

级联反谐振微环波束成形网络芯片的自动标定研究

孙寒玮¹, 陆梁军^{1,2*}, 金敏慧^{1,2}, 刘娇^{1,2}, 周林杰^{1,2}, 陈建平^{1,2}¹上海交通大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海 200240;²上海交大-平湖智能光电研究院, 浙江 平湖 314200

摘要 本文对基于级联反谐振微环的 $1 \times N$ 树状波束成形网络芯片进行了理论分析。该结构采用反谐振微环实现低延迟抖动、大带宽的光学真延迟, 并利用树状结构来减少延迟单元的数量, 可用于宽带大规模微波光子相控阵天线系统中。针对微环单元初始状态随机的问題, 本团队构建了一套自动化标定系统, 利用光谱与微波延迟谱联合迭代优化来精准控制微环延迟量和谐振波长。测试了基于氮化硅的 1×8 低损耗波束成形网络芯片中的最长路径, 实现了路径中所有 21 个级联微环的延迟离散调节, 测得最大延迟量为 560 ps, 延迟抖动小于 11.2 ps; 同时验证了 3 个微环的延迟连续调节, 3 个微环在 0~8 GHz 带宽内的延迟抖动小于 7.5 ps。本系统可以消除微环间热串扰对微环状态标定的影响, 同时降低了芯片与硬件系统的复杂度。

关键词 光学器件; 集成光器件; 微环谐振器; 光延迟线; 反馈控制算法

中图分类号 TN256

文献标志码 A

DOI: 10.3788/CJL202249.1119001

1 引言

微波相控阵天线以其精准、快速的波束偏转能力得到了诸多关注与研究^[1-3]。相控阵天线在雷达系统中被用于高效的目标追踪, 在无线通信系统中被用于精准的波束接收, 进而提高链路增益。传统的波束成形网络由电学移相器和功分器组成, 由于移相量与频率无关, 因此波束成形网络存在波束偏斜和孔径效应问题。光学可调真延迟线(OTTDL)可以解决波束偏斜的问题^[4], 而且相比微波真延迟线具有大带宽、低损耗、小尺寸和不受电磁干扰等优势^[5], 被认为是实现宽带相控阵雷达最有效的方式之一^[6]。随着集成光电子技术的不断发展^[7], 集成光学可调真延迟线在磷化铟^[8]、绝缘体上硅(SOI)^[9]、氮化硅^[10-12]等多个材料平台上得到了验证。其中, 氮化硅平台具有最小的波导传输损耗, 且在通信波段没有双光子吸收、自由载流子吸收等非线性损耗, 因此更适合应用在高功率场景下。此外, 氮化硅与磷化铟有源器件进行混合集成实现的微波光子波束成形网络, 可纳两者之长, 实现更高性能的相控阵天线^[13]。

光学可调真延迟线有多种实现结构, 包括光子晶体^[14-15]、光栅^[16]、多路径可重构开关^[17-18]、微环谐振器(MRR)^[19]等。其中, 基于微环谐振器的光学可调真

延迟线具有体积小、延迟连续可调的优势。目前, 在绝大多数微环延迟线研究中, 微环工作在谐振波长附近^[20-23], 利用微环的慢光效应来实现光信号的延迟。然而, 由于延迟-带宽积的限制, 微环无法同时实现大延迟和宽带平坦响应。虽然通过多环级联可以提高延迟量, 但会在带宽内产生较大的延迟抖动, 而且对微环耦合系数与谐振波长调节精度的要求较高。前期, 本团队提出并实现了一种工作于微环反谐振波长的硅基可调延迟线芯片^[24]。在该芯片中, 一个微环工作于反谐振波长处, 通过调节微环的耦合系数可以实现延迟连续可调, 其他级联微环只需要工作在两个特定的延迟状态。因此, 该硅基可调延迟线芯片具有更大的延迟带宽、更小的延迟抖动和更高的可扩展性, 同时微环控制的复杂度也大幅降低。该方案非常适合用于微波光子波束成形网络芯片中。

虽然级联反谐振微环对控制的复杂度降低了很多, 但是由工艺误差引入的波导初始相位误差无法避免, 这使得微环在初始状态下的耦合系数和谐振波长是随机的, 需要对微环的初始状态进行校准^[25]。此外, 微环结构的谐振特性使得其谐振波长会随环境温度的变化而发生漂移。因此, 在校准过程中邻近微环之间的热串扰也加大了微环校准的难度^[26]。当芯片中微环的数量较多时, 例如在波束成形应用中, 校准

收稿日期: 2021-11-23; 修回日期: 2021-12-10; 录用日期: 2021-12-22

基金项目: 国家重点研发计划(2018YFB2201702, 2019YFB2203200, 2019YFB1802903)、国家自然科学基金(62075128, 62090052, 62135010)

通信作者: *luliangjun@sytu.edu.cn

难度将会呈指数增加。所以,需要研究微环器件的自动化标定,以提高芯片的可实用性。目前,基于无接触集成光探测器(CLIPP)^[27]、正交微扰信号^[28-29]的微环控制技术只实现了对微环谐振波长的锁定,还无法监控微环的耦合系数,并且外围电路复杂;同时,基于光栅耦合器监控端口的控制方法引入了较大损耗^[30]。

本文提出了一种基于级联反谐振微环的 $1 \times N$ 树状结构波束成形网络芯片。树状结构波束成形网络由光分束器连接各级微环延迟线,通过各个通道间微环的共用来减少系统需要的微环数量^[31]。本文通过仿真分析了级联反谐振微环对波束成形芯片带宽的影响,并提出了一种增大带宽的延迟调节方式。针对级联微环波束成形网络芯片的校准,本文提出了一种基于传输谱和延迟谱分析的反馈校准算法,并构建自动化校准系统,实现了精准的延迟调节。该算法不需要额外的片上器件,降低了硬件开支,并具有应用于大规模系统的拓展能力。通过实验测试了具有21个级联微环的延迟线,测试结果表明,最大延迟量为560 ps,延迟抖动控制在11.2 ps以内。同时,本文也实现了3个微环延迟的连续调节,并测试了不同延迟步进下的延迟谱。

2 芯片结构与理论建模

2.1 $1 \times N$ 树状波束成形网络芯片的结构和工作原理

图1(a)是级联反谐振微环光学真延迟线单元(BDU)的结构示意图,BDU包含3个微环延迟线结构。设计3个微环的周长,使环绕微环一圈的延迟量分别为 τ_1 、 $2\tau_1$ 和 τ_1 ,即微环2的周长为微环1、微环3周长的2倍。微环的耦合区由一个等臂马赫-曾德尔干涉仪(MZI)构成,通过调节集成在MZI单臂上的热调移相器(PS)可以控制微环的耦合系数。微环的谐振波长可由微环圆周上的另一个热调移相器控制,使微环工作在反谐振点,以获得更大的延迟带宽和更小的延迟抖动。当微环的功率耦合系数 K 为0时,即MZI两臂相位差为 π 时,光直接通过MZI输出,此时对应的延迟为0;当微环的功率耦合系数 K 为1时,即MZI两臂相位差为0时,光直接通过MZI进入微环,绕一圈后从MZI的交叉端输出,此时对应的延迟为最大延迟 τ_i 。连续调节微环的耦合系数($0 \leq K \leq 1$),可实现延迟在 $0 \sim \tau_i$ 范围内连续可调。

在此延迟单元中,微环1、2只工作在2个离散的延迟状态($K=0$ 或 $K=1$)下,对应的延迟为0或

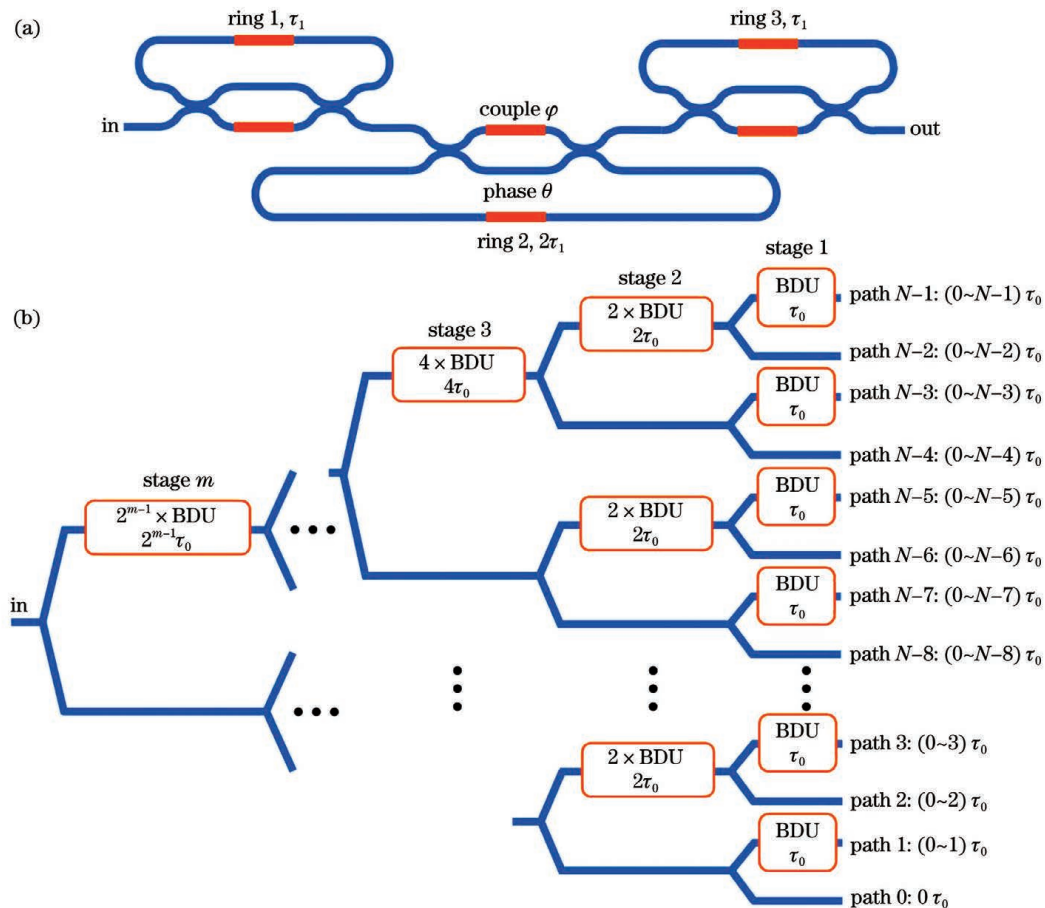


图1 波束成形网络结构。(a)三微环延迟单元;(b)基于树状结构的 $1 \times N$ 波束成形网络芯片

Fig. 1 Structure of optical beamforming network (OBFN). (a) Three microring resonators (MRR) basic delay unit; (b) $1 \times N$ binary tree OBFN chip

$\tau_1/2\tau_1$, 与一个 2 bit 延迟线类似。连续调节微环 3 的耦合系数 ($0 \leq K \leq 1$), 可以实现延迟在 $0 \sim \tau_1$ 范围内连续可调。三微环延迟单元级联后可以实现总延迟量 τ_0 在 $0 \sim 4\tau_1$ 之间连续调节。此延迟单元的延迟量调节范围可以通过增加微环数量来扩大, 只需将第 p 个微环的延迟量设计为 $2^{p-2}\tau_1$, 且调节过程中增加的微环工作在 2 个离散延迟状态即可。因此, 该结构具有扩展性强、控制简单的优点。

图 1(b) 是基于级联反谐振微环延迟单元的 $1 \times N$ 波束成形网络芯片结构示意图。 $1 \times N$ 波束成形网络采用树状结构, 且通道数 N 满足 $N=2^m$, 其中 m 为波束成形网络的级数。从输入端的根节点开始, 以 1×2 光分束器为波束成形网络的节点, 每个节点延伸出两路波导连接下一级的两个子网络, 其中的下支路波导无延迟单元, 而上支路波导包含不同数目的三微环延迟单元, 该延迟线被下一级的两个子网络共用。第 i 级 (stage i) 的上支路波导包含 2^{i-1} 个三微环延迟单元, 该支路上的延迟量调节为 $2^{i-1}\tau_0$, $0 < i \leq m$ 。最后一级 (stage 1) 的每个上支路波导都包含 1 个三微环延迟单元, 延迟量都为 τ_0 , 其节点对应波束成形网络的输出端口。因此, 第 j ($0 \leq j < N$) 输出通道经过 $j-1$ 个三微环延迟单元, 该路径上的延迟量为 $j\tau_0$ 。这样, 不同输出通道实现了线性的等差延迟。延迟线共用的特性使树状波束成形网络能以最少的微环数量实现 N 个输出通道的延迟量等差排列。波束偏转角度由输出通道间的等差延迟步进决定, 而延迟步进的变化范围由单个三微环延迟单元的延迟量 τ_0 决定, 即延迟调节范围为 $0 \sim 4\tau_0$ 。当延迟差为最大延迟步进时, 即所有微环都调节到 $K=1$ 耦合状态时, 波束偏转最大角度。

2.2 微环延迟特性仿真

微环延迟谱可由传输矩阵法表示, 并可利用 MATLAB 软件进行仿真分析^[24-32]。在仿真中, 设光在微环中传输一周的时间为 20 ps, 损耗因子 a 为

0.979。图 2 为不同耦合系数下计算得到的微环的光学延迟谱。在微环的反谐振波长处, 延迟分别为 0, 5, \dots , 20 ps, 延迟谱都较为平坦, 相比谐振波长处有更小的延迟波动和更大的带宽。当微环耦合系数 $K=0, 1$ 时, 整个波长范围内的延迟响应都是平坦的。当微环耦合系数处于这两个状态之间 ($0 < K < 1$) 时, 反谐振波长附近的延迟量并不完全相同, 存在延迟波动, 会影响整个延迟线的工作带宽。由于每个延迟单元只包含一个延迟连续调节的微环, 因此, 延迟平坦度就由此延迟连续可调微环的延迟带宽决定。在多个延迟单元级联的情况下, 延迟谱是各个延迟单元延迟谱的叠加。因此, 增加延迟连续可调微环的数量会降低整个芯片的延迟带宽和延迟平坦度。

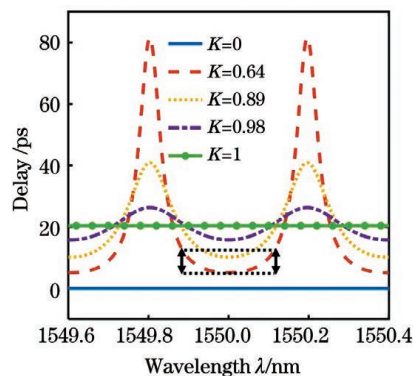


图 2 不同耦合系数下微环的延迟谱
Fig. 2 Simulated delay spectra of MRR at various coupling coefficients

对于 $1 \times N$ 波束成形芯片, 每个通道的延迟带宽受限于路径上连续调节微环的数量。在波束成形网络中, 若要实现各个通道延迟等差输出, 可简单地将每个三微环延迟单元的延迟都调节为 τ_0 。此方法具有延迟调节算法简单的优点。但是, 由于最长延迟通道经过 $N-1$ 个三微环延迟单元, 路径中延迟连续调节微环的数量最大达到 $N-1$ 个, 会导致延迟带宽减小, 限制了波束成形网络的拓展。图 3(a) 所示为按照此方

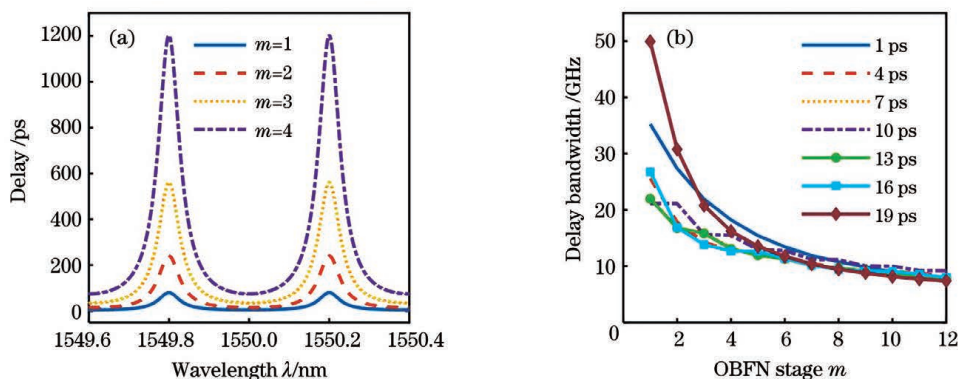


图 3 波束成形网络延迟特性的仿真。(a) 不同规模的波束成形网络最长延迟路径上每个 BDU 都连续调节为 5 ps 时的延迟谱; (b) 不同规模的波束成形网络最长延迟路径上每级仅一个微环连续调节的延迟带宽

Fig. 3 Simulated delay results of OBFN. (a) Delay spectra of the longest path in different stages of OBFNs with each BDU continuously tuned to 5 ps; (b) delay bandwidth of the longest path in different stages of OBFNs with one MRR continuously tuned in each stage

法实现延迟差为 5 ps 时,不同规模的波束成形网络中最长延迟路径的延迟谱。对于 4 级延迟线,由于有 15 个微环进行延迟连续调节,其延迟谱叠加后在反谐振点附近的延迟波动显著增加。

为减少延迟路径中可调微环的数量,本团队将每一级延迟线所需的延迟量作为整体进行考虑。由于任意的延迟量都可以分解为 τ_1 的整倍数和一个延迟余量,因此,每一级延迟线仅需要一个微环进行延迟连续调节,其余微环离散调节为 $K=0$ 或 $K=1$ 两种状态。如此,对于 m 级波束成形网络,最长延迟路径中仅有 m 个连续调节微环,因此可以有效减小延迟波动,增大延迟带宽。本文将延迟带宽定义为在反谐振波长附近最大和最小延迟差小于 4 ps 的频率宽度。图 3(b) 分析了不同级数的波束成形网络中最长延迟通道的延迟带宽。最长延迟通道的带宽随着波束成形网络规模的增大逐渐减小, $m=3$ 的 8 通道波束成形网络的最小带宽约为 13.8 GHz, $m=8$ 的 256 通道树状波束成形网络的最小带宽约为 9.5 GHz。相同规模的波束成形网络在不同延迟步进下的延迟带宽并不相同。随着波束成形网络规模的增加,不同的延迟对延迟带宽的影响逐渐消失,并且延迟带宽缩小的趋势也减缓。因此,采用每级延迟线只对一个微环的延迟进行连续调节的

方法,可以拓展反谐振微环树状波束成形网络的规模。

3 实验结果与分析

3.1 芯片测试系统

本团队设计了 3 级 1×8 波束成形网络芯片,芯片基于 TriPlex™ 低损耗氮化硅波导平台制备而成^[33]。图 4(a) 为三微环延迟单元部分的显微镜照片,3 dB 定向耦合器是二叉树的节点,3 个微环的延迟量分别设计为 20、40、20 ps,延迟总量为 80 ps。氮化硅波导采用图 4(b) 所示的两层 170 nm 厚的条状结构,波导支持 TE 模式。实验测得波导的传输损耗为 0.51 dB/cm,单位延迟损耗为 9.1 dB/ns。图 4(c) 所示为芯片整体结构的显微镜照片,芯片尺寸为 16 mm \times 5.5 mm。上海交大-平湖智能光电研究院完成了模块化光电封装。由于氮化硅波导的热调效率较低,芯片工作时的最大热调功耗达到了 38 W。为增强散热,芯片固定在导热基板上,基板下方集成热敏电阻和半导体制冷器(TEC),以便控制芯片的温度。片上电极引线键合到互联电路板的金手指上,通过 I-PEX 接口连接多通道电源,实现电学连接。水平光纤阵列(FA)和芯片端面耦合,单端的耦合损耗为 2.3 dB。封装后的照片如图 4(d) 所示。

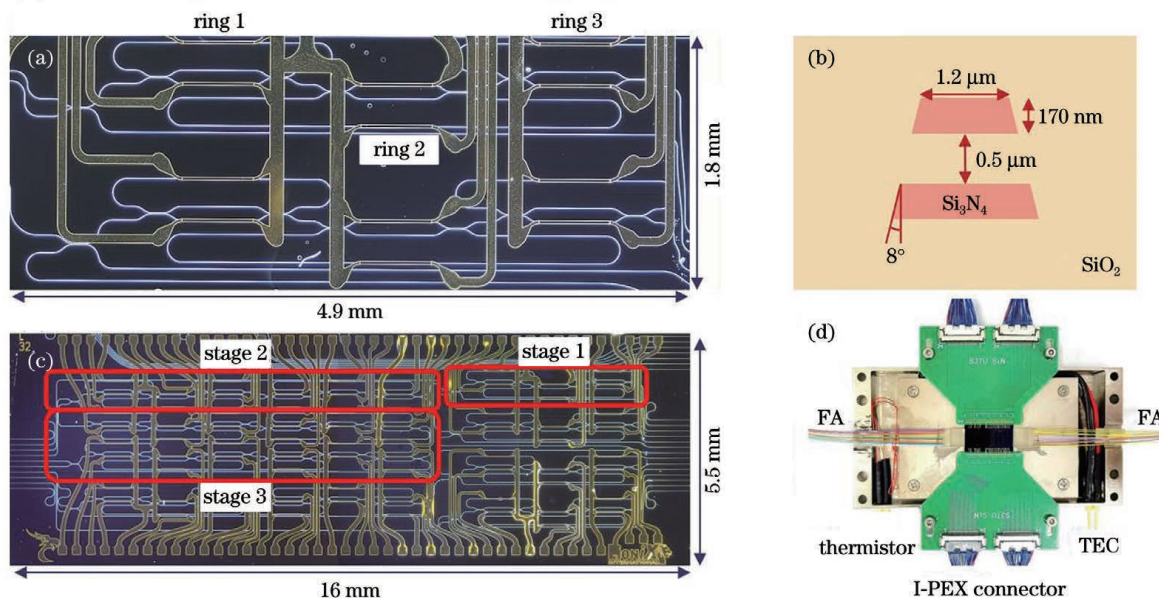


图 4 氮化硅芯片封装前后的照片。(a)BDU 芯片的显微镜照片;(b)氮化硅波导的截面图;(c) 1×8 波束成形芯片的显微镜照片;(d)芯片光电封装后的照片

Fig. 4 Pictures of chip before and after packaging. (a) Microscopy image of BDU chip; (b) cross section of Si_3N_4 waveguide; (c) microscopy image of 1×8 OBFN chip; (d) picture of packaged chip with optical and electrical connections

图 5 所示为本次实验中搭建的测试系统,用于实现自动化芯片的状态校准、光谱测试和微波延迟测试。Agilent 8164 可调激光器输出连续光,光经过偏振控制器(PC)后输入 MXAN-LN-20 强度调制器。调制器由 MS46522B 矢量网络分析仪(VNA)输出的微波信号驱动,产生两个边带。调制后的光信号由第 2 个 PC 调节偏振为 TE 后再通过光纤阵列耦合进入芯片。可

编程多通道电源驱动波束成形芯片上的热调移相器,调节微环的耦合系数和谐振波长。延迟后的光信号通过 $1:9$ 功分器,其中 10% 的光信号进入光功率计用于光谱测试,其余 90% 的光信号经掺铒光纤放大器(EDFA)放大、滤波后进入高速光电探测器(PD)。恢复延迟后的微波信号被 VNA 接收,用于测试微波的延迟响应。

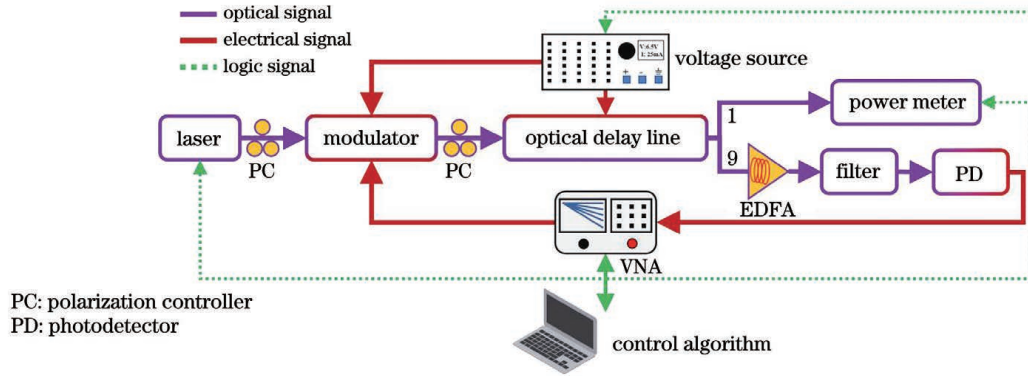


图5 光谱测试和微波测试实验系统示意图

Fig. 5 Schematic of experimental setup for optical and microwave measurement

3.2 自动化标定测试

本团队对芯片中的最长延迟路径进行了自动化标定,该延迟路径包含 21 个微环,其中 3 个微环要实现延迟连续可调。延迟线标定流程如图 6 所示(P_{π} 为热效率, e_{λ} 为反谐振点波长与 1550 nm 之间的误差),分为光谱标定和微波延迟谱标定两个阶段。在光谱标定阶段,调制器偏置点为最大功率点,关闭 VNA 的微波信号输出,扫描激光器波长测试芯片的传输谱。通过测得的光谱标定所有微环的耦合系数 K 为 0 和 1 时移相器的功率,随后获得任意耦合系数下微环的两个相位移相器所需的功率关系,并确保反谐振波长与工作点 1550 nm 对准。在微波延迟谱标定阶段,调节调

制器到 3 dB 偏置点,固定激光器输出波长为 1550 nm, VNA 测试微波光子延迟线的幅度、相位、延迟响应。根据上一阶段获得的移相功率,逐个调节路径中微环的耦合系数,增加 $K=1$ 状态的微环数;对于多个微环间引入的热串扰,通过微调微环耦合系数的功率,根据延迟谱判断是否达到了目标延迟量。通过仪器程序控制端口,本团队开发了自动化控制系统,实现了自动化标定与测试。下面介绍具体的标定步骤和测试结果。

在光谱标定阶段,首先测试微环相位移相器的热效率。连续调节微环相位移相器上的电压,测试微环谐振峰的位置,通过提取谐振峰的偏移量即可计算微环的相位改变量。当微环谐振峰的消光比太小不可分辨时,需要通过调节微环耦合系数来增大消光比。图 7(a) 为三微环延迟单元的微环相位与移相器功率之间的关系,得到热效率 P_{π} 分别为 308、278、282 mW/ π 。片上其他相位移相器的热效率也都接近。微环耦合区可调 MZI 两臂的间距较小, MZI 移相器热串扰同时改变了另一臂波导的相位,两臂相位差减小,导致 MZI 移相器的热效率降低,约 383 mW/ π 。

由于调节微环耦合系数的等臂 MZI 的初始状态是随机的,光谱中会表现出过耦合的谐振特性,因此可以通过对传输光谱进行判定来标定微环耦合系数 K 为 0 或 1 两种状态。图 7(b) 为不同耦合系数下微环的传输谱,可以看到当微环耦合系数 K 接近 0 时,微环谐振较为尖锐。这样就能比较容易地从光谱中判断出谐振波长点,从而以谐振波长的消光比为判据,当微环消光比达到最小时即可确定微环的耦合系数 $K=0$ 。即便是多个微环都有谐振的初始状态杂乱的传输谱,以欠耦合氮化硅微环的高 Q 值特性^[34],也可以分辨出尖锐的谐振峰,从而可将微环逐个从随机状态调节到 $K=0$ 状态。然而,当微环耦合系数 K 接近 1 时,微环谐振较为平缓,导致其淹没在传输谱噪声中而无法识别。因此,本文以整个自由光谱范围(FSR)内传输谱的均方差(MSE)为判据,当 MSE 最小时,即可判断微环的耦合系数 $K=1$ 。在整个过程中,对微环的状态依次进行标定;在标定其中一个微环的耦合系

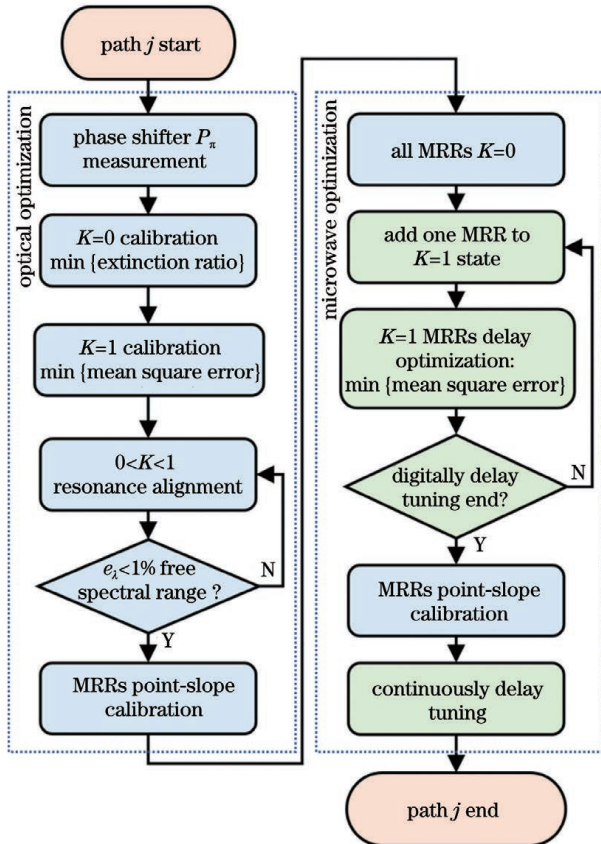


图6 光谱和微波群延迟标定流程图

Fig. 6 Flowchart of optical and microwave group delay calibration

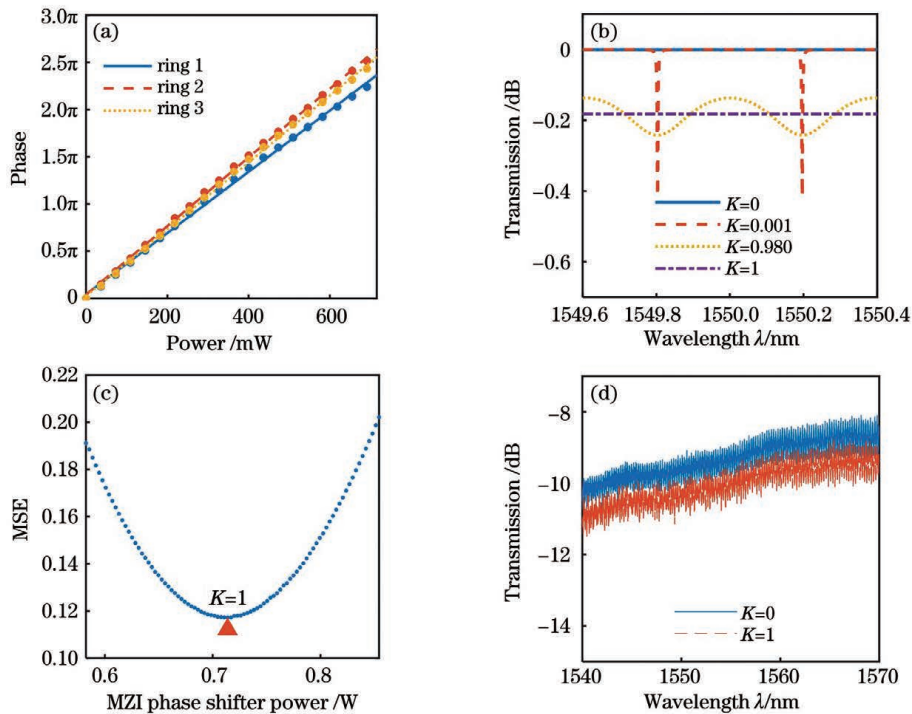


图7 微环光谱标定。(a)微环热调移相器的热效率测试;(b)不同耦合系数下仿真的微环传输谱;(c) $K=1$ 标定过程中传输谱均方差与MZI移相器功率之间的关系;(d)三微环延迟单元在最短和最长延时下的传输谱

Fig. 7 Optical calibration of MRRs. (a) Measured thermal efficiency of MRR phase shifter (MRR PS); (b) simulated transmission spectra of an MRR at various coupling coefficients; (c) MSE of optical transmission as a function of MZI PS power for $K=1$ state calibration; (d) measured optical transmission of a BDU at the shortest and the longest delay states

数时,路径上的其他微环都调节为 $K=0$ 的状态。图7(c)是测试的一个微环在不同移相器功率下的传输谱均方差, MZI 移相器功率连续调节的步长为 3 mW , 对应的相位步长为 0.0078π 。传输谱 MSE 最小值处判定为微环耦合系数 $K=1$ 。三微环延迟单元耦合系数的标定结果如图7(d)所示, 3个微环同时调节到耦合系数 $K=0$ 或 1 时, 传输谱的抖动均小于 0.8 dB , 达到了预期目标。

由前面的分析可知, 每级延迟线中都有一个微环要进行连续延迟调节, 因此需要对该微环的耦合系数进行连续调节。由于 MZI 结构上仅单臂设计有热调

移相器, 微环谐振波长在加电调节耦合系数过程中会发生漂移, 同时, MZI 移相器与微环相位移相器相距较近, 两者之间存在热串扰, 因此需要同时改变 MZI 移相器和微环相位移相器的功率, 以实现延迟连续调节, 获得两者的关系。每次改变 MZI 移相器的功率后, 识别微环传输谱中 1550 nm 附近的 2 个谐振峰, 通过梯度下降算法优化微环相位移相器的功率, 使 2 个谐振峰的均值逼近工作波长 1550 nm , 此时微环反谐振波长移动到 1550 nm 。波长标定过程如图8(a)所示, 经过 3 次调节后可完成波长的对准。标定后, 反谐振点波长与 1550 nm 之间的误差 e_λ 小于 1%

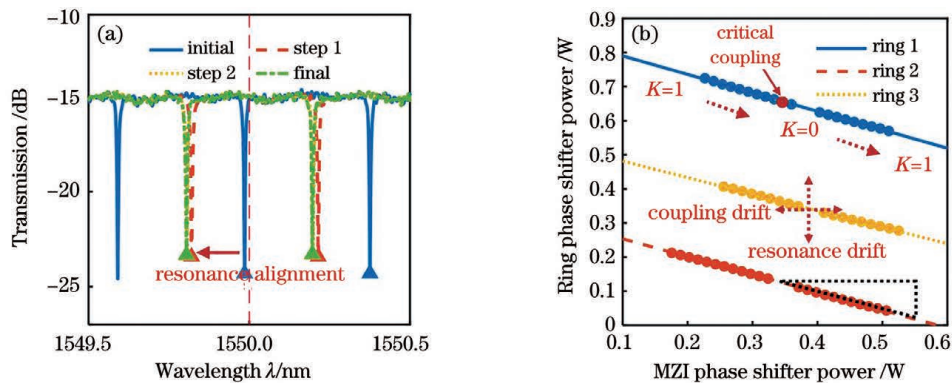


图8 光传输谱测试校准微环谐振波长。(a)微环谐振波长的对齐过程;(b)谐振波长对齐后, MZI 移相器功率与微环相位移相器功率之间的关系

Fig. 8 Optical characterization for MRR resonance alignment. (a) Process of MRR resonance alignment; (b) power relationship between MZI phase shifter and microring phase shifter for resonance alignment

FSR。每次改变 MZI 移相器的功率后,就需要执行上述微环移相器的校准,使微环反谐振波长对准 1550 nm。图 8(b)所示为反谐振波长对准条件下 MZI 移相器功率与微环相位移相器功率之间的关系,二者呈线性关系。由图 8(b)可知,随着 MZI 移相器功率增大,微环的耦合系数 K 从 1 调至 0,再回到 1,即实现了 2π 移相。由于微环初始相位的差异和芯片热分布的差异,3 个微环的 MZI 相位-微环相位关系直线的截距不同,但斜率相近。

在不同的延迟状态下,邻近微环由于热串扰会引起上述功率关系曲线的移动。微环耦合系数的漂移导致功率关系曲线在水平方向移动,而微环相位的漂移会导致功率关系曲线在垂直方向移动。热串扰对移相器热效率与功率关系曲线斜率 k_p 的影响忽略不计,因此由一个修正基点坐标(MZI 移相器功率为 P_{x_0} ,微环相位移相器功率为 P_{y_0}),依据点斜法可对 MZI 移相器功率与微环相位移相器功率之间的关系进行快速修正。选取微环耦合系数 $K=0$ 作为基点,依据微环传输谱消光比最小的特征重新校准 $K=0$ 的状态,确定 MZI 移相器的功率 P_{x_0} ;由于 $K=0$ 状态下微环谐振消光比为 0,不足以实现反谐振点波长校准,故而改变微环 MZI 移相器的功率 ($\Delta P_x = 30$ mW),以获得较大的谐振消光比。对齐反谐振点波长和激光器波长,由此时微环相位移相器的功率 P_{y_1} ,可以确定基点的功率坐标为 $(P_{x_0}, P_{y_1} - k_p \Delta P_x)$,从而完成了 MZI 移相器功率与微环显微移相器功率关系的修正,进而可以精准控制任意耦合系数下微环的反谐振波长。

完成光谱校准后,理论上已获得所有微环延迟调节的移相功率,可以直接进行微波延迟的测试。本团队首先测试了单个微环实现延迟连续调节时的微波延迟谱。此时,其他微环都调节至最短延迟($K=0$),依据校准得到的微环 MZI 移相器功率与微环相位移相器功率的关系,调节微环的延迟在 $0\sim 20$ ps 连续变化。图 9 展示了测得的 5 条延迟谱,可以看到微环工作波长已经精准对准到反谐振点。由于采用双边

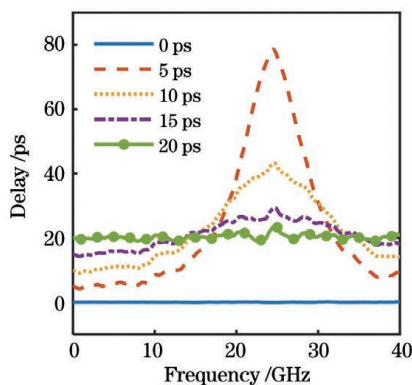


图 9 不同微环耦合系数下的微环延迟谱

Fig. 9 Measured delay spectra of a continuously tuned MRR at different coupling coefficients

带强度调制,微波延迟带宽是光延迟带宽的一半。在 $0\sim 8$ GHz 频率范围内延迟波动为 2.3 ps,单个微环延迟测试结果验证了光谱标定的准确性。

然而,当路径中调节的微环数量逐渐增加后,由热串扰引起的谱线漂移会直接影响微环的延迟。图 10(a)给出了逐个将最长延迟路径上 7 个 40 ps 微环调节到 $K=1$ 状态的微波延迟谱,所有的移相功率采用前面光谱标定的值。随着微环数量增加,微环之间的热串扰导致状态相互干扰,延迟抖动快速增大。热串扰对不同状态微环的延迟响应有不同的影响:对于耦合系数 $K=1$ 的微环,热串扰导致耦合系数发生微小变化,会在反谐振点(0 GHz)附近引入较大的延迟变化;而对于耦合系数 $K=0$ 的微环,热串扰导致谐振点(25 GHz)附近引入了窄带延迟抖动。因此,在测试多个级联微环的微波延迟时,还需要通过延迟谱进一步迭代优化微环的状态,消除热串扰的影响。在微波延迟校准中,将路径上的微环逐个从 $K=0$ 状态调节到 $K=1$ 状态。每调节一个微环到 1 状态,就优化延迟路径中所有 $K=1$ 微环的状态。优化以整个微波频段内延迟谱的均方差为判据,移相器的调节范围为 $-0.1\pi\sim +0.1\pi$ 。当延迟谱均方差最小时,谱线最平坦。逐个优化微环的耦合系数和相位,以减小延迟误差和抖动,保证微波延迟收敛于设计值。图 10(b)所示为最长延迟路径的测试结果,先调节 20 ps 微环,然后调节 40 ps 微环。测试结果显示最大延迟量为 560 ps,在整个微环 FSR 内延迟响应平坦,抖动小于 11.2 ps。

完成离散延迟优化后,调节每级延迟线的连续延迟余量。利用点斜法修正移相功率关系曲线,消除离散调节微环移相器功率引入的热串扰,然后根据修正后的功率关系联合调节微环的耦合系数和相位,就可以实现延迟连续调节。测试了 1×8 波束成形网络最长延迟路径上 3 个 20 ps 微环的延迟连续调节功能。第一个微环的延迟 τ_0 为波束成形网络的延迟步进, $0<\tau_0<20$ ps,第二和第三个微环的延迟分别为 $\text{mod}(2\tau_0, 20)$ 和 $\text{mod}(4\tau_0, 20)$ 。图 10(c)为不同延迟步进下测得的微波延迟谱,3 个微环的反谐振点都与工作波长对齐。图 10(d)给出了 $0\sim 20$ ps 延迟步进下,3 个连续调节微环在 $0\sim 8$ GHz 范围内的延迟波动。可以看出延迟波动小于 7.5 ps。延迟抖动变化的包络和仿真结果相符,验证了波束成形网络中每级一个连续调节微环方案的大带宽特性以及所采用的标定方法的准确性。

表 1 给出了本文所提微波光子波束成形芯片与其他基于级联微环的波束成形网络和延迟线的对比。本团队通过光谱和延迟谱联合优化完成了微环的自动化标定,控制的级联微环数量最多,延迟可调范围很宽。同时,自动化标定系统可调节微环反谐振点至工作波长,在实现较大带宽的同时保持了很小的延迟

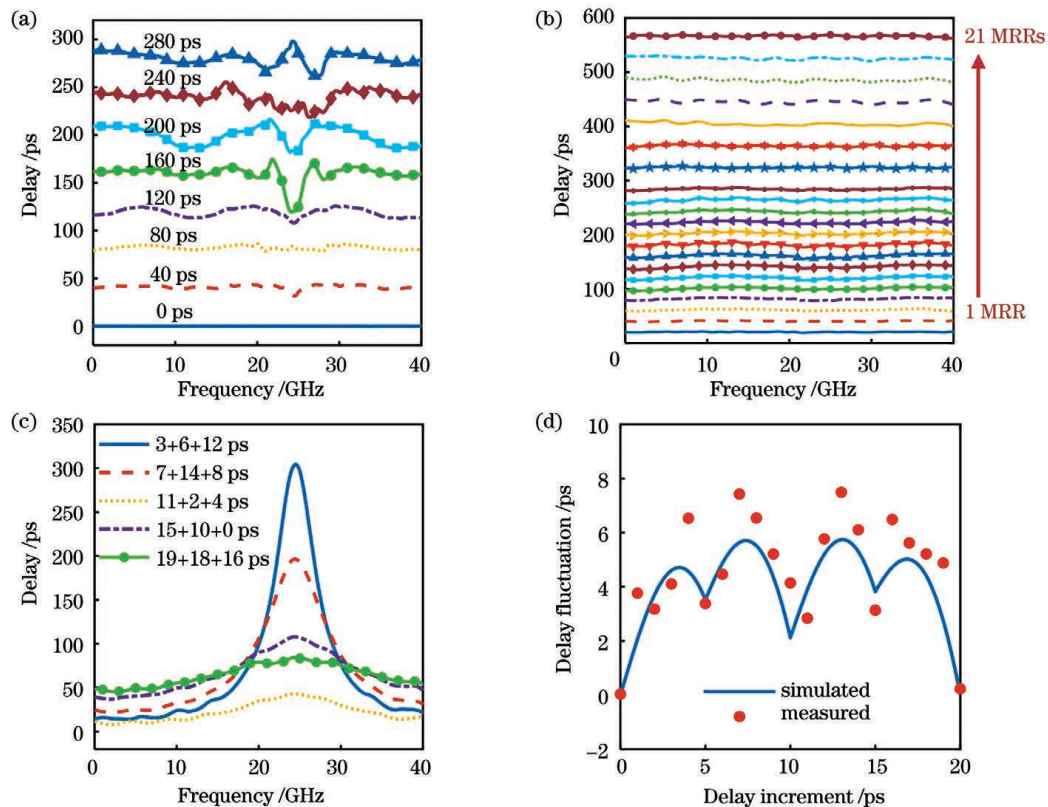


图 10 微波延迟测试结果。(a)依据光谱标定结果直接测试的微波延迟谱,微环受热串扰影响;(b)通道 7 中每个微环从 $K=0$ 状态调节到 $K=1$ 状态的微波延迟谱,迭代优化微环状态,以消除热串扰的影响;(c)不同延迟步进下 3 个连续调节微环的微波延迟谱;(d)不同延迟步进下 3 个连续调节微环在 0~8 GHz 频段内的延迟波动

Fig. 10 Experimental results of microwave delay characterization. (a) Microwave delay spectra of optical characterization results, where MRRs are affected by thermal crosstalk; (b) measured microwave delay spectra of path 7 as MRRs are digitally tuned from $K=0$ state to $K=1$ state one by one, where MRR states are optimized to eliminate the effect of thermal crosstalk; (c) microwave delay spectra of three continuously tuned MRRs at various delay increments; (d) delay fluctuation of three continuously tuned MRRs over the frequency of 0~8 GHz at various delay increments

表 1 基于级联微环的集成光子波束成形网络和延迟线的比较

Table 1 Comparison of several integrated OBFNs and optical true time delay lines based on cascaded MRRs

Content	This work	OBFN ^[10]	OTTDL ^[19]	OBFN ^[23]	OTTDL ^[24]	OBFN ^[31]
Material platform	Si_3N_4	Si_3N_4	Si_3N_4	SOI	SOI	Si_3N_4
Input×output	1×8	1×4	1×1	1×4	1×1	1×8
Bandwidth /GHz	8	6.3	9	2	16	2.5
MRR number	36	8	4	5	4	12
Delay range /ps	0~560	8, 7~208.7	0~209.4	36~200	0~160	180~1200
Delay fluctuation /ps	11.2	16	8.5		6.2	100
Automatic calibration	Yes	No	No	Yes	No	No

抖动,整体性能出众。

4 结 论

本文提出了具有大规模扩展能力的 $1 \times N$ 树状波束成形网络芯片。延迟单元采用级联微环结构,工作于反谐振波长处,具有大带宽、小延迟抖动的优势。本团队通过传输矩阵仿真分析了反谐振微环的延迟响应,并根据树状波束成形网络的特点提出了一种延迟调节方案,有效提升了芯片的工作带宽;开发了器件光

传输谱和微波延迟谱联合优化的延迟线自动化标定系统,该系统适用于大规模微环阵列的精准、快速标定。实验验证了该自动化标定系统的性能,该系统能对 1×8 波束成形网络芯片的最长延迟路径实现离散延迟调节,共调节了 21 个微环,最大延迟量为 560 ps,延迟抖动小于 11.2 ps;同时,该系统也实现了 3 个微环的自动延迟连续调节,测试了不同延迟步进下的延迟谱。基于反馈控制算法的微环状态优化降低了芯片与硬件系统的复杂度。

未来拟继续对其他通道 0~80 ps 的所有延迟步进进行标定,实现 1×8 波束成形网络的快速偏转。此外,可以通过优化芯片设计,将树状波束成形网络的分光节点设计为可调 MZI 结构,从而补偿由延迟量不同引入的通道间光传输损耗的差异;同时,通过优化使各通道微波链路增益可以任意调节,从而抑制波束的旁瓣。

参 考 文 献

- [1] Visser H J. Array and phased array antenna basics [M]. New Jersey: John Wiley & Sons, 2006.
- [2] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds[J]. Nature Photonics, 2007, 1(6): 319-330.
- [3] 李明, 郝腾飞, 潘时龙, 等. 微波光子集成及前沿展望(特邀)[J]. 红外与激光工程, 2021, 50(7): 20211048.
Li M, Hao T F, Pan S L, et al. Frontiers and prospects of integrated microwave photonics (invited)[J]. Infrared and Laser Engineering, 2021, 50(7): 20211048.
- [4] Pan S L, Ye X W, Zhang Y M, et al. Microwave photonic array radars[J]. IEEE Journal of Microwaves, 2021, 1(1): 176-190.
- [5] 梅理, 崇毓华, 朱宇鹏, 等. 基于可调光延迟线的微波光子零中频接收机研究[J]. 中国激光, 2021, 48(9): 0906001.
Mei L, Chong Y H, Zhu Y P, et al. Optical delay line-based microwave photonic zero-intermediate-frequency receiver [J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(9): 0906001.
- [6] Yu L, Zou W W, Li X W, et al. An X- and Ku-band multifunctional radar receiver based on photonic parametric sampling[J]. Chinese Optics Letters, 2020, 18(4): 042501.
- [7] 周治平, 许鹏飞, 董晓文. 硅基光电计算[J]. 中国激光, 2020, 47(6): 0600001.
Zhou Z P, Xu P F, Dong X W. Computing on silicon photonic platform[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(6): 0600001.
- [8] Smit M, Williams K, van der Tol J. Past, present, and future of InP-based photonic integration[J]. APL Photonics, 2019, 4(5): 050901.
- [9] Zhu C, Lu L J, Shan W S, et al. Silicon integrated microwave photonic beamformer[J]. Optica, 2020, 7(9): 1162-1170.
- [10] Liu Y, Wichman A R, Isaac B, et al. Ultra-low-loss silicon nitride optical beamforming network for wideband wireless applications[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2018, 24(4): 17763676.
- [11] 李静, 郑鹏飞, 徐雪朦, 等. 基于氮化硅微环和载波分离的可重构微波光子带通滤波器[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(1): 011301.
Li J, Zheng P F, Xu X M, et al. Reconfigurable microwave photonic bandpass filter based on silicon nitride microring and carrier separation[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(1): 011301.
- [12] Blumenthal D J, Heideman R, Geuzebroek D, et al. Silicon nitride in silicon photonics[J]. Proceedings of the IEEE, 2018, 106(12): 2209-2231.
- [13] Tsokos C, Andrianopoulos E, Raptakis A, et al. True time delay optical beamforming network based on hybrid InP-silicon nitride integration[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(18): 5845-5854.
- [14] Sancho J, Bourderionnet J, Lloret J, et al. Integrable microwave filter based on a photonic crystal delay line [J]. Nature Communications, 2012, 3: 1075.
- [15] 崔乃迪, 寇婕婷, 赵恒, 等. 应用于相控阵雷达的光子晶体慢光波导光实时延迟线[J]. 光学学报, 2016, 36(6): 0616001.
Cui N D, Kou J T, Zhao H, et al. Optical true time-delay lines of photonic crystal slow light waveguides used in phased array radar[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(6): 0616001.
- [16] Wang X, Shi W, Vafaei R, et al. Uniform and sampled Bragg gratings in SOI strip waveguides with sidewall corrugations[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(5): 290-292.
- [17] Xie J Y, Zhou L J, Li Z X, et al. Seven-bit reconfigurable optical true time delay line based on silicon integration [J]. Optics Express, 2014, 22(19): 22707-22715.
- [18] Wang X Y, Zhou L J, Li R F, et al. Continuously tunable ultrathin silicon waveguide optical delay line [J]. Optica, 2017, 4(5): 507-515.
- [19] Lin D D, Xu X M, Zheng P F, et al. A tunable optical delay line based on cascaded silicon nitride microrings for Ka-band beamforming [J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(5): 19089605.
- [20] Zhou L J, Wang X Y, Lu L J, et al. Integrated optical delay lines: a review and perspective [J]. Chinese Optics Letters, 2018, 16(10): 101301.
- [21] Liu H C, Yariv A. "Ideal" optical delay lines based on tailored-coupling and reflecting, coupled-resonator optical waveguides [J]. Optics Letters, 2012, 37(11): 1964-1966.
- [22] Xiang C, Davenport M L, Khurgin J B, et al. Low-loss continuously tunable optical true time delay based on Si₃N₄ ring resonators [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2018, 24(4): 17471686.
- [23] Choo G, Madsen C K, Palermo S, et al. Automatic monitor-based tuning of an RF silicon photonic 1×4 asymmetric binary tree true-time-delay beamforming network [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(22): 5263-5275.
- [24] Shan W S, Lu L J, Wang X Y, et al. Broadband continuously tunable microwave photonic delay line based on cascaded silicon microrings[J]. Optics Express, 2021, 29(3): 3375-3385.
- [25] Bogaerts W, de Heyn P, van Vaerenbergh T, et al. Silicon microring resonators[J]. Laser & Photonics Reviews, 2012, 6(1): 47-73.
- [26] Milanizadeh M, Aguiar D, Melloni A, et al. Canceling thermal cross-talk effects in photonic integrated circuits [J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(4): 1325-1332.
- [27] 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): 129-136.
- [28] Padmaraju K, Logan D F, Shiraiishi T, et al. Wavelength locking and thermally stabilizing microring resonators using dithering signals[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 32(3): 505-512.
- [29] 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.
Sun L Y, Zhang W J, Yang F, et al. Stability control technology of microring array based on orthogonal perturbation signal [J]. Optical Communication Technology, 2021, 45(9): 54-58.
- [30] Choo G, Cai S C, Wang B H, et al. Automatic monitor-based tuning of reconfigurable silicon photonic APF-based pole/zero filters[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(10): 1899-1911.
- [31] Zhuang L, Roeloffzen C G H, Heideman R G, et al. Single-chip ring resonator-based 1×8 optical beam forming network in CMOS-compatible waveguide technology [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(15): 1130-1132.
- [32] Sun Q K, Zhou L J, Lu L J, et al. Reconfigurable high-resolution microwave photonic filter based on dual-ring-assisted MZIs on the Si₃N₄ platform[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(6): 18278568.
- [33] Leinse A. Silicon nitride (TriPLeX™) based photonic integrated circuits for a broad range of application modules [C]//2018 23rd Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), July 2-6, 2018, Jeju, Korea. New York: IEEE Press, 2018: 18739114.
- [34] Zhang Y, Liu Q, Mei C Y, et al. Proposal and demonstration of a controllable Q factor in directly coupled microring resonators for optical buffering applications[J]. Photonics Research, 2021, 9(10): 2006-2015.

Automatic Calibration of Optical Beamforming Network Chip Based on Cascaded Anti-Resonant Microring

Sun Hanwei¹, Lu Liangjun^{1,2*}, Jin Minhui^{1,2}, Liu Jiao^{1,2}, Zhou Linjie^{1,2}, Chen Jianping^{1,2}

¹ State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

² SJTU-Pinghu Institute of Intelligent Optoelectronics, Pinghu 314200, Zhejiang, China

Abstract

Objective Microwave phased array antennas (PAAs) have attracted considerable interest owing to their advantages of rapid and accurate beam steering. Traditional PAAs based on electronic phase shifters suffer from the disadvantages of steering angle and instantaneous bandwidth of the radio-frequency (RF) signal due to the beam squinting problem. Integrated optical beamforming networks (OBFNs) use optical true time delay lines (OTTDLs) to broaden the instantaneous bandwidth. The processing RF signal in the optical domain also brings the advantages of low loss, compact size, light weight, and zero electromagnetic interference. Therefore, they can play an important role in broadband large-scale PAA systems. Moreover, the OBFNs can be integrated with other microwave photonic systems, such as optoelectronic oscillators, photonic analog-to-digital converters, and optical channelizing filters to realize fully integrated microwave photonic radars. The most important components in the integrated OBFNs are the OTTDLs. Integrated OTTDLs with a broad bandwidth and large delay tuning range are in high demand. Among the various integrated OTTDL structures, cascaded tunable microring resonators (MRRs) are promising owing to their continuous and broadband delay tuning. Previously, we demonstrated a cascaded-MRRs-based OTTDL chip working at the anti-resonant wavelength. It exhibited the advantages of broadband response with low delay fluctuation, high scalability, and simple control schemes. In this work, we proposed a $1 \times N$ binary tree OBFN chip based on cascaded MRRs (Fig. 1). The binary tree topology interlaces the power splitters with the OTTDLs, which effectively reduces the number of delay elements. Due to the random phase errors of MRRs and the thermal crosstalk upon tuning, we proposed and demonstrated an automatic calibration method to facilitate the state calibration of OTTDLs.

Methods First, we theoretically investigated the working principle of the OBFN using the transfer matrix method. From the simulated delay spectra, we determined that the anti-resonant MRRs have lower delay fluctuation over a broad bandwidth compared with the on-resonant MRRs (Fig. 2). Moreover, the bandwidth of the OBFN is dependent only on the bandwidth of the continuously tuned MRRs. Therefore, we presented a delay tuning method to increase the system bandwidth by reducing the number of continuously tuned MRRs (Fig. 3). In each stage of the binary tree OBFN, only one MRR was continuously tuned for the delay residual, and the other MRRs were digitally tuned to two specific states (coupling coefficient $K=0$ or $K=1$).

To correct the random initial states of the MRRs, we developed a control system to automatically perform delay state calibration and characterization (Fig. 5). The calibration procedure includes the following two parts: the optical calibration stage and microwave delay calibration stage (Fig. 6). In the optical calibration stage, we first measured the power efficiency of the MRR phase shifters. Next, the MRRs were calibrated to $K=0$ and $K=1$ using the resonance extinction ratio method and the spectrum mean square error method, respectively (Fig. 7). Thereafter, the continuously tuned MRRs were calibrated by aligning the anti-resonant wavelengths to the operating wavelength at various coupling coefficients. The linear power relationship of the MRR tunable coupler and the ring phase shifter was extracted. Considering the inter- and intra-MRR thermal crosstalk, the power relationship could be remedied using a point-slope method (Fig. 8). In the microwave delay calibration stage, the group delay responses of continuously and digitally tuned MRRs were measured. By iterative control of the phase shifters based on the measured delay spectra, we effectively eliminated the influence of thermal crosstalk between the MRRs and obtained a flat delay response in the operating bandwidth.

Results and Discussions We experimentally verified the proposed algorithms by testing the longest path of a silicon nitride 1×8 OBFN chip. The chip was fabricated on the TriPLex™ platform. The measured delay spectra of a continuously tuned MRR verify the accuracy of the optical calibration (Fig. 9). Due to the thermal crosstalk, the microwave delay calibration procedure is needed for multiple MRRs. Using the proposed method, all the 21 MRRs in the path are digitally tuned and the measured maximum delay is 560 ps with a delay fluctuation of less than 11.2 ps. Moreover, we successfully realize continuous delay tuning of three MRRs. The delay variation is less than 7.5 ps in the

bandwidth of 0–8 GHz (Fig. 10). Comparing our work with other MRR-based OBFN and OTTDL chips, our OBFN controls the largest number of cascaded MRRs for a widely tunable delay range (Table 1). In addition, with the automatic calibration system based on the optical and microwave joint optimization, our proposed OBFN allows for a broad operating bandwidth and a low delay fluctuation.

Conclusions We proposed a $1 \times N$ binary tree OBFN based on tunable cascaded MRRs working at the anti-resonant wavelength. The delay tuning method that utilizes one continuously tuned MRR in one stage expands the operating bandwidth of the OBFN. An automatic calibration system was experimentally verified by testing the longest path of a 1×8 OBFN chip. With the joint optimization algorithm, we realized the accurate calibration of 21 MRRs automatically. This method, with reduced system complexity, can be further used to calibrate the entire OBFN chip.

Key words optical devices; integrated optics devices; microring resonators; optical delay line; feedback control algorithms