

引用本文:王涵,张文甲,姜越,等. 高速信号调制电压自适应的微环调制器波长锁定技术[J]. 光通信技术,2025,49(4):1-7.

高速信号调制电压自适应的微环调制器波长锁定技术

王涵,张文甲*,姜越,何祖源
(上海交通大学 电子信息与电气工程学院,上海 200240)

摘要:针对微环调制器阵列因制造工艺差异导致各单元最佳调制电压不同、谐振波长锁定目标动态变化的问题,提出一种高速信号调制电压自适应的微环调制器波长锁定技术。通过分析高速调制电压对微环平均光功率-波长曲线的影响,建立单/双峰特征与电压的映射关系;基于 STM32 设计反馈控制系统,动态判定锁定目标(双峰取极小值,单峰取预标定参考点),并采用阶梯电压扫描优化算法实现快速收敛。仿真与实验表明:该技术可适配 1~6 Vpp 调制电压范围,在 2 nm 波长调谐区间内稳定锁定谐振波长,锁定时间 63 ms,眼图张开度显著提升,适用于大规模阵列集成。

关键词:微环调制器;波长锁定;调制电压自适应;平均光功率曲线;光电融合

中图分类号:TN256 **文献标志码:**A **文章编号:**1002-5561(2025)04-0001-07

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2025.04.001

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



High-speed signal modulation voltage adaptive microring modulator wavelength locking technology

WANG Han, ZHANG Wenjia*, JIANG Yue, HE Zuyuan

(School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: To address the issue of dynamic variations in optimal modulation voltages and resonant wavelength locking targets among microring modulator array units caused by manufacturing process variations, this paper proposes a high-speed signal modulation voltage adaptive wavelength locking technique. By analyzing the impact of high-speed modulation voltages on the microring's average optical power versus wavelength characteristics, we establish the mapping relationship between single/double-peak features and voltage levels. A feedback control system based on STM32 is designed to dynamically determine locking targets (minima for double-peak cases, pre-calibrated reference points for single-peak cases), employing a step-voltage scanning optimization algorithm for rapid convergence. Simulations and experiments demonstrate that this technique can adapt to modulation voltages ranging from 1~6 Vpp, achieving stable resonant wavelength locking across a 2 nm tuning range with 63 ms locking time and significantly improved eye diagram opening, making it suitable for large-scale array integration.

Key words: microring modulator, wavelength locking, modulation voltage swing adaption, average optical power curve, photo-electric integration

0 引言

凭借结构紧凑、互补金属氧化物半导体(CMOS)工艺兼容性及波分复用(WDM)能力,硅基微环调制技

收稿日期:2024-07-08。

基金项目:科技部重点研发计划项目(2019YFB1802903)资助。

作者简介:王涵(2000—),女,硕士生,现就读于上海交通大学电子信息与电气工程学院电子工程系,电子与通信工程专业,主要从事片上微环调制器的波长锁定以及可重构光电卷积运算实时系统等方面的研究工作。

* **通信作者:**张文甲(1984—),男,博士,教授,主要研究方向为智能光互连、光学神经网络与伊辛机。



术正成为大规模光互连系统的关键技术,可满足智算平台对高带宽、低功耗互连的迫切需求。基于克尔光梳和微环阵列的集成方案已在高带宽密度、低功耗互连领域展现出显著潜力^[1],相关技术已被 Nubis、Ayar Labs 等公司成功应用于商用产品^[2-3]。

然而,微环谐振波长的温度敏感性导致高速调制时波长漂移,使谐振波长与输入光波长失配,进而降低消光比、增加误码率。现有波长锁定方案通过监测平均光功率^[4-7]、光调制幅度(OMA)^[8]或射频分量^[9]实现调谐,但均面临 2 个关键挑战:一是工艺差异与电压非均匀性。在微环阵列中,制造偏差和驱动链路损耗

王涵, 张文甲, 姜越, 等. 高速信号调制电压自适应的微环调制器波长锁定技术

导致各通道所需调制电压不同, 使得平均光功率-波长曲线及最佳锁定点存在差异。二是锁定目标动态适配。平均光功率监测需明确 OMA 极值点与功率曲线的对应关系^[10-11], 而电压差异进一步增加了锁定目标的复杂性。

针对上述问题, 本文提出一种高速信号调制电压自适应的微环调制器波长锁定技术, 通过动态适配不同电压下的单/双峰功率曲线形态, 实现大规模阵列的稳定控制。

1 波长锁定技术原理

高速信号调制电压自适应的微环调制器波长锁定技术通过单双峰检测动态判定波长锁定目标, 并利用 STM32 微控制器构建反馈控制系统, 以适配大规模微环阵列中因不同调制电压引起的波长偏移。由于调制电压差异会影响微环谐振特性, 导致平均光功率-波长曲线和锁定目标均发生变化, 因此需首先分析影响该曲线的关键因素, 为后续自适应锁定策略提供理论依据。

1.1 平均光功率曲线分析

消光比(ER)是微环调制器的一个重要评估指标。在某个谐振波长 λ_0 附近, 微环直通端光功率的传输函数 T_{opt} ^[12]可表示为

$$T_{\text{opt}} = 1 - \frac{K_{\text{ring}}}{1 + 4 \left(\frac{\lambda - \lambda_0}{\delta\lambda} \right)^2} \quad (1)$$

其中, λ 是输入波长, K_{ring} 是耦合系数, $\delta\lambda$ 是半高全宽(FWHM)。微环在不同偏压下的传输曲线如图 1 所示。在调制电压的驱动下, 发“0”与发“1”时微环谐振波长偏移量 $\Delta\lambda = K_{\lambda} V_s$, K_{λ} 是电调的调谐效率, 单位是 pm/V;

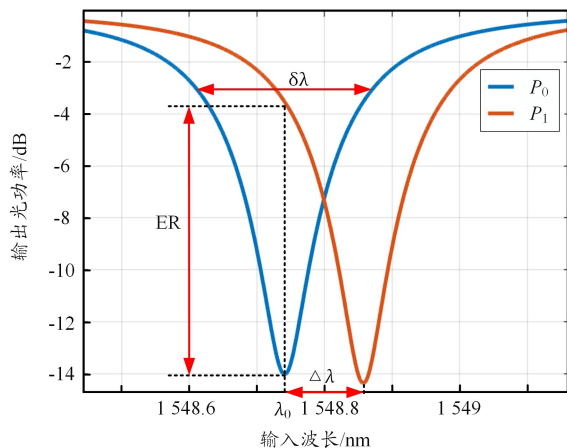


图 1 不同偏压下微环传输曲线

V_s 是调制电压, 单位是 V。若工作波长 $\lambda = \lambda_0$, 发“0”和发“1”的输出光功率分别为 P_0 和 P_1 , 则 ER 可表示为

$$M_{\text{ER}} = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{1 - K_{\text{ring}}} \left[1 - \frac{K_{\text{ring}}}{1 + 4 \left(\frac{\Delta\lambda}{\delta\lambda} \right)^2} \right] \quad (2)$$

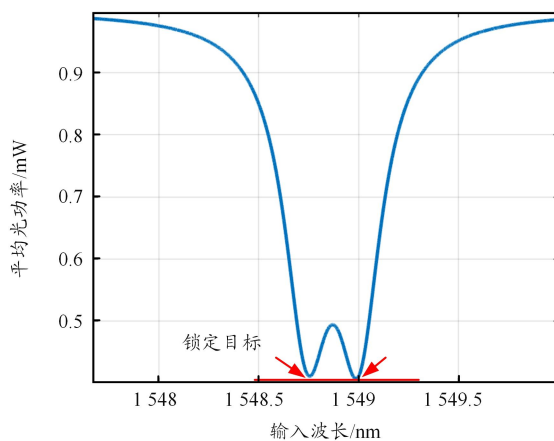
其中, $\frac{\Delta\lambda}{\delta\lambda} = \frac{K_{\lambda} V_s}{\lambda/Q}$ 。

由式(2)可知, 为了获得较高的 ER, 应尽可能最大化 $\Delta\lambda/(\delta\lambda)$ ^[13]。微环谐振器的波长偏移特性中, $\delta\lambda$ 与品质因子 Q 成反比, 其 Q 值由腔体本征损耗和波导耦合损耗共同决定, 而最大调谐范围 $\Delta\lambda$ 则取决于调制电压 V_s 和调谐效率 K_{λ} , 其中 V_s 受限于电芯片驱动能力及微环调制器击穿电压, K_{λ} 则由微环的制造工艺和调制方式共同决定。工作在正向偏置的载流子注入型微环调制器, K_{λ} 可以达到 1.4 nm/V; 而反向偏置的载流子耗尽型器件由于耗尽层载流子浓度变化有限, 其 K_{λ} 仅为 0.02 nm/V。

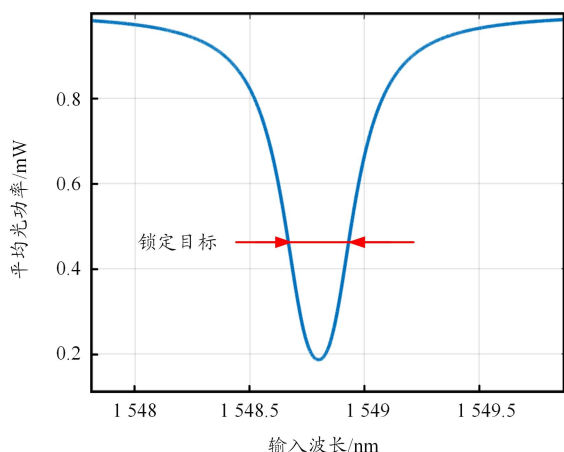
对于 Q 和 K_{λ} 较高的微环, 所需的 V_s 小, 所能达到的 $\Delta\lambda/(\delta\lambda)$ 大; 而对于 Q 和 K_{λ} 较小的微环, 所需的 V_s 大, 能达到的 $\Delta\lambda/(\delta\lambda)$ 小。 $\Delta\lambda/(\delta\lambda)$ 的大小决定了平均光功率曲线的形态^[14]。2 种平均光功率曲线的波长锁定方案如图 2 所示。从图 2(a)可知, 当平均光功率曲线呈现双峰形态时($\Delta\lambda/(\delta\lambda)$ 较大), 锁定目标为曲线极小值点; 从图 2(b)可知, 当平均光功率曲线呈现单峰形态时($\Delta\lambda/(\delta\lambda)$ 较小), 锁定目标为曲线上的参考点。由上述分析可知, 微环调制器阵列中不同微环的 $\Delta\lambda/(\delta\lambda)$ 与 Q 、 K_{λ} 、 V_s 有关, 而对于同一个微环调制器, 其 $\Delta\lambda/(\delta\lambda)$ 只与调制电压 V_s 有关。

1.2 高速信号调制电压自适应的波长锁定方法

针对微环调制器阵列中因个体差异 $\Delta\lambda/(\delta\lambda)$ 不



(a) 双峰平均光功率曲线



(b) 单峰平均光功率曲线

图2 2种平均光功率曲线的波长锁定方案

同)导致平均光功率曲线特性不一致的问题,本文提出基于单双峰检测的自适应波长锁定方法,其核心流程分为两步决策机制:

1)控制模块首次施加阶梯型斜坡电压扫描加热器时,通过实时监测平均光功率极小值数量动态判定工作模式:当检测到2个极小值时,判定为双峰模式;若仅存在单一极小值,则归类为单峰模式。

2)若是双峰模式,将锁定目标设定为两谐振峰间的平均光功率极小值点;若是单峰模式,则选择预标定的参考点作为锁定目标。

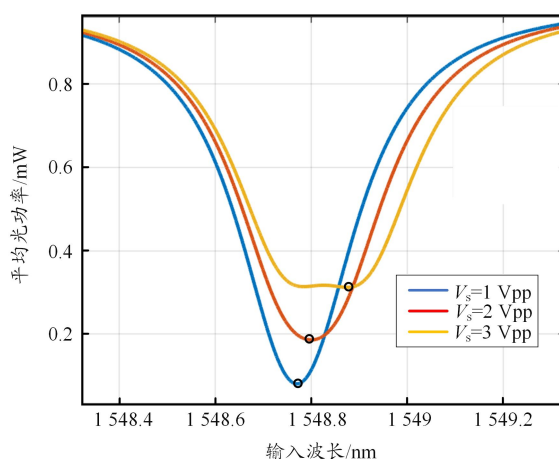
2 仿真分析

本文首先分析单微环在不同调制电压下的 $\Delta\lambda/(\delta\lambda)$, 及平均光功率曲线呈现单峰与双峰时所对应的 $\Delta\lambda/(\delta\lambda)$ 的阈值。然后,分析对于2种曲线形态,锁定目标 OMA 极值点与平均光功率的对应关系。

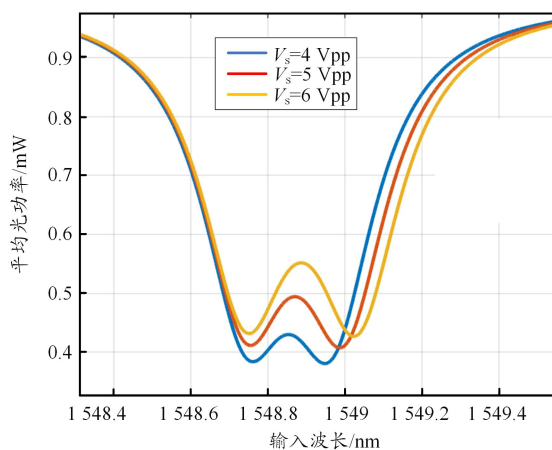
2.1 单微环不同调制电压下的平均光功率曲线

仿真采用静态偏压法验证理论模型,其曲线形态与第4.2节实验采用的动态调制法等效。在仿真中设定微环谐振器的 $\lambda_0=1548.74\text{ nm}$, $Q\approx 5956$, $\delta\lambda=0.26\text{ nm}$, $K_A=0.06\text{ nm/V}$ 。通过施加直流偏压(DC)进行扫谱:首先,在DC为0V时测得传输曲线 P_0 ,随后依次施加DC(-1~-6V),测得对应的传输曲线 $P_{11}\sim P_{16}$ 。将 $P_{11}\sim P_{16}$ 分别与 P_0 曲线求平均,等效得到调制电压 V_s 的峰峰值(V_{pp})范围为1~6V,其平均光功率曲线如图3所示。

根据图3的实验数据,微环调制器的波长锁定特性与调制电压的关系可综合描述如下:当调制电压 $V_s < 4\text{ V}_{pp}$ 时($\Delta\lambda/(\delta\lambda) < 0.88$),平均光功率曲线在单个自由光谱范围(FSR)内仅呈现单一极小值点,表现为清晰单峰形态;当 $V_s \geq 4\text{ V}_{pp}$ ($\Delta\lambda/(\delta\lambda) \geq 0.88$)时,曲



(a) 单峰形态



(b) 双峰形态

图3 仿真分析调制电压对平均光功率曲线的影响

线出现2个极小值点,形成显著双峰形态。

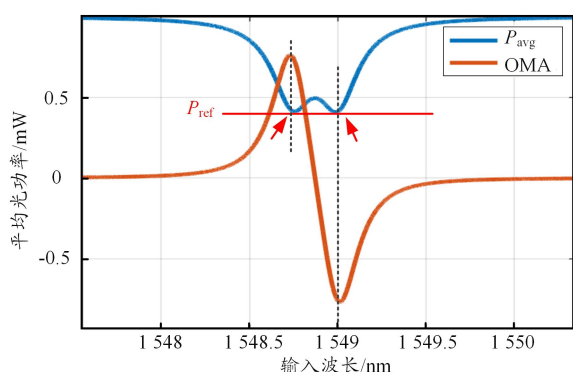
由于锁定程序通过识别极小值点数量判断模式,当调制电压较小或较大时,平均光功率曲线的单峰与双峰的形态特征明显,锁定精度较高;而当调制电压为中间值时,双峰初现但间距较小,曲线形态介于单、双峰之间,会导致模式判别准确度下降,进而影响锁定精度。

2.2 OMA 极值点与平均光功率对应关系

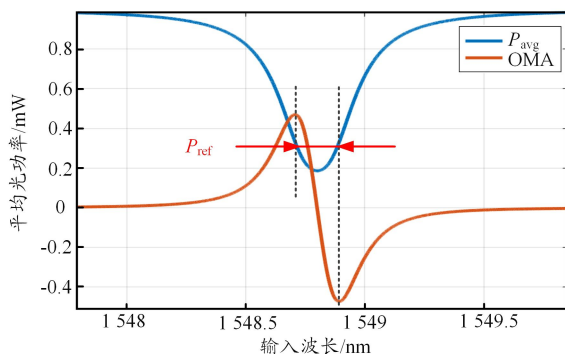
在高速非归零码(NRZ)调制场景下,微环谐振波长锁定的核心目标是实现眼图张开度最大化,即找到 OMA 的极值点。因此,还需要确定 OMA 极值点与平均光功率的对应关系。

当调制电压较大,平均光功率曲线呈现双峰形态时,其 OMA 极值点与平均光功率对应关系如图4(a)所示。OMA 极值点的位置与平均光功率 P_{avg} 极小值点一致,因此,对于锁定程序,其监测目标是 P_{avg} ,锁定的目标值 P_{ref} 就是 P_{avg} 的极小值。

王涵,张文甲,姜越,等. 高速信号调制电压自适应的微环调制器波长锁定技术



(a) 双峰平均光功率曲线



(b) 单峰平均光功率曲线

图4 仿真分析 OMA 极值点与平均光功率对应关系

当调制电压较小,平均光功率曲线呈现单峰形态时,其 OMA 极值点与平均光功率对应关系如图 4(b)所示。OMA 极值点的位置与 P_{avg} 的极小值点不一致,而是对应 P_{avg} 曲线上的参考点 P_{ref} ,记 $P_{\text{obj}} = |P_{\text{avg}} - P_{\text{ref}}|$,此时,对于锁定程序,其监测目标变成了 P_{obj} ,锁定的目标值是 P_{obj} 的极小值。综上,针对微环调制器在不同调制电压下可能呈现的单峰或双峰形态的平均光功率曲线,本文方法均可将其转化为目标函数优化问题。

3 波长锁定算法

基于第 2 节仿真验证的双峰锁定极小值、单峰锁定参考点的优化策略,本文设计了自适应波长锁定算法流程,如图 5 所示。其中, T_d 是模数转换器(ADC)采集到的光电压数字量,与平均光功率 P_{avg} 成正比。对于双峰情况,锁定目标是极小化 T_d ;对于单峰情况,锁定目标是极小化 $|T_d - T_{\text{ref}}|$ 。

程序首先定义 Sweep 函数,其主要作用有 3 种:一是在第一次运行 Sweep 时,判断当前调制电压下 P_{avg} 是双峰模式或单峰模式;二是在第一次运行 Sweep 时,得到判断是否启动锁定的监测阈值 T_{ref} ;三是更新

DAC 扫描的阶梯电压区间 ($U_{\text{left}}, U_{\text{right}}$),随着 Sweep 函数运行次数越多,逐渐缩小电压区间,从而减小每个阶梯的电压间隔 ΔU ,即由粗扫进入细扫过程。

Sweep 函数的执行过程主要描述为:首先,数模转换器(DAC)以 ΔU 为步长从 U_{right} 到 U_{left} 输出阶梯电压,每个电压维持 1 ms 后由 ADC 采集数据 T_d 并存入 $T_{d,\text{Array}}$;首次扫描时,根据 $T_{d,\text{Array}}$ 中极小值数量判定单/双峰模式。若为双峰模式则取最小值 $\min_value$ 更新阈值 T_{ref} ,若为单峰模式则根据 $T_{d,\text{Array}}$ 按预设规则更新 T_{ref} 并生成目标函数数组 $O_{T_{d,\text{Array}}} = |T_{d,\text{Array}} - T_{\text{ref}}|$;非首次扫描时直接调用已存储的 Mode 信息,双峰模式根据 $T_{d,\text{Array}}$ 最小值位置 $\min_index$ 更新电压区间为 $[U_{\text{left}} + (\min_index \pm 1)\Delta U]$,单峰模式则通过 $O_{T_{d,\text{Array}}}$ 的最小值位置按相同规则更新电压区间,实现动态阈值跟踪与搜索范围优化。

主函数执行流程可主要描述为:初始化阶段设定电压区间 ($U_{\text{left}}, U_{\text{right}}$) 和分段数 step_number ,计算电压步长 $\Delta U = (U_{\text{right}} - U_{\text{left}}) / \text{step_number}$;首次运行 Sweep 函数确定 P_{avg} 模式(单/双峰)和监测阈值 T_{ref} ;进入动态监测循环,当 ADC 采集值 T_d 与 T_{ref} 的偏差超过容限 a 时触发锁定,循环执行 Sweep 函数(最多 max_times 次,本实验为 3 次),最终选取最后一次 Sweep 结果中 $T_{d,\text{Array}}$ (双峰)或 $O_{T_{d,\text{Array}}}$ (单峰)的最小值对应电压作为最优输出 $U_{d,\text{final}}$,并保持输出 3 s 后重新监测,形成闭环控制。

提升锁定精度可以通过提高 ADC/DAC 的分辨率并在程序中设定合适的监测阈值容限 a 来实现:更高的 DAC 分辨率允许更小的电压变化步长 ΔU ,使波长可调间隔更小,从而让平均光功率更精确逼近目标值;同时,更高的 ADC 分辨率能采集更细腻的平均光功率曲线,使其更接近真实形态,提高 Mode 判断的准确性,并在合适的容限 a 设置下增强对微小谐振波长偏移的识别能力,最终提升锁定的灵敏度与精度。

容限 a 的设定需要平衡锁定灵敏度与抗干扰能力:较小的容限 a 能提高系统对波长偏移的响应灵敏度,使锁定机制更快触发;但由于环境噪声和信号波动的影响,过小的容限可能导致误判,将正常的功率波动识别为失谐状态。因此,最优的容限 a 应在保证足够灵敏度的前提下,略大于系统噪声引起的典型功率波动幅值,从而在精确锁定与稳定维持之间取得最佳折衷。

为了适应系统扰动和环境突变,本算法程序采用了自适应的调整策略:

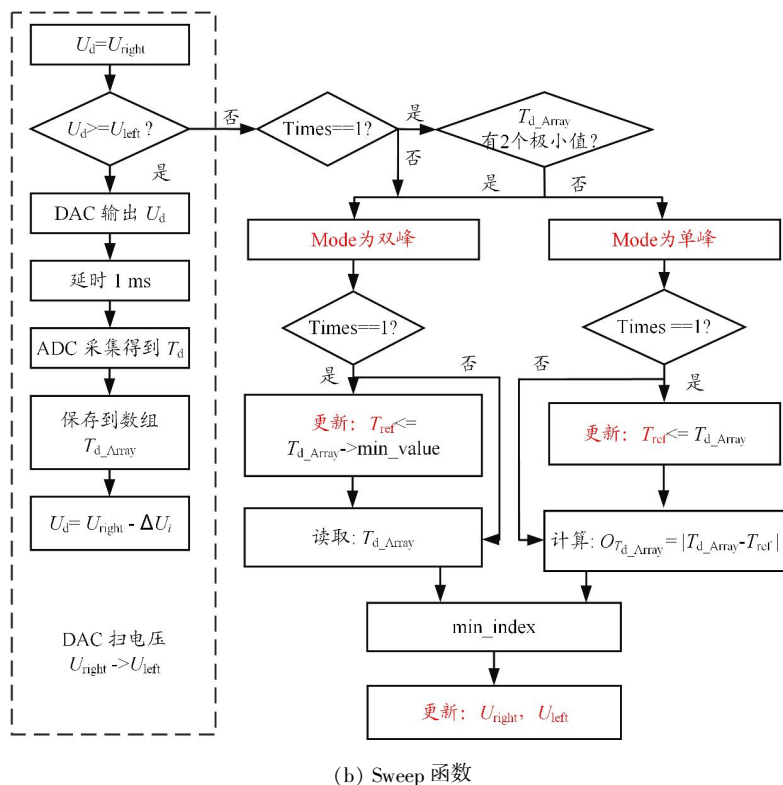
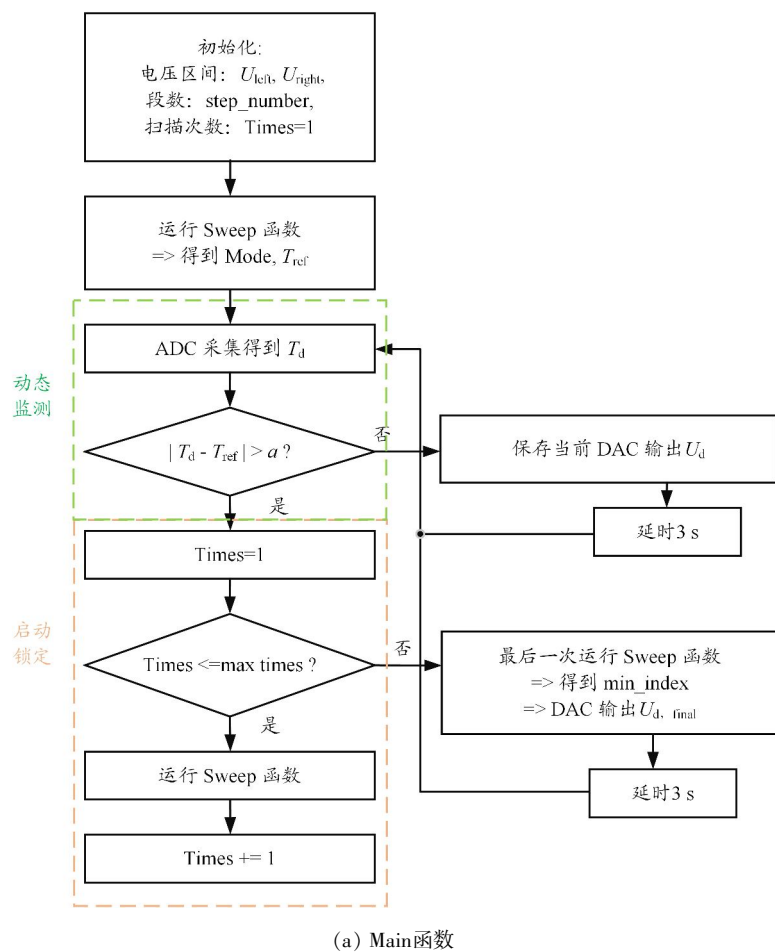


图5 调制电压自适应的波长锁定程序

1) 动态更新目标参考值 T_{ref} 。预设固定的参考值无法适应由于系统扰动 (非谐振波长漂移) 带来的平均光功率变化。系统损耗变化可能会使 ADC 采集的平均光功率无法再达到预设的参考值, 也可能使当前的最优值不再是预设的参考值。因此, 程序在启动锁定后的第一次运行 Sweep 函数时, 会根据 ADC 采集到的平均光功率值数组来更新参考值。

2) 添加环境突变监测模块, 监测到突变时重启锁定过程。在执行锁定过程中, 第一次运行 Sweep 函数会更新扫描电压区间, 若第一次运行 Sweep 之后环境发生突变, 谐振波长发生较大偏移, 则已更新的电压区间无效。因此, 在非第一次运行 Sweep 函数时, 将当前扫描电压区间采集的平均光功率值数组与参考值作差, 若得到的最小值很大, 表明在执行锁定过程中环境发生突变, 重新启动锁定。

该锁定方案可以用于大规模微环调制器阵列的波长锁定: 微环阵列的每个微环输出分别经过一个低速光电探测器 (PD) 输入到各自对应的 ADC 通道, 基于上述锁定程序逻辑确定每个微环对应的最优输出电压, 加载到对应的 DAC 通道分别进行热调谐。

4 实验分析与结果

4.1 实验系统

实验系统框图如图 6 所示。系统由控制模块和监测模块协同工作实现波长锁定。微环 Through 端输出的已调光信号分为 2 路: 一路经过 PD 接入示波器 (DSO) 实时监测眼图质量; 另一路通过低速监控光电探测器 (MPD) (内置跨阻放大器) 转换为与平均光功率 P_{avg} 成正比的电压信号 T_m , $T_m = P_{avg} R(\lambda) G$, 其中, $R(\lambda)$ 是 MPD 的响应度, 单位是 A/W, G 是跨阻放大器的跨阻增益, 单位是 V/A。在控制模块中, STM32F407 微控制器通过 ADC 将 T_m 量化为数字信号 T_d , $T_d \propto T_m \propto P_{avg}$, 锁定程序通过实时监测平均光功率 P_{avg} , 确定 DAC 的最优输出电压并加载到加热器上, 通过热调谐使谐振波长与激光器波长的相对位置达到最优状态, 达到眼图张开度最大的效果。

实验系统采用 10 Gb/s NRZ 高速调制信号

王涵, 张文甲, 姜越, 等. 高速信号调制电压自适应的微环调制器波长锁定技术

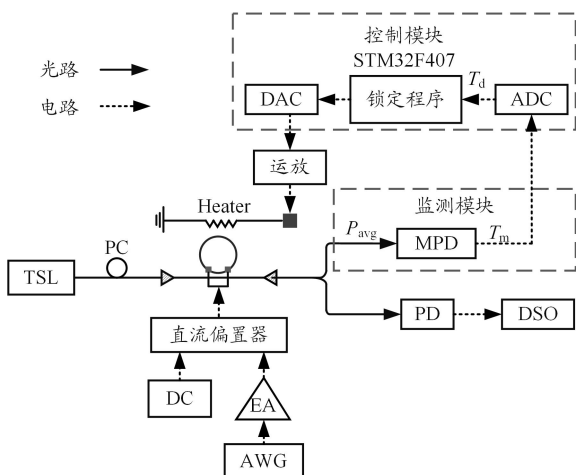


图6 高速 NRZ 调制下的微环谐振波长锁定实验框图

(幅度为 2.46 V_{pp}, 偏置为 -3 V), 通过带宽 DC 至 3 MHz 的低速 MPD 监测模块 (内置跨阻放大器, 转换增益为 10 V/mW) 进行光功率检测。控制模块基于 STM32F407 实现谐振波长反馈控制, 其内置 12 位 ADC/DAC (0~3.3 V 电压范围, 最低有效位为 0.8 mV) 满足微环热调谐的 ms 级响应要求 (ADC 最大速率为 2.4 MHz, DAC 速率为 333 kHz)。为增强驱动能力, 系统通过外接 200 MHz 运算放大器提升 DAC 输出功率以驱动热调谐加热器负载。该设计在保证 kHz 级控制带宽的同时, 实现了对高速光信号的稳定波长锁定。

4.2 平均光功率曲线分析

在可调谐半导体激光器 (TSL) 固定波长输出和 DAC 施加 50 Hz 斜坡电压热调微环谐振波长的条件下, 通过双路检测系统观测调制信号特性, 实验结果如图 7 所示。高速 PD 连接 DSO CH₁ 捕获 NRZ 信号的 OMA 变化, 低速 MPD 连接 DSO CH₂ 记录平均光功率 P_{avg} 变化。测试微环参数为: $\lambda_0=1\,548.67\text{ nm}$, $Q\approx 2\,625$ ($\delta\lambda=0.59\text{ nm}$), 调谐效率 $K_\lambda=0.03\text{ nm/V}$ 。在 2.46 V_{pp} NRZ 调制下, $\Delta\lambda=0.07\text{ nm}$ ($\Delta\lambda/\delta\lambda=0.12$), 满足单峰形态条件。

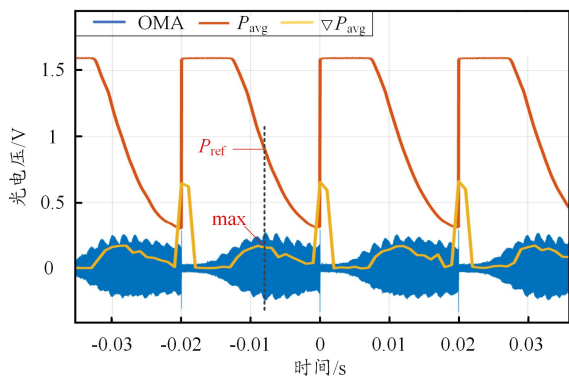


图7 双路检测系统观测调制信号特性结果

由图 7 可知, 由于热调谐范围受限 (斜坡电压最大值 $U_{\max}=800\text{ mV}<1.7\text{ V/FSR}$), P_{avg} 曲线未呈现完整波谷, 但实验数据明确显示 OMA 峰值与 ∇P_{avg} 最大值均对应 P_{avg} 点, 验证了单峰锁定准则 $P_{avg}=\max(\nabla P_{avg})$ 。基于 STM32 离散采样特性, 本文采用 $T_{ref}=(T_{d,\max}+T_{d,\min})/2$ 的算法实现参考点标定, 有效解决了嵌入式系统微分运算的限制。

4.3 实验结果

锁定算法的电压扫描优化过程如图 8 所示。第一次 Sweep (周期 21 ms) 中, DAC 输出 0.8 V 范围的阶梯热调电压 ($\Delta U=40\text{ mV/step}$), MPD 响应光电压 T_m 显示单峰特性, 确定参考点 T_{ref} 及最小偏差点 ($\min_index=4$)。第二次 Sweep 将扫描区间优化为 $[U_{1,\text{left}}+3\Delta U, U_{1,\text{left}}+5\Delta U]$ (80 mV 范围), 通过 3 次迭代 (总锁定时间 63 ms) 逐步缩小电压区间, 使 T_m 收敛至 T_{ref} 。图中, 光电压曲线 (1.2~1.6 V) 与 DAC 阶梯波形的对应关系直观反映了区间压缩过程, 其中 $\min_index=4$ 处的最小偏差判定和 $2\Delta U$ 区间重置机制实现了电压搜索范围的动态

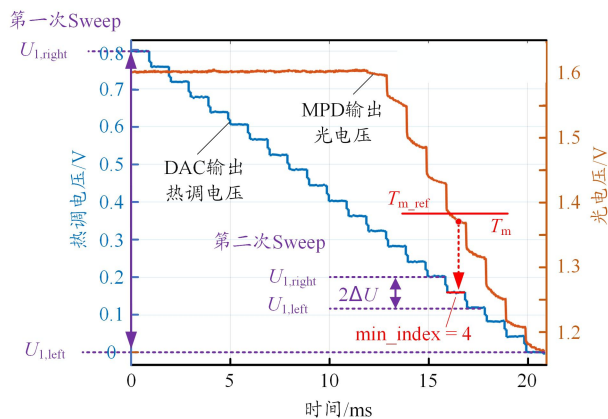
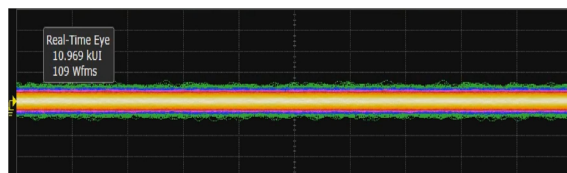
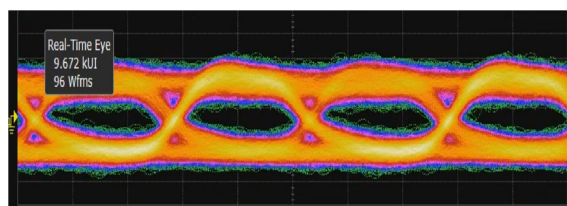


图8 算法的电压扫描优化过程



(a) 关闭电源时的眼图



(b) 开启电源时的眼图

图9 波长锁定系统的实时眼图

优化。

图9展示了波长锁定系统的实时眼图性能测试结果:当TSL输入波长为1 550.83 nm时,关闭STM32电源时示波器无眼图信号;开启电源后立即观察到清晰的眼图。在保持锁定状态下将TSL波长从1 550.83 nm连续调谐至1 552.83 nm过程中,系统始终维持高质量眼图,验证了微环谐振波长能动态锁定在输入光波长的最优工作点。

5 结束语

本文提出了高速信号调制电压自适应的微环调制器波长锁定方案,仿真分析了单个微环在不同调制电压下的平均光功率曲线以及不同平均光功率曲线对应的锁定目标,并基于STM32进行实验,验证了该方案可以实现2 nm输入波长变化范围的微环调制器谐振波长锁定。此方案可以应用到大规模微环调制器阵列波长锁定的场景,在实现大规模光互连集成系统的稳定控制上具有一定潜力。

参考文献:

- [1] RIZZO A, NOVICK A, GOPAL V, et al. Massively scalable Kerr comb-driven silicon photonic link[J]. *Nature Photonics*, 2023, 17(9): 781–790.
- [2] LE S T, VALICOURT G D, PUPALAIKIS P, et al. 1.6-Tbps low-power linear-drive high-density optical interface(HDI/O)for ML/AI[C]// 2024 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition(OFC), March 24–28, 2024, San Diego, USA. Piscataway: IEEE, 2024: 1–3.
- [3] SUN C. Photonics for die-to-die interconnects: links and optical I/O chiplets[EB/OL]. [2024–07–08]. <https://www.latitudeds.com/post/photonics-for-die-to-die-interconnects>.
- [4] LI H, XUAN Z, TITRIKU A, et al. A 25 Gb/s, 4.4 V-swing, AC-Coupled ring modulator-based WDM transmitter with wavelength stabilization in 65 nm CMOS[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2015, 50(12): 3145–3159.
- [5] PADMARAJU K, LOGAN D F, ZHU X L, et al. Integrated thermal stabilization of a microring modulator[J]. *Optics Express*, 2013, 21(12): 14342–14359.
- [6] 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*, 2021, 56(1): 19–29.
- [7] GATDULA R, KIM K, MELIKYAN A, et al. Simultaneous four-channel thermal adaptation of polarization insensitive silicon photonics WDM receiver[J]. *Optics Express*, 2017, 25(22): 27119–27126.
- [8] AGARWAL S, INGELS M, PANTOUVAKI M, et al. Wavelength locking of a Si ring modulator using an integrated drop-port OMA monitoring circuit[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2016, 51(10): 2328–2344.
- [9] DONG P, GATDULA R, KIM K, et al. Simultaneous wavelength locking of microring modulator array with a single monitoring signal[J]. *Optics Express*, 2017, 25(14): 16040–16046.
- [10] GRIMALDI V, ZANETTO F, TOSO F, et al. Self-stabilized 50 Gb/s silicon photonic microring modulator using a power-independent and calibration-free control loop[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2023, 41(1): 218–225.
- [11] 孙凌云, 张文甲, 杨帆, 等. 基于正交微扰信号的微环阵列稳定控制技术[J]. *光通信技术*, 2021, 45(9): 54–58.
- [12] BUCKWALTER J F, ZHENG X Z, LI G L, et al. A monolithic 25-Gb/s transceiver with photonic ring modulators and Ge detectors in a 130-nm CMOS SOI process[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2012, 47(6): 1309–1322.
- [13] LI G L, KRISHNAMOORTHY A V, SHUBIN I, et al. Ring resonator modulators in silicon for interchip photonic links[J]. *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, 2013, 19(6): 95–113.
- [14] LI C, BAI R, SHAFIK A, et al. Silicon photonic transceiver circuits with microring resonator bias-based wavelength sStabilization in 65 nm CMOS[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2014, 49(6): 1419–1436.