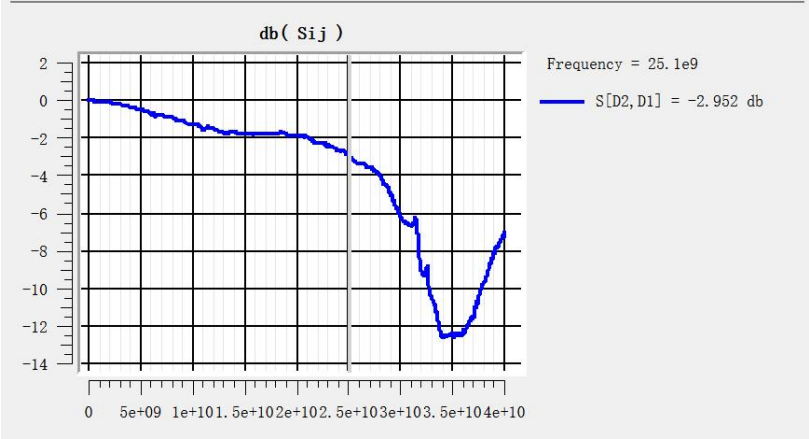


图 4.34 TIA 到 CDR 之间传输线的 S_{21} 参数测试结果

Figure 4.34 S_{21} parameter test results of transmission line between TIA and CDR

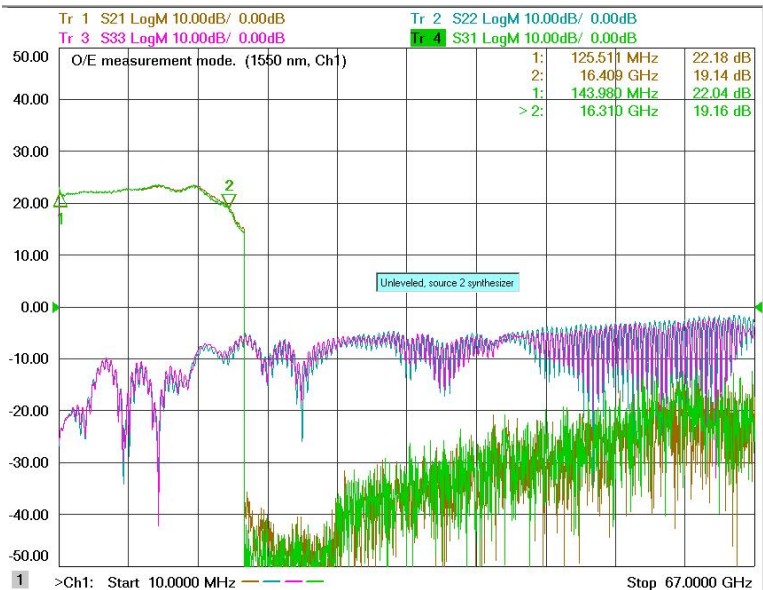


图 4.35 Rx 光电带宽测试结果

Figure 4.35 Electro-optic bandwidth test results of Rx

最后测试了 Rx 的眼图，图 4.36 (a)、(b) 分别为 28Gbaud 的 NRZ 信号和 PAM4 信号眼图，两张眼图中都能清楚地看到张开的信号眼。

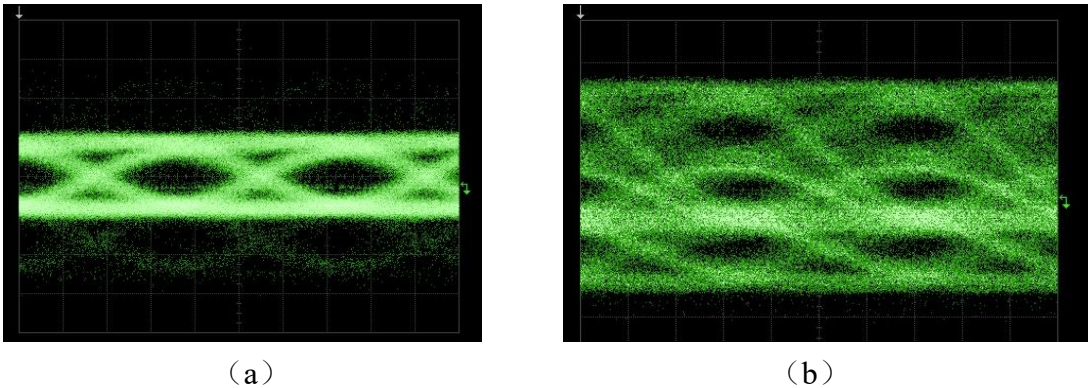


图 4.36 Rx 28Gbaud 信号眼图: (a) NRZ 信号; (b) PAM4

Figure 4.36 28Gbaud eye diagram of Rx; (a) NRZ; (b) PAM4

总结 Rx 的测试结果，Rx 很好地达到了单通道 56Gbps 的设计目标。

4.5 本章小结

本章内容围绕基于 MRM 的 WDM Tx，首先调研了基于 MRM 的 WDM Tx 的研究现状，然后设计制造了 CTP Tx，CTP Tx 的测试结果表明，CTP Tx 能进行单通道最高 15Gbps 的数据发送。之后本章设计了 4x56 Gb/s Rx，测试结果表明 Rx 能成功地完成单通道 56Gbps PAM4 信号的光电转换。

第5章 总结与展望

5.1 本文工作总结

本文工作围绕 MRM 以及基于 MRM 的收发机封装设计及实现，具体可归纳如下：

1. 调研了光通信以及光电收发机的发展历程及现状，阐述了信息社会发展对光通信技术进步的迫切需求，结合文献说明了基于 DML、EAM、LN 调制器、硅基 MZM 及 MRM 的发射机的研究现状，并讨论了这几种技术的优缺点，指出了研究 MRM 的价值。

2. 调研了 MRM 的设计方法，目前关于 MRM 的设计方法仍不够完善，缺少对 MRM 带宽和调制效率随设计参数变化的研究，据此，本文结合仿真软件，仿真了 MRM 的掺杂方式、调制长度和 Q 值对带宽和调制效率的影响，并形成了一套 MRM 的设计流程。

3. 调研了 MRM 的谐振波长稳定机制，设计了 IRPH MRM 并提出了创新的 MRM 谐振波长稳定机制。证明了 IRPH MRM 具有双峰值平均传输光谱的充分条件。

4. 调研了基于 MRM 的 WDM 发射机的研究现状，指出了 WDM 发射机的发展趋势是更多波长信道、更高速率。首先设计了 CTP Tx，CTP Tx 封装了具有温度调节功能的 TEC，CTP Tx 带宽达到 7.5GHz，能实现单通道 15Gbps 的调制速率。同时设计了 4 通道、单通道 56 Gb/s Rx，测试中 Rx 达到了 16.3GHz 的带宽，能完成 28Gbaud 的 NRZ 和 PAM4 信号的数据接收。

5.2 未来工作展望

本文研究了 MRM 的设计方法及基于 MRM 的 WDM 发射机，以此为基础，仍有以下内容值得探索：

1. 本文对 IRPH MRM 的分析主要基于理论与仿真，进一步研究 IRPH MRM 需要制造实际的 IRPH MRM 器件并进行测试。目前已经完成 IRPH MRM

的版图设计并正在流片，如图 5.1 所示，未来对 IRPH MRM 的测试能进一步完善关于 IRPH MRM 应用的理论。

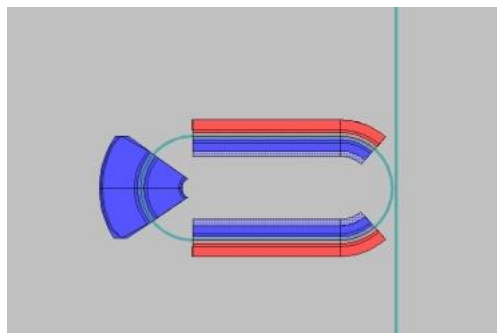


图 5.1 IRPH MRM 芯片版图

Figure 5.1 Chip layout of IRPH MRM

2. CTP Tx 在测试中完成了 15Gbps 的调制，未来可探索在保留偏置电路以及 TEC 封装的条件下，CTP Tx 的带宽以及调制速率能否进一步提高。

3. CTP Tx 的谐振波长的热调谐采用手动方式，未来可探索采用自动热调谐的方式，自动热调谐可能存在如下难点：

(1) CTP Tx 具有 12 个波长通道，常用方案情况下，自动热调谐需要同时检测 12 个 PD 的光电流，并调节 12 个 heater，因此需要 12 个 ADC 和 DAC，一般商用 MCU 的 ADC 和 DAC 数量在 3~4 个左右，完成自动热调谐将需要多个 MCU，这使得系统较为复杂，控制难度较大。

(2) 一般光电流的大小在 μA 量级^[56, 66]，这对检测光电流的 ADC 的灵敏度提出了较高的要求。

(3) 自动热调谐的目标是稳定光电流，找到 MRM 具有最佳消光比对应的光电流的值需要通过准确的实验数据进行确定。同时需要确定控制算法中各参数的值，使反馈控制能较快地应对谐振波长的变化并具有较好的稳定性，这需要多次的测试及改进。

4. 由于 PCB 上偏置电路以及陶瓷板的存在，CTP Tx 的封装带宽较低，金线键合 (Wire Bonding, WB) 的封装方式具有较短的互联长度，一般在 $200\mu\text{m}$ 左右，高频损耗小因而具有较高带宽，未来可采用 WB 的方式封装 PIC 与 EIC，设计光电共封装发射机 (Co-packaged optics Tx, CPO Tx)，目前已经完成 CPO

Tx 的设计及制造，如图 5.2 所示，未来对 CPO Tx 的测试有助于探索高容量的 WDM Tx。

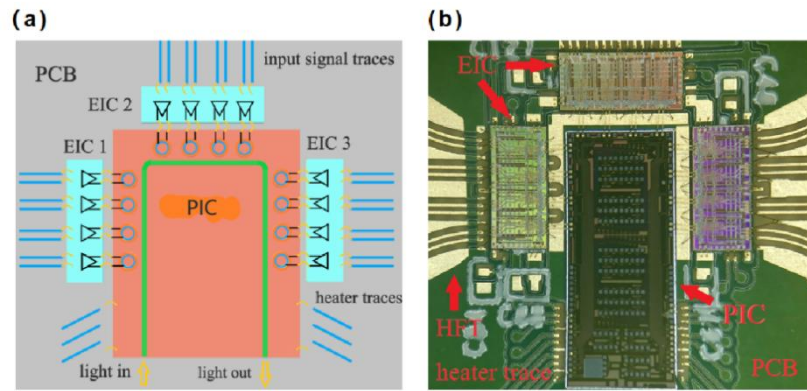


图 5.2 (a) CPO Tx 的封装示意图，(b) CPO Tx 的实物照片

Figure 5.2 Schematic (a) and microscope photo (b) of the CPO Tx.

参考文献

- [1] JEJDLING F. Ericsson Mobility Report [J/OL] 2021, <https://www.ericsson.com/zh-cn/reports-and-papers/mobility-report/reports/november-2021>.
- [2] 周天宏, 马卫东. 光通信器件的发展历史、现状与趋势 [J]. 2016, 34(16): 13-9.
- [3] SHI W, TIAN Y, GERVAIS A. Scaling capacity of fiber-optic transmission systems via silicon photonics [J]. Nanophotonics, 2020, 9(16): 4629-63.
- [4] LI Y, ZHANG Y, ZHANG L, et al. Silicon and hybrid silicon photonic devices for intra-datacenter applications: state of the art and perspectives Invited [J]. Photonics Research, 2015, 3(5): B10-B27.
- [5] KENNEDY P. Intel Silicon Photonics Update at Interconnect Day 2019 [J/OL] 2019, 05-23 2022]. <https://www.servethehome.com/intel-silicon-photonics-update-at-interconnect-day-2019/>.
- [6] ZHOU Z, BI M H, XIAO S L, et al. Experimental Demonstration of Symmetric 100-Gb/s DML-Based TWDM-PON System [J]. Ieee Photonics Technology Letters, 2015, 27(5): 470-3.
- [7] SiFotonics 100G/200G 全集成相干发射接收芯片 [J/OL]. [2022-10-04]. http://www.sifotonics.com/cn/nd.jsp?id=35#_np=104_314.
- [8] RAMON H, LAMBRECHT J, VERBIST J, et al. 70 Gb/s 0.87 pJ/bit Ge Si EAM Driver in 55 nm SiGe BiCMOS; proceedings of the 44th Annual European Conference on Optical Communications (ECOC), Rome, ITALY, F Sep 23-27, 2018 [C]. 2018.
- [9] SRINIVASAN S A, PANTOUVAKI M, GUPTA S, et al. 56 Gb/s Germanium Waveguide Electro-Absorption Modulator [J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 34(2): 1-.
- [10] 刘海锋, 郭宏杰, 谭满清, et al. 铌酸锂薄膜调制器的研究进展 [J]. 中国光学, 2022, 15(1).
- [11] WANG X X, WEIGEL P O, ZHAO J, et al. Achieving beyond-100-GHz large-signal modulation bandwidth in hybrid silicon photonics Mach Zehnder modulators using thin film lithium niobate [J]. Apl Photonics, 2019, 4(9).
- [12] WEIGEL P O, ZHAO J, FANG K, et al. Bonded thin film lithium niobate modulator on a silicon photonics platform exceeding 100 GHz 3-dB electrical modulation bandwidth [J]. Optics Express, 2018, 26(18): 23728-39.
- [13] 陈莹. 硅基 PAM-4 调制器及其关键技术研究 [D]. 北京; 中国科学院大学, 2021.
- [14] PATEL D, GHOSH S, CHAGNON M, et al. Design, analysis, and trans

- mission system performance of a 41 GHz silicon photonic modulator [J]. Optics Express, 2015, 23(11): 14263-87.
- [15] HINAKURA Y, ARAI H, BABA T, et al. 64 Gbps Si photonic crystal slow light modulator by electro-optic phase matching; proceedings of the 24th OptoElectronics and Communications Conference (OECC) / International Conference on Photonics in Switching and Computing (PSC), Fukuoka, JAPAN, F Jul 07-11, 2019 [C]. 2019.
- [16] XIAO X, LI M F, WANG L, et al. High Speed Silicon Photonic Modulators; proceedings of the Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), Los Angeles, CA, F Mar 19-23, 2017 [C]. 2017.
- [17] SUN C, JEONG D, ZHANG M O, et al. TeraPHY: An O-band WDM Electro-optic Platform for Low Power, Terabit/s Optical I/O; proceedings of the IEEE Symposium on VLSI Technology and Circuits, Electr Network, F Jun 15-19, 2020 [C]. 2020.
- [18] DONG P, LIAO S, FENG D, et al. Low Vpp, ultralow-energy, compact, high-speed silicon electro-optic modulator [J]. Optics Express, 2009, 17(25): 22484-90.
- [19] WU X, GUAN B, XU Q, et al. Low-chirp push-pull dual-ring modulator with 144 Gb/s PAM-4 data transmission [J]. Opt Express, 2020, 28(18): 26492-8.
- [20] ZHANG Y, ZHANG H, LI M, et al. 200 Gbit/s Optical PAM4 Modulation Based on Silicon Microring Modulator [Z]. 2020 European Conference on Optical Communications (ECOC). 2020: 1-4.10.1109/ecoc48923.2020.9333187
- [21] SOREF R A, BENNETT B R. Kramers-Kronig Analysis Of Electro-Optical Switching In Silicon, F, 1987 [C].
- [22] SOREF R A, BENNETT B R. Electrooptical effects in silicon [J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1987, QE-23(1): 123-9.
- [23] REED G T, MASHANOVICH G, GARDES F Y, et al. Silicon optical modulators [J]. Nature Photonics, 2010, 4(8): 518-26.
- [24] AKIYAMA S, IMAI M, BABA T, et al. Compact PIN-Diode-Based Silicon Modulator Using Side-Wall-Grating Waveguide [J]. Ieee Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2013, 19(6).
- [25] REED G T, MASHANOVICH G Z, GARDES F Y, et al. Recent breakthroughs in carrier depletion based silicon optical modulators [J]. Nanophotonics, 2014, 3(4-5): 229-45.
- [26] LI K, LIU S, THOMSON D J, et al. Electronic-photonics convergence for silicon photonics transmitters beyond 100 Gbps on-off keying [J]. Optics, 2020, 7(11): 1514-6.
- [27] ZHANG H, LI M, ZHANG Y, et al. 800 Gbit/s transmission over 1 km single-mode fiber using a four-channel silicon photonic transmitter [J]. Photonics Research, 2020, 8(11): 1776-82.

- [28] RAHIM A, HERMANS A, WOHLFEIL B, et al. Taking silicon photonic s modulators to a higher performance level: state-of-the-art and a review of new technologies [J]. *Advanced Photonics*, 2021, 3(02).
- [29] BABA T, AKIYAMA S, IMAI M, et al. 25-Gb/s broadband silicon modulator with 0.31-V.cm V pi L based on forward-biased PIN diodes embedded with passive equalizer [J]. *Optics Express*, 2015, 23(26): 32950-60.
- [30] AKIYAMA S, BABA T, IMAI M, et al. High-Performance Silicon Modulator for Integrated Transceivers Fabricated on 300-mm Wafer; proceedings of the European Conference on Optical Communication (ECOC), Cannes, FRANCE, F Sep 21-25, 2014 [C]. 2014.
- [31] SOBU Y, SIMOYAMA T, TANAKA S, et al. 70 Gbaud Operation of All-Silicon Mach-Zehnder Modulator based on Forward-Biased PIN Diodes and Passive Equalizer; proceedings of the 24th OptoElectronics and Communications Conference (OECC) / International Conference on Photonics in Switching and Computing (PSC), Fukuoka, JAPAN, F Jul 07-11, 2019 [C]. 2019.
- [32] FUJIKATA J, TAKAHASHI S, TAKAHASHI M, et al. High-performance MOS-capacitor-type Si optical modulator and surface-illumination-type Ge photodetector for optical interconnection [J]. *Japanese Journal of Applied Physics*, 2016, 55(4).
- [33] WEBSTER M, LAKSHMIKUMAR K, APPEL C, et al. Low-Power MOS-Capacitor Based Silicon Photonic Modulators and CMOS Drivers; proceedings of the Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), Los Angeles, CA, F Mar 22-26, 2015 [C]. 2015.
- [34] VAN CAMPENHOUT J, BAN Y, DE HEYN P, et al. Silicon Photonics for 56G NRZ Optical Interconnects; proceedings of the Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), San Diego, CA, F Mar 11-15, 2018 [C]. 2018.
- [35] BOGATIN E. 信号完整性与电源完整性分析 [M]. 电子工业出版社, 2019.
- [36] RAZAVI B. 光通信集成电路设计 [M]. 电子工业出版社, 2017.
- [37] 何子述. 信号与系统 [M]. 高等教育出版社, 2007.
- [38] XU Q F, SCHMIDT B, PRADHAN S, et al. Micrometre-scale silicon electro-optic modulator [J]. *Nature*, 2005, 435(7040): 325-7.
- [39] SUN J, KUMAR R, SAKIB M, et al. A 128 Gb/s PAM4 Silicon Microring Modulator With Integrated Thermo-Optic Resonance Tuning [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(1): 110-5.
- [40] 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.
- [41] HAMMER M. Analytical Approaches to the Description of Optical Microresonator Devices [Z]. *AIP Conference Proceedings*. 2004: 48-71.10.1063/1.1764013
- [42] BAN Y, VERBIST J, VANHOECKE M, et al. Low-Voltage 60Gb/s NRZ

- and 100Gb/s PAM4 O-Band Silicon Ring Modulator; proceedings of the 2019 IEEE Optical Interconnects Conference (OI), F 24-26 April 2019, 2019 [C].
- [43] HSU Y, TZU T, LIN T, et al. 64-Gbit/s PAM-4 20-km transmission using silicon micro-ring modulator for optical access networks; proceedings of the 2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OF C), F 19-23 March 2017, 2017 [C].
- [44] MOAZENI S, LIN S, WADE M, et al. A 40-Gb/s PAM-4 Transmitter Based on a Ring-Resonator Optical DAC in 45-nm SOI CMOS [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2017, 52(12): 3503-16.
- [45] LI H, BALAMURUGAN G, SAKIB M, et al. A 112 Gb/s PAM4 Transmitter with Silicon Photonics Microring Modulator and CMOS Driver; proceedings of the Optical Fiber Communication Conference Postdeadline Papers 2019, San Diego, California, F 2019/03/03, 2019 [C]. Optical Society of America.
- [46] FINARDI C A, TENENBAUM S, PANEPUCCI R R. Characterization of Silicon Photonics Ring Modulator for 10 Gb/s; proceedings of the 2019 34th Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro), F 26-30 Aug. 2019, 2019 [C].
- [47] AKIYAMA T, TANAKA S, SEKIGUCHI S. A Novel Ultralow Power Consumption Transmitter Having a Laser Injection-Locked by a Silicon Microring Modulator; proceedings of the 2017 European Conference on Optical Communication (ECOC), F 17-21 Sept. 2017, 2017 [C].
- [48] DE CEA M, ATABAKI A H, RAM R J. Power handling of silicon microring modulators [J]. Optics Express, 2019, 27(17): 24274-85.
- [49] GORODETSKY M L, ILCHENKO V S. Optical microsphere resonators: optimal coupling to high-Q whispering-gallery modes [J]. J Opt Soc Am B, 1999, 16(1): 147-54.
- [50] MANIPATRUNI S, XU Q F, SCHMIDT B, et al. High speed carrier injection 18 Gb/s silicon micro-ring electro-optic modulator; proceedings of the 20th Annual Meeting of the IEEE-Lasers-and-Electro-Optics-Society, Lake Buena Vista, FL, F Oct 21-25, 2007 [C]. 2007.
- [51] MELIKYAN A, KIM K, STERN B, et al. Self-biasing of carrier depletion based silicon microring modulators [J]. Optics Express, 2020, 28(15): 22540-8.
- [52] SHOMAN H, JAYATILLEKA H, PARK A H K, et al. Compact wavelength- and bandwidth-tunable microring modulator [J]. Optics Express, 2019, 27(19): 26661-75.
- [53] TONG Y, HU Z, WU X, et al. An Experimental Demonstration of 160-Gbit/s PAM-4 Using a Silicon Micro-Ring Modulator [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2020, 32(2): 125-8.
- [54] XU Y, LYU M, RUSCH L, et al. Silicon Microring IQ Modulator Enabl

- ed Single Sideband OFDM Transmission; proceedings of the Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2019, San Diego, California, F 2019/03/03, 2019 [C]. Optical Society of America.
- [55] 张红霞. 基于硅基微环谐振腔的电光调制器和光开关研究 [D]. 上海; 上海交通大学, 2018.
- [56] KIM M-H, ZIMMERMANN L, CHOI W-Y. A Temperature Controller IC for Maximizing Si Micro-Ring Modulator Optical Modulation Amplitude [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(4): 1200-6.
- [57] LI H, BALAMURUGAN G, KIM T, et al. A 3-D-Integrated Silicon Photonic Microring-Based 112-Gb/s PAM-4 Transmitter With Nonlinear Equalization and Thermal Control [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2020: 1-.
- [58] PADMARAJU K, BERGMAN K. Resolving the thermal challenges for silicon microring resonator devices [J]. *Nanophotonics*, 2014, 3(4-5): 269-81.
- [59] MAK J C C, SACHER W D, XUE T, et al. Automatic Resonance Alignment of High-Order Microring Filters [J]. *Ieee Journal of Quantum Electronics*, 2015, 51(11): 1-11.
- [60] GRILLANDA S, CARMINATI M, MORICHETTI F, et al. Non-invasive monitoring and control in silicon photonics using CMOS integrated electronics [J]. *Optica*, 2014, 1(3): 129-36.
- [61] WANG Z, PAEZ D, ABD EL-RAHMAN A I, et al. Resonance control of a silicon micro-ring resonator modulator under high-speed operation using the intrinsic defect-mediated photocurrent [J]. *Optics Express*, 2017, 25(20): 24827-36.
- [62] JAYATILLEKA H, SHOMAN H, CHROSTOWSKI L, et al. Photoconductive heaters enable control of large-scale silicon photonic ring resonator circuits [J]. *Optica*, 2019, 6(1).
- [63] 刘恩科. 半导体物理学 (第七版) [M]. 电子工业出版社, 2008.
- [64] DONG P, SHAFIHA R, LIAO S R, et al. Wavelength-tunable silicon microring modulator [J]. *Optics Express*, 2010, 18(11): 10941-6.
- [65] JAYATILLEKA H, SHOMAN H, BOECK R, et al. Automatic Configuration and Wavelength Locking of Coupled Silicon Ring Resonators [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, PP(99): 1-.
- [66] JAYATILLEKA H, MURRAY K, GUILLEN-TORRES M A, et al. Wavelength tuning and stabilization of microring-based filters using silicon in-resonator photoconductive heaters [J]. *Opt Express*, 2015, 23(19): 25084-97.
- [67] 陈飞明, 金向阳. 大学物理学·下册 [M]. 科学出版社, 2009.
- [68] KIM M, PARK K, OH W, et al. A 4×25-Gbps Monolithically Integrated Si Photonic WDM Transmitter with Ring Modulators; proceedings of the 2019 IEEE Optical Interconnects Conference (OI), F 24-26 April 2019,

- 2019 [C].
- [69] MORALIS-PEGIOS M, PITRIS S, ALEXOUDI T, et al. 4-channel 200 Gb/s WDM O-band silicon photonic transceiver sub-assembly [J]. *Optics Express*, 2020, 28(4): 5706-14.
- [70] PITRIS S, MORALIS-PEGIOS M, ALEXOUDI T, et al. A 400 Gb/s O-band WDM (8x50 Gb/s) Silicon Photonic Ring Modulator-based Transceiver; proceedings of the Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), San Diego, CA, F Mar 08-12, 2020 [C]. 2020.
- [71] SHARMA J, XUAN Z, LI H, et al. Silicon Photonic Microring-Based 4 x 112 Gb/s WDM Transmitter With Photocurrent-Based Thermal Control in 28-nm CMOS [J]. *Ieee Journal of Solid-State Circuits*.
- [72] LOGAN D F, GEBREWOLD S, MURRAY K, et al. 800 Gb/s Silicon Photonic Transmitter for CoPackaged Optics; proceedings of the 2020 IEEE Photonics Conference (IPC), F 28 Sept.-1 Oct. 2020, 2020 [C].
- [73] SUN C, WADE M, GEORGAS M, et al. A 45 nm CMOS-SOI Monolithic Photonics Platform With Bit-Statistics-Based Resonant Microring Thermal Tuning [J]. *Ieee Journal of Solid-State Circuits*, 2016, 51(4): 893-907.
- [74] DAVIDM.POZAR. 微波工程（第三版） [M]. 电子工业出版社, 2015.

致 谢

时间过得真快呀，平日里时常觉得时间流淌地很慢，然而回望我怀着忐忑的心情第一次来到微所面试，时间已过去了3年，又到了给这段生活写结尾的时候了。

首先我想感谢我的研究生导师刘丰满研究员，感谢老师邀请我加入光电组。就像电影里的情节一样，多年以后，我仍然记得那个夏天的下午，田里的水稻长得很高很茂盛，我有点惆怅以后要做什么方向，一边想一边走，然后接到刘老师的电话，问我要不要加入光电组。我不信迷信，但我又时常能感受到命运的指引。光电是个非常好的方向，刘老师也非常尊重学生的想法，也给了我很多的资源。再次感谢刘老师，希望光电组能越来越好。

感谢何慧敏助理研究员，何慧敏师姐确实是我科研路上的前辈，回答了我许多的问题也解决了我许多的困难，师姐很多时候都非常正确，但我有时候比较坚持自己的看法，不太能理解师姐。再次感谢师姐对我论文的耐心帮助。

感谢曹睿博士，曹睿师姐在面对工作上的困难时展现出的独立和执行力让我非常敬佩，同时帮助我完成了许多科研工作上的难题，再次感谢曹睿师姐，希望曹睿师姐在博士研究的道路上一帆风顺。

最后我还想感谢我自己。感谢在外漂泊的时间里自己对自己的照顾，感谢在面对困难时自己给与自己的勇气，感谢在遇到挫折时自己对自己的宽容。不管别人觉得我做得好与不好，我自己知道我每一天都是在用自己最好的状态面对生活。以后的道路上，我仍会成为自己的盾牌，守护自己前进。

吴越

2022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——2019 年 06 月, 在合肥工业大学材料科学与工程学院(系)获得学士学位。

2019 年 09 月——2022 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:

- [1] WU Y, HE H, CAO R, et al. The high-efficiency co-design and the measurement verification of high-bandwidth silicon photonic microring modulator [J]. IET Optoelectronics.

