

基于耦合谐振器光波导滤波器阵列的可重构微波光子信道化接收芯片仿真设计*

范岩¹⁾ 李柳²⁾ 郭政侯³⁾ 王浩然¹⁾ 熊子洋¹⁾ 邓皓¹⁾ 林瞳^{1)†}
吕俊鹏¹⁾ 倪振华¹⁾

1) (东南大学电子科学与工程学院, 微电子学与固体电子学系, 南京 210096)

2) (东南大学材料科学与工程学院, 南京 210096)

3) (东南大学集成电路学院, 南京 210096)

(2025年8月10日收到; 2025年9月27日收到修改稿)

为应对未来多变电磁环境对高频宽带信号处理的需求, 突破传统电子器件的带宽限制, 本文提出了一种基于硅基光电子集成平台的可重构微波光子信道化接收芯片. 该芯片采用双级光学处理架构, 前端级联马赫-曾德尔干涉型波分复用器实现粗粒度光谱划分, 规避自由光谱范围严格对齐的复杂性; 核心集成耦合谐振器光波导滤波器阵列作为可调谐带通滤波器, 通过热调耦合系数动态重构带宽 (2.25—3.12 GHz), 其 20 dB/3 dB 形状因子达 3.08, 显著提升滚降特性. 仿真验证表明: 该系统支持 8—28 GHz 或 8—36 GHz 射频信号的信道化处理, 分割为 8 个中频子带 (1.4—3.6 GHz 或 2—5 GHz), 聚合带宽覆盖 X—K 波段; 并通过 5 GHz 带宽线性调频信号的接收和重构实验证实其宽带信号实时处理能力. 该芯片的高集成度设计与带宽动态重构功能, 为微波光子雷达、多频段射频系统等应用提供了软件定义解决方案, 推动超宽带信号处理向多功能、低功耗方向发展.

关键词: 集成光学, 信道化接收芯片, 带宽可重构光滤波器, 绝缘体上硅, 耦合谐振器光波导

DOI: 10.7498/aps.75.20251074

CSTR: 32037.14.aps.75.20251074

1 引言

未来无线通信系统面临愈发复杂的电磁环境, 诸如雷达^[1-3]、电子对抗^[4]、5G/6G^[5]和卫星通信^[6,7]等对高频、宽带以及多频段一体化射频系统的需求不断增加. 传统电子微波器件在射频信号处理中面临超宽带信号处理幅度一致性差、超大瞬时带宽处理速度慢、频带窄、隔离度差等技术瓶颈^[8,9]. 微波光子 (microwave photonic, MWP) 技术结合了光波域宽带低损耗和微波域窄带调控优势^[10], 其混频系统在光域实现微波信号的上下变

频^[11,12], 具有大带宽、宽调谐频段、高隔离度及抗电磁干扰等显著优势, 能够对超宽带范围内多制式、多载波、高密度和复杂度信号进行灵活处理, 改善体积、重量与功耗 (SWaP) 来提高系统稳定性. 然而, 现有商用的模数转换器 (analog-to-digital converters, ADC) 采样率普遍低于 10 GHz, 受限于 ADC 和数字信号处理器 (digital signal processing, DSP) 性能, 单通道微波光子接收机难以处理超宽带信号. 微波光子信道化接收机可通过光域信道化将宽带射频信号分割成多个低频窄带子信号以适配电子器件的工作频带, 成为突破超宽带信号的有效途径之一.

* 国家自然科学基金 (批准号: 62105061, 62405050) 和教育部现代光学技术重点实验室项目资助的课题.

† 通信作者. E-mail: lintong@seu.edu.cn

现有 MPW 信道化方案主要分为 3 类: 第 1 类利用光滤波器阵列 (如布拉格光栅法布里-珀罗腔^[13]、相移光纤布拉格光栅^[14] 或集成光子器件^[15]) 直接将宽带信号在光域分割成子信号. 此类方案需平顶和高滚降系数的光滤波器以抑制杂散信号和串扰. Lu 等^[15] 提出了一种中频可重构的 8 通道信道化接收机, 通过微环滤波器 (micro ring resonator, MRR) 阵列实现宽带射频信号切片和相应本振光梳的选择, 不需要额外的电子微波器件, 但该方案中存在大量的交叉波导, 且单 MRR 在滚降方面的性能不佳. 第 2 类是基于光频率梳状信号 (optical frequency comb, OFC) 与 MRR 的梳状滤波^[16-18], 在光域中被 MRR 分离后的信号可通过波分复用器划分成窄带信号. 此类方案需精准调控梳齿波长与自由光谱范围 (free spectral range, FSR). David Moss 团队^[16] 利用高 Q 氮化硅 MRR 在 C 波段实现了 92 梳齿、频谱分辨率为 121.4 MHz 的滤波, 并利用密集波分解复用器将该信号分割成一系列子信道. 该方案在全波长通道上采用并行相位调制到强度调制 (PM-IM) 转换的方式直接提供 RF 输出, 无需单独的本振光梳. 第 3 类方案采用双光频梳混频方案, 通过本振光梳和信号光梳的 FSR 偏移实现信道化采样^[19-22]. 首先, 射频 (RF) 信号频谱通过信号光频率梳复制到多波长光载波, 随后利用本振光梳选择不同的 RF 信号切片, 通过波分解复用器进行信道分离并下变频至中频. 各信道下变频信号通过平衡哈特莱结构和带通滤波器消除镜频分量, 最终提取目标中频分量. 尽管 90° 光混频器^[23,24] 和光波分复用器^[25,26] 的芯片化已被广泛研究, 并且结构简洁, 但该方案仍然需要外置平衡哈特莱结构以及带通滤波器等微波电子器件, 系统集成受限. 为进一步提升系统性能, 研究人员也在接收端算法层面展开优化, 例如江天团队^[27] 设计了一种具有自适应能力的长短期记忆残差网络 LSTM-Resnet 以提取系统特征, 结合第 3 类信道化接收机方案进行了实验验证, 显著提高了系统的动态范围和杂散抑制比.

为应对未来多变的电磁环境的挑战并提升系统集成度, 本文提出了一种基于耦合谐振器光波导 (coupled resonator optical waveguide, CROW) 型滤波器阵列与级联马赫-曾德尔干涉型 (Mach-Zehnder interferometer, MZI) 光波分复用器 (wavelength division multiplexing, WDM) 的 8 通道带

宽可调微波光子信道化接收机. 该设计中的第 1 级级联 MZI 型光波分复用器采用宽松匹配策略, 无需严格对齐后端滤波器的 FSR, 从而简化了信道划分架构; 第 2 级可调谐带通滤波器不仅能够实现对滤波器带宽的重构, 还可以有效补偿工艺误差导致的耦合系数偏差. 器件仿真结果表明: 级联 MZI 光波分复用器的 3 dB 带宽为 120 GHz, 插入损耗仅为 1.4 dB; CROW 型光滤波器展现出优异的平顶带通滤波特性, 具有优异的滚降系数, 47.5 dB 的高消光比 (extinction ratio, ER) 以及 4.4 dB 的插入损耗. 系统链路仿真结果验证了本系统具有多模式工作能力: 当单通道带宽配置为 2.2 (3.1) GHz 时, 可将 8—28 (8—36) GHz 射频信号划分为 8 个 1.4—3.6 (2—5) GHz 的中频子带, 镜频抑制比在 22.3—34 dB 之间, 信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 优于 42 dB. 特别地, 针对 5 GHz 带宽的线性调频 (linear frequency modulation, LFM) 信号, 该接收机成功实现了多信道切片、下变频及数字重构, 验证了其对宽带信号的处理能力, 为下一代无线通信、微波光子雷达等未来多频段射频应用提供了新的解决方案.

2 原理与方法

2.1 理论模型

图 1 为基于 CROW 型光子滤波器阵列的带宽可重构 MPW 信道化接收系统架构示意图. 该系统采用一对 FSR 相差 2.5 GHz 的光频梳分别作为信号梳 (OFC-SIG) 和本振梳 (OFC-LO). 信号光梳经过马赫-曾德尔调制器 (Mach-Zehnder modulator, MZM) 进行射频信号双边带调制, 输出电场可以表示为

$$E_{\text{out}}(t) = E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n \left(\frac{\pi V_{\text{RF}}}{V_{\pi}} \right) \cos [2\pi (f_i + n f_{\text{RF}}) t], \quad (1)$$

其中, J_n 为 n 阶贝塞尔函数, V_{π} 是 MZM 的半波电压. 宽带射频信号经过 MZM 调制后多播至每一个梳齿上, 随后进入硅基集成芯片进行光学处理. 该芯片集成了 3 组级联 MZI 型 8 通道 WDM 和 8 个 CROW 型光子滤波器. 信号光梳的 FSR (200 GHz) 与 WDM 的通道间隔保持一致 (图 1 中④), 因此经调制后的各信号梳齿会被划分至独立通道. 级联 MZI 型 WDM 通道间频率间隔

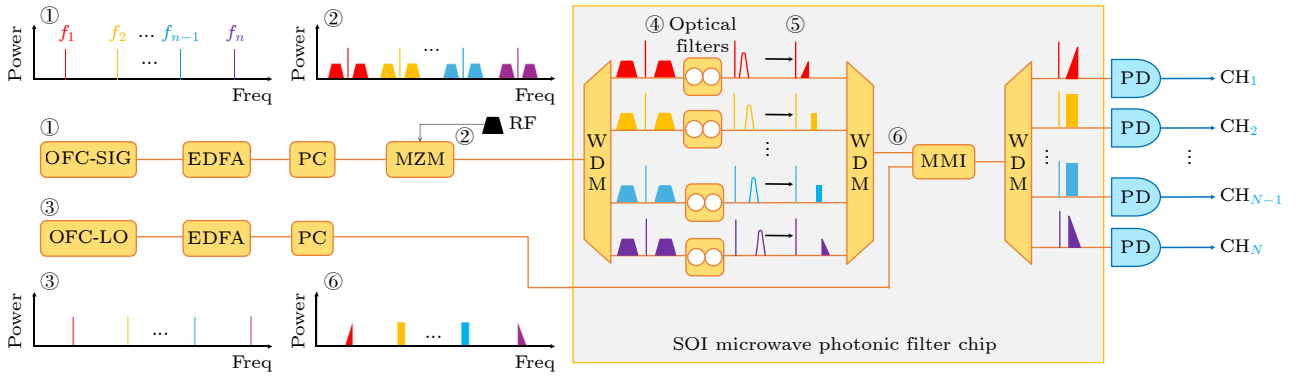


图1 基于CROW级联光子滤波器阵列的带宽可重构MPW信道化接收机的系统架构示意图,其中OFC-SIG为信号光梳;OFC-LO为本振光梳;EDFA为掺铒光纤放大器;PC为偏振控制器;MZM为马赫-曾德尔调制器;WDM为光波分复用器;MRRs为微环滤波器;MMI为多模干涉耦合器;PD为光电探测器

Fig. 1. Schematic diagram of the bandwidth-reconfigurable microwave photonic channelized receiver system based on CROW photonic filter array, where OFC-SIG represents signal Comb; OFC-LO represents ben oscillator comb; EDFA represents erbium-doped fiber amplifier; PC represents polarization controller; MZM represents Mach-Zehnder modulator; WDM represents optical wavelength division multiplexer; MRRs represents microring filters; MMI represents multimode interferometric coupler; PD represents photodetector.

均为 $8 \times \text{FSR}$,导致波长彼此相隔 $8 \times \text{FSR}$ 的信号梳齿会混叠在同一个WDM通道内,因此还需要后置滤波以避免频谱混叠.CROW型光滤波器采用双环结构(图1中⑤),其FSR至少为加载射频信号带宽的两倍且远小于WDM的通道频率间隔($8 \times \text{FSR}$),确保其余通带不会对目标频带产生影响;由于光电探测器(PD)的平方检测率,以本振信号为镜面对称的两个信号与本振信号相拍频均可得到所要中频信号,从而造成频谱混叠^[19,21].而CROW滤波器以高滚降的滤波直接在光域实现了对目标信号的定向选取,对镜频信号的抑制,避免了在拍频后所需额外的微波电桥与电滤波器.同时滤波器阵列的FSR与信号光梳的FSR不同,利用游标效应抑制混叠梳齿,最终实现多通道RF切片.先波分后混频的信道化架构会导致的大量光波导交叉,从而影响通道均一性^[15].针对这一问题,我们选择将所有RF切片合束后再与本振光梳进行混频,随后经WDM划分至不同信道.我们的设计可以避免光域交叉并有效抑制带外杂散信号干扰.接下来,经混频与波分后的各对RF切片进入PD下变频以及ADC采样后,再经数字信号处理完成重建与宽带信号恢复.

2.2 级联MZI型波分复用器

在本文设计的信道化接收芯片中,WDM的核心功能是实现粗粒度信道划分,其设计目标聚焦于

降低系统复杂度和对波长偏移不敏感,而非追求严格的平顶滤波特性.为此,本文提出一种8通道高斯型波分(解)复用器,其结构如图2(a)所示.在结构中采用晶格型MZI形成3级二叉树结构,它们的FSR设计为每级加倍、最终得到的通道频率间距约为200 GHz.晶格型滤波器将相邻的输入波段交织输出到不同的端口.最后,第3级滤波器实现了所有的8通道波长分离.为了抑制耦合系数的色散和具备更高的工艺容差,三级中所有7个晶格型滤波器仅包含一种由MMI级联的MZI,具有不同宽度的正弦滤波器函数相乘生成类高斯滤波曲线.仿真结果表明以此法得到的WDM插入损耗为1.4 dB,通道间串扰低于-12.6 dB,结果如图2(b)所示.

2.3 CROW型带宽可调光子滤波器

在信道化接收芯片中,CROW型带宽可调光子滤波器的核心功能是窄带滤波.基于单MRR的传统滤波器难以满足微波信号处理等应用场景对光学滤波可重构性和动态调谐性的迫切要求^[28,29].为此,本文所提出基于可调谐光耦合器级联的带宽可调光滤波器,其等效串联双环结构具有高阶滤波特性,突破了单一MRR的性能瓶颈,结构如图3所示.原理上,单微环的滤波响应为洛伦兹线型、通带边缘滚降较缓,而双环串联系统的传递函数等效于两个单环响应的级联,其高阶滤波特性使通带

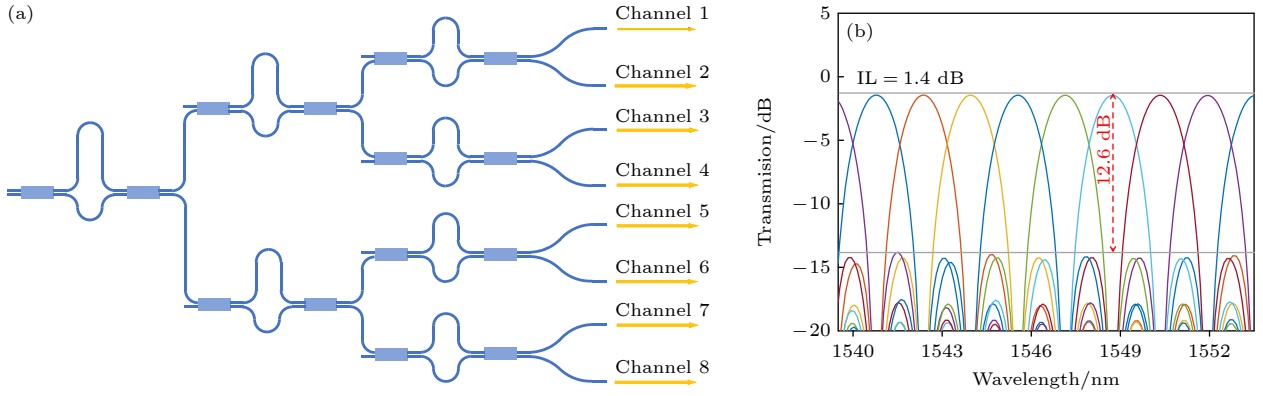


图 2 (a) 高斯型 8 通道 (解) 多路复用器的示意; (b) 8 通道透过光谱

Fig. 2. (a) Schematic diagram of a Gaussian 8-channel (solution) multiplexer; (b) 8-channel transmission spectra.

边缘的滚降斜率显著增大. 并且, 双环通过耦合等效品质因数 Q 值提升, 从而获得更窄的带宽, 适配信道化接收机对窄带滤波的需求. 相比于传统双环直接串联的方式, 耦合谐振器光波导级联方案具有更宽的调谐范围, 有助于实现带宽重构和平顶滤波, 同时可避免双环结构制造工艺偏差对耦合系数的影响.

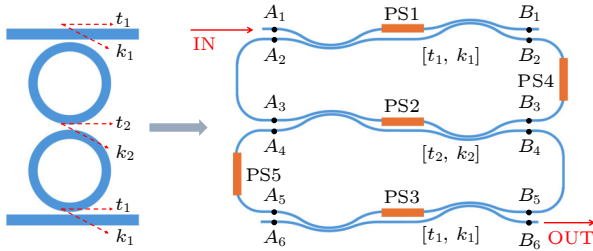


图 3 CROW 型带宽可调光子滤波器原理与结构示意图 (各节点对应传输矩阵方法分析端口)

Fig. 3. Schematic diagram of the principle and structure of CROW bandwidth tunable photonic filter (Each node corresponds to the transmission matrix method for analyzing ports).

图 3 展示了 CROW 型带宽可重构光滤波器结构示意图及传输矩阵方法分析模型的各个节点. 每一个耦合单元均由两个弯曲定向耦合器连接而

成, 构成了一个对称型的 MZI 结构. 3 个可调耦合单元的输出矩阵分别表示为

$$\begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1 & -1 \\ jk_1 & jk_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} A_4 \\ B_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_2 & -1 \\ jk_2 & jk_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_3 \\ B_3 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} A_6 \\ B_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1 & -1 \\ jk_1 & jk_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_5 \\ B_5 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

每一个 MRR 均包含一个延迟单元, 两个延迟单元的输出矩阵分别为

$$\begin{bmatrix} A_3 \\ B_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j(\beta-j\alpha)L/2} \\ e^{j(\beta-j\alpha)L/2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} A_5 \\ B_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j(\beta-j\alpha)L/2} \\ e^{j(\beta-j\alpha)L/2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_4 \\ B_4 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

其中, β 为波导传播常数, α 为光在波导中传播的衰减系数, k_1 和 k_2 为两个环之间的耦合系数, t_1 和 t_2 为两个环之间的传递系数. 当满足边界条件时 ($A_1 = t_1 B_1$), 端口 A_6 场强为 0, 联立 (2) 式和 (3) 式的传输方程可得到滤波器 drop 端 B_6 的输出场强表达式以及归一化光强为

$$B_6 = \frac{1}{jk_1} e^{-j(\beta-j\alpha)L/2} \left[\frac{1}{jk_2} e^{-j(\beta-j\alpha)L/2} \left(\frac{1}{jk_1} A_1 - \frac{t_1}{jk_1} B_1 \right) - \frac{t_2}{jk_2} e^{j(\beta-j\alpha)L/2} \left(\frac{t_1}{jk_1} A_1 - \frac{1}{jk_1} B_1 \right) \right]$$

$$- \frac{t_1}{jk_1} e^{j(\beta-j\alpha)L/2} \left[\frac{t_2}{jk_2} e^{-j(\beta-j\alpha)L/2} \left(\frac{1}{jk_1} A_1 - \frac{t_1}{jk_1} B_1 \right) - \frac{1}{jk_2} e^{j(\beta-j\alpha)L/2} \left(\frac{t_1}{jk_1} A_1 - \frac{1}{jk_1} B_1 \right) \right]. \quad (4)$$

drop 端口的光强表示为

$$T_{\text{drop}} = 10 \log_{10} \left(\left| \frac{B_6}{A_1} \right|^2 \right) = 10 \log_{10} \left(\left| \frac{j(-1+t_1^2)(t_1 e^{j(\beta-j\alpha)L} - t_2)}{k_1^2 k_2 t_1} \right|^2 \right). \quad (5)$$

基于绝缘体上硅平台的参数设计可重构集成光子滤波器: 硅波导损耗为 3 dB/m, 在目标波长 1.55 μm 处, 硅波导和 SiO_2 包层的折射率分别为 3.47 和 1.443. 采用有限差分法 (FDTD) 对波导的 TE_0 基模进行仿真分析, 获得其在 1.50—1.60 μm 波段的有效折射率分布. 通过线性拟合得到有效折射率与波长的定量关系, 如 (6) 式所示, 其中波长 λ 单位为 μm :

$$n_{\text{eff}} = -1.119\lambda + 4.177. \quad (6)$$

为实现平顶高陡直的滤波响应, 需确保双环在中心波长处都有共振且输出达到最大值. 在忽略损耗的情况下, 耦合系统 k_1 和 k_2 之间的关系可以表示为 [30]

$$k_2 = \frac{k_1^2}{2 - k_1^2}. \quad (7)$$

传统多模干涉耦合器虽然有较高的工艺制造容差, 但其典型插损约为 0.3 dB. 在 k_1 和 k_2 很小的情况下, 级联 MMI 导致的滤波损耗达到 12 dB, 严重制约了滤波器的应用. 相比之下, 定向耦合器 (directional coupler, DC) 利用倏逝场耦合原理实现波长敏感的光功率分配, 理论上可以抑制散射损耗进而实现近零插损. 然而, 其耦合效率受色散效应影响显著, 导致工作带宽受限. 为此, 本文提出采用弯曲波导 DC 结构 (图 4(a)), 并通过反向拼接结构形成幅度可调的 MZI (图 3) 以补偿光程差, 进而保证相位准确匹配.

图 4(a) 展示了弯曲定向耦合器的关键设计参数, 图 4(b) 展示了 1550 nm 波长下该耦合器实现的均匀分光效果. FDTD 仿真结果表明, 在 1.50—1.60 μm 波段内, 该结构的耦合比差值小于

0.1, 插入损耗低于 0.03 dB (图 4(c)), 为滤波器提供了优异的低损耗特性. 当滤波器 3 dB 带宽为 2.25 GHz 时, 总插入损耗约为 4.4 dB. 尽管通过级联更多微环的形式可以进一步提升消光比和形状因子, 但考虑电极复杂程度和附加损耗, 二级 CROW 级联滤波器在性能和实用性之间达到了最优平衡. 最终将优化好的弯曲 DC 应用于 CROW 型光滤波器中, 具体结构参数为上下两端圆弧半径均为 30 μm (R_1, R_2), 弯曲角 $a = 39^\circ$, $b = 19^\circ$, 单模波导宽度 0.4 μm .

图 5(a) 对比了不同耦合系数配置下的滤波器模拟光谱特性, 对应 3 dB 带宽分别为 2.25 GHz, 2.62 GHz 和 3.12 GHz (具体参数见表 1). 仿真结果表明, k_1 值越大, 带宽越宽, 但平顶度下降; 反之, k_1 值越小带宽变窄, 同时有利于产生平顶状滤波器谱. k_2 过大会导致顶部的波纹增加, 而 k_2 的值过小则会使得洛伦兹谱线半最大值全宽 (full width at half maxima, FWHM) 变窄; 当 k_2 与 k_1 满足 (7) 式时, 可以得到最优平顶滤波. 在信道化接收机中, 为了适配 ADC 采样高速率以及窄带宽的需求, 最终选择 $k_1 = 0.12$, $k_2 = 0.009$, 并且单个 MRR 的周长为 1300 μm 的参数组合. 形状因子 (SF) 定义为 20 dB 带宽与 3 dB 带宽的比值. 优化后滤波器的平顶带通滤波效果如图 5(b) 所示, 在 0 GHz 处的归一化频率对应于 1.55 μm 波长: 关键性能参数 FSR, ER, 3 dB 带宽、20 dB 带宽、SF 和插入损耗 (IL) 分别为 57.4 GHz, 48 dB, 2.25 GHz, 6.93 GHz, 3.08, 4.4 dB. 该参数配置满足信道化接收机对窄带滤波需求, 并保持低损耗特性, 为多通道信号处理提供关键器件支撑.

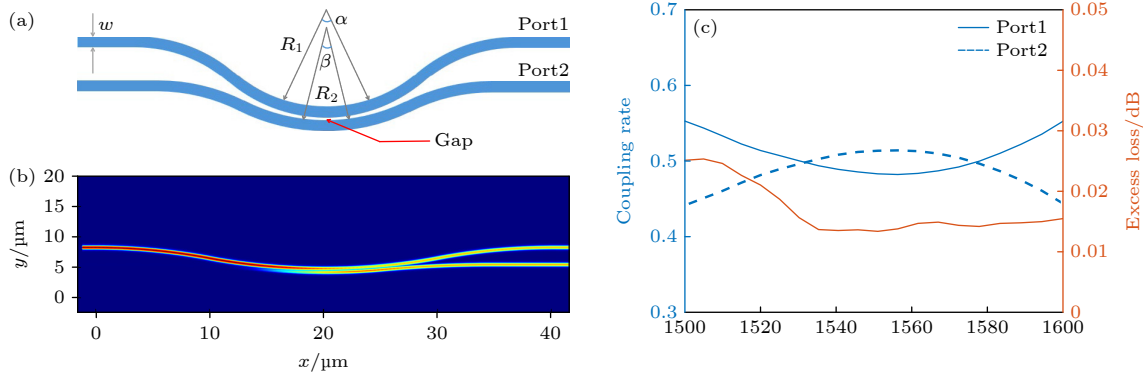


图 4 (a) 弯曲定向耦合器的结构示意图; (b) 1550 nm 下的模场分布图; (c) 耦合比例以及插入损耗随波长的关系

Fig. 4. (a) Schematic diagram of the designed curved DC; (b) mode field diagram at the wavelength of 1550 nm; (c) coupling ratio and insertion loss versus the wavelength.

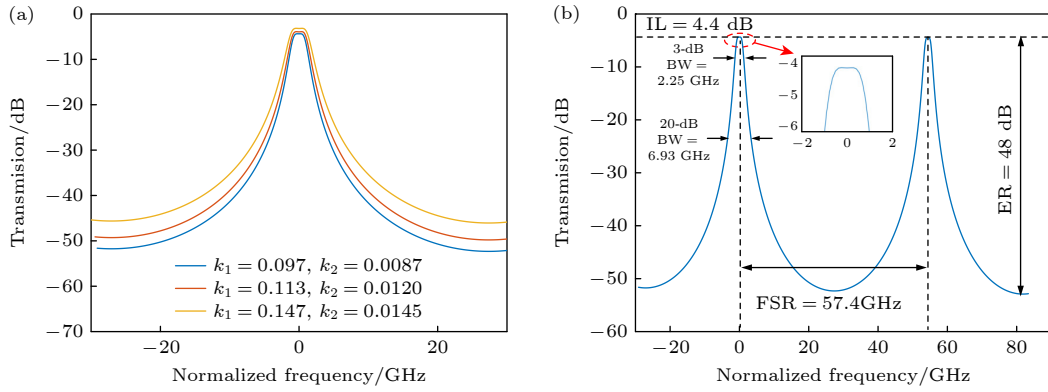


图 5 (a) 不同耦合系数下的平顶带通滤波器; (b) 2.25 GHz/3 dB 带宽的平顶带通滤波器光谱响应曲线
 Fig. 5. (a) Flat-top bandpass filter in different configurations; (b) flat-top bandpass filter with 3 dB bandwidth and 2.25 GHz.

表 1 基于 CROW 结构的可调谐平顶带通滤波器的参数和性能

Table 1. Parameters and performance of the flat-top bandpass filter based on CROW structure.

Power coupling ratios	3 dB BW/GHz	ER/dB	SF	FSR/GHz	IL/dB
$k_1 = 0.0970; k_2 = 0.0087; k_3 = 0.0970$	2.25	48	3.08	57.2	4.4
$k_1 = 0.113; k_2 = 0.012; k_3 = 0.113$	2.62	46	3.14	57.2	4.0
$k_1 = 0.147; k_2 = 0.014; k_3 = 0.147$	3.12	42	3.1	57.2	3.2

3 结果与讨论

我们对基于图 1 所示的信道化接收系统进行仿真计算 (利用 Optisystem 软件搭建), 系统评估了 8 通道信道化接收芯片的性能. 首先进行单音信号验证: 设置 Δ FSR 为 2.5 GHz、载波频偏 7 GHz (Δf_0) 的一对光频梳, 因此以 2.5 GHz 作为中频信号频率. 图 6(a) 显示了当单音射频信号输入频率依次为 8.4 GHz, 9.5 GHz 和 10.6 GHz 时, 分别在第 1 通道输出中频信号, 且下变频后的频率依次为 1.4 GHz, 2.5 GHz 和 3.6 GHz. 下变频后, 信噪比均达到 43 dB 以上. 设置输入射频信号为 5.6 GHz, 4.5 GHz 和 3.4 GHz (与原始信号 8.4 GHz, 9.5 GHz 和 10.6 GHz 互为镜频), 得益于 CROW 滤波器的高滚降系数, 通带内镜频抑制比在 22.3—34 dB 之间.

为全面评估信道化接收系统性能, 采用扫频方案对 6—30 GHz 射频输入信号进行全频段扫描, 通过频谱分析仪同步监测 8 个通道的下变频输出响应, 最后根据载波频偏和重频差 ($\Delta f_0 + N\Delta$ FSR) 还原出待测信号 (图 6(b)). 仿真结果表明, 所设计的信道化接收系统将 6—30 GHz 的信号精确划分为 8 个子信道, 并且都下变频到中频频段 (1.4—3.6 GHz), 各信道 3 dB 带宽为 2.2 GHz, 相

邻信道间存在 300 MHz 隔离带, 有效接收信号覆盖 8—28 GHz, 综合工作带宽达 20 GHz.

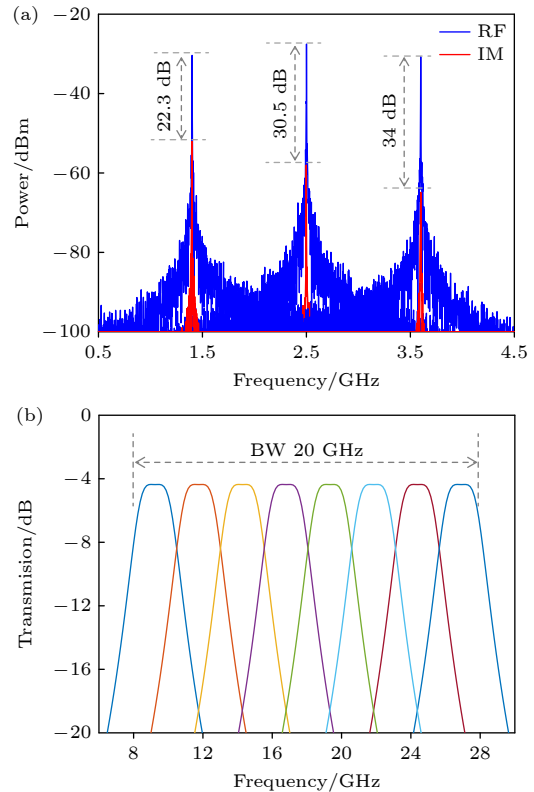


图 6 当 3 dB-BW@2.2 GHz 时, (a) 镜频抑制比和 (b) 射频信号与输出通带的关系

Fig. 6. (a) Image frequency rejection ratio and (b) relationship between the RF signal and the output passband at 3 dB-BW@2.2 GHz.

本文验证了 MPW 信道化接收系统的带宽重构性. 对图 2 中 CROW 滤波器中的 3 个热电极 (PS1—PS3) 进行微调, 通过改变弯曲 DC 型幅度可调 MZI 的功率分束比, 将 CROW 滤波器的 3 dB 带宽调整至 3.1 GHz; 同时调整剩余两个热电极 (PS4—PS5), 使中心波长也相应增至合适工作点. 系统仿真结果如图 7 所示: 当输入射频信号的扫频范围为 6—38 GHz 时, 16 系统接收带宽可提高至 28 GHz (图 7(b)); 中频信号覆盖范围为 2—5 GHz, 带内镜频抑制比在 22.5—33.2 dB 之间 (图 7(a)), 满足目前商用 ADC 的采样率要求.

我们进一步开展了对 5 GHz 带宽 (8—13 GHz) 的 LFM 信号的信道化接收与重构仿真. 5 GHz 带宽信号仅需两个中频带宽为 2.2 GHz 的通道, 因此, LFM 信号多播于波长为 1540.97 和 1542.58 nm 的两根信号光梳上. 为接收和重建多频带 RF 输入信号, 调整通道一和通道二对应的 CROW 滤波器中心频率以选择不同切片 (图 8(a), (b)). 图 8(c), (d) 展示了两个光谱切片与本振光梳混频并分别通过两个 PD 下变频后产生的中频信号, 它们均被搬移到 1.4—3.6 GHz 频带. 由于 CROW 双环的非理想矩形滤波响应, 通道一和通道二中信号还会存在部分串扰. 为实现更准确的信号重建, 基于

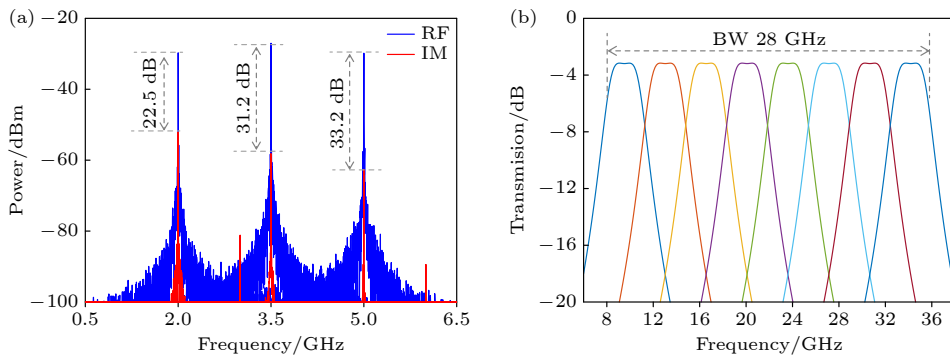


图 7 当 3 dB-BW@3.1 GHz 时, (a) 通带内镜频抑制比和 (b) 射频信号与输出通带的关系

Fig. 7. (a) Image frequency rejection ratio and (b) relationship between the RF signal and the output passband at 3 dB-BW@3.1 GHz.

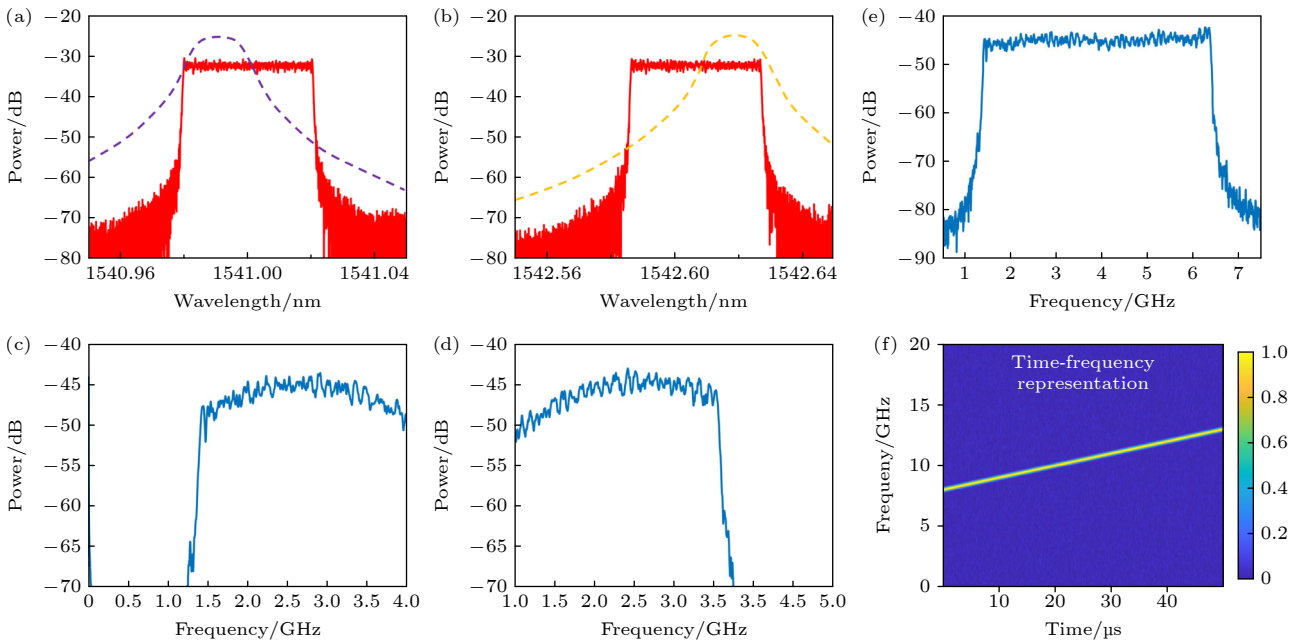


图 8 (a), (b) 两个 CROW 滤波器对 LFM 信号分别进行光学滤波与切片; (c), (d) 两根光梳与本振混频下变频后的电谱响应; (e) 下变频后的 LFM 信号频谱和 (f) 重构后的时频关系图

Fig. 8. (a), (b) Filtering and slicing of the LFM signal using two CROW optical filters; (c), (d) electrical spectra after down-conversion through mixing between two signal comb lines and the local oscillator; (e) the down-converted LFM signal spectrum in the frequency domain and (f) its up-converted time-frequency diagram.

CROW 双环的仿真频谱在频域中直接补偿相应 CROW 双环引起的滤波损耗和抑制串扰来重建和恢复 LFM 信号的频谱 (图 8(d)). 下变频后的 LFM 信号被调制到 1.6—6.6 GHz, 并通过上变频恢复至 8—13 GHz 频段; 计算恢复后的时频关系如图 8(f) 所示, 可以看出信号还原度很高.

通过双音信号注入仿真表征了系统的无杂散动态范围 (SFDR), 展示了系统良好的线性度. 将两个中心频率为 9 GHz、频率间隔为 10 MHz 的双音信号同时注入本接收机, 进入通道一后下变频至中频带. 通过测量基频信号和三阶互调失真 (IMD3) 信号的输出功率, 并基于最小二乘法对二者功率随入射功率的变化曲线进行拟合, 如图 9 所示. 在系统噪声系数为 158 dBm/Hz 时, SFDR 约为 $95.2 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$. 与单环滤波器阵列结果相比 [15], 我们的 SFDR 提升了 $7.7 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$.

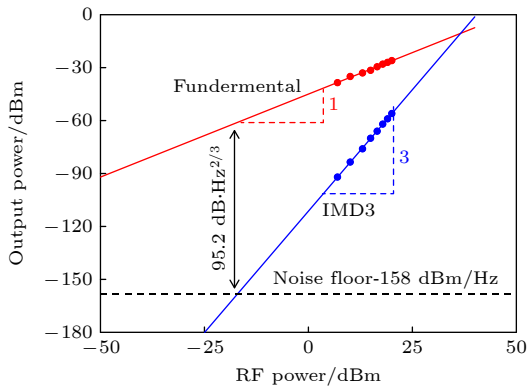


图 9 所提出的信道化器中的子信道 SFDR 结果
Fig. 9. SFDR calculation for sub-channels in the proposed channelizer.

综上所述, 该方案同时实现了宽带、多通道和高串扰抑制比的射频信道化. 表 2 显示了这项工作与最先进的光子射频信道器之间的性能比较. 该工作实现了可调的通道带宽与工作带宽, 具有强的多场景适应能力. 同时, 这项工作通过单片集成的设计, 实现了高滚降系数的滤波, 保证了在工作带宽内具有良好的图像抑制比, 克服了 MRR 滤波的射频信道器的关键性能限制.

4 结论

本文提出了一种基于 CROW 光子滤波器和级联 MZI 型 WDM 的带宽可重构多通道 MPW 信道化接收机, 可灵活应对复杂的电磁环境, 实现多频段射频信号的高效处理. 该接收机的芯片布局避免了大量的波导交叉, 降低了系统复杂度. 因其 CROW 光子滤波器的带宽可重构特性, 该接收机可以通过独立设置每个光滤波器调整接收机的 IF 带宽, 使得接收机可以适应多种带宽需求. 得益于 CROW 光子滤波器高陡直、高平坦度的特性, 通带内镜频抑制可达 22 dB 以上. 仿真实验表明系统实现了 20 GHz, 28 GHz 带宽的信号接收, 并成功恢复带宽为 5 GHz 的 LFM 信号. 本研究工作所提出的带宽可重构多通道 MWP 接收机展现了多功能射频信号处理方面的潜力, 为微波光子雷达、多频段射频系统等应用提供了软件定义解决方案, 推动超宽带信号处理向多功能、低功耗方向发展.

表 2 微波光子信道化接收器性能比较. WBW 为工作带宽, CBW 为信道带宽, IMRR 为图像抑制比

Table 2. Comparison of microwave photonic channelization receiver performance. WBW represents working bandwidth, CBW represents channel bandwidth, IMRR represents image-reject ratio.

Reference	Design method	Channel number	WBW/GHz	CBW/GHz	IMRR/dB
[13]	BGFP+Fresnel lens	40	1—32	1	—
[14]	FPF	5	21—25	1	—
[15]	Microring resonator banks ⁺	8	8—13.5	1.3	>5
[16]	Active and passive MRRs	92	1—9 or 9—18	0.124	6.9
[17]	FPF + de-mux	6	8—13	1	>14.4
[18]	Double-ring resonator filter	6	1—9	2	—
[19]	Optical hybrid + IRM	5	13—18	1	>22
[20]	Self-interference cancellation	6	17—20	0.5	>31.4
[21]	Optical hybrid + IRM	25	8—37	1.2	>34
[22]	Wave-shaper	20	0—20	1	—
This work	CROW banks ⁺	8	8—36 tunable	2.25—3.12 tunable	>22

注: ⁺ 此类设计基于单片集成方案.

参考文献

- [1] McKinney J D 2014 *Nature* **507** 310
- [2] Zhang Z, Liu Y, Stephens T, Eggleton B 2023 *Nat. Photonics* **17** 791
- [3] Dong J W, Zhang F B, Jiao Z K, Sun Q, Li W Z 2020 *Opt. Express* **28** 19113
- [4] Robert Q, Guo N, Li H S, Wu Z Q, Vasu C, Song Y, Hu Z, Zhang P, Chen Z 2009 *Sensors* **9** 6530
- [5] Hadi M U, Awais M, Raza M 2020 *International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)* Matsue, Japan, November 24, 2020 p136
- [6] Zhang T T, Chen L Y, Wei W, Wu W Q 2017 *Aerospace* **34** 50 (in Chinese) [张甜甜, 陈龙袁, 卫文, 武文权 2017 *上海航天* **34** 50]
- [7] Xia X, Yang B, Liu Z Y, An K, Guo K F 2019 *Sensors* **19** 5453
- [8] Marpaung D, Roeloffzen C, Heideman R 2013 *Laser Photonics Rev.* **7** 506
- [9] Liu L, Ye M, Yu Z, Wei X 2023 *J. Lightwave Technol.* **41** 5051
- [10] Capmany, J, Novak, D 2007 *Nat. Photonics* **1** 319
- [11] Xu J H, Wang Y X, Wang D Y, Zhou T, Yang F, Zhong X, Zhang H B, Yang D C 2019 *Acta Phys. Sin.* **68** 134204 (in Chinese) [许家豪, 王云新, 王大勇, 周涛, 杨锋, 钟欣, 张弘翥, 杨登才 2019 *物理学报* **68** 134204]
- [12] Wang Y X, Li H L, Wang D Y, Li J N, Zhong X, Zhou T, Yang D C, Rong L 2017 *Acta Phys. Sin.* **66** 098401 (in Chinese) [王云新, 李虹历, 王大勇, 李静楠, 钟欣, 周涛, 杨登才, 戎路 2017 *物理学报* **66** 098401]
- [13] Winnall S T, Lindsay A C, Austin M W 2006 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **54** 868
- [14] Huang H, Zhang C F, Zhou H, Yang H F, Yuan W C, Qiu K 2018 *Opt. Lett.* **43** 4073
- [15] Lu Z Y, Li J C, Yin F F, Chen H W, Yang S G, Chen M H 2024 *Opt. Express* **32** 16913
- [16] Xu X Y, Tan M X, Wu J Y, Andreas B, Thach G N, Sai T C, Brent E L, Roberto M, Arnan M, David J M 2020 *J. Lightwave Technol.* **38** 5116
- [17] Xie X J, Dai Y T, Ji Y, Li Y 2012 *IEEE Photonics Technol. Lett.* **24** 661
- [18] Gu X W, Zhu D, Li S M, Zhao Y J, Pan S L 2014 *The 7th IEEE/International Conference on Advanced Infocomm Technology* Fuzhou, China, November 14–16, 2014 p240
- [19] Tang Z Z, Zhu D, Pan S L 2018 *J. Lightwave Technol.* **36** 4219
- [20] Shi F J, Fan Y Y, Ma B Y, Zhang J, Wang X B, Ge J M 2023 *J. Lightwave Technol.* **41** 627
- [21] Ding J W, Wu Y F, Yang H S, Zhang C, Zhang Y F, He J J, Zhu D, Pan S L 2023 *APL Photonics* **8** 090801
- [22] Hao W H, Dai Y T, Zhou Y, Yin F F, Dai J, Li J Q 2016 *IEEE Avionics and Vehicle Fiber-Optics and Photonics Conference* Long Beach, CA, USA, October 31–November 3, 2016 p183
- [23] Yang G J, Ming C Z, Xiang Y L, Cao H Z, Sun W C, Li Y R, Zhang G W, Xie J, Yu L W, Xiang H T, Guo J S, Liu L, Shi Y C, Guo S M, Dai D X 2024 *ACS Photonics* **11** 4390
- [24] Tan H Y, Wang J, Ke W, Zhang X, Zhao Z K, Lin Z J, Cai X L 2023 *Opt. Lett.* **48** 1946
- [25] Yi Q Y, Zheng S, Yan Z W, Cheng G L, Xu F L, Li Q Y, Shen L 2022 *Opt. Express* **30** 28232
- [26] Zou J, Ma X, Xia X, Hu J H, Wang C H, Zhang M 2020 *J. Lightwave Technol.* **38** 4447
- [27] Zhang X, Zhao L Y, Zhang J H, Zhang J F, Zhang Z H, Shen M L, Chen S, Zheng X, Jiang T 2024 *J. Lightwave Technol.* **42** 7725
- [28] Liu Y H, Lin T, Li S B, Yu W Q, Ma X, Liang X D, Yun B F 2023 *Acta Phys. Sin.* **72** 084208 (in Chinese) [刘宇航, 林瞳, 李少波, 于文琦, 马向, 梁晓东, 恽斌峰 2023 *物理学报* **72** 084208]
- [29] Ren G H, Chen S W, Cao T T 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 034215 (in Chinese) [任光辉, 陈少武, 曹彤彤 2012 *物理学报* **61** 034215]
- [30] Gu J M, Zhang S J, Shao Q C, Li M Y, Ma X Y, He J J 2024 *Photonics* **11** 870

Simulation design of reconfigurable microwave photonic channelized receiver based on coupled-resonator optical waveguide filter array*

FAN Yan¹⁾ LI Liu²⁾ GUO Zhengyu³⁾ WANG Haoran¹⁾ XIONG Ziyang¹⁾
 DENG Hao¹⁾ LIN Tong^{1)†} LYU Junpeng¹⁾ NI Zhenhua¹⁾

1) (*Department of Microelectronics and Solid-State Electronics, School of Electronic Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China*)

2) (*School of Materials Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China*)

3) (*School of Integrated Circuits, Southeast University, Nanjing 210096, China*)

(Received 10 August 2025; revised manuscript received 27 September 2025)

Abstract

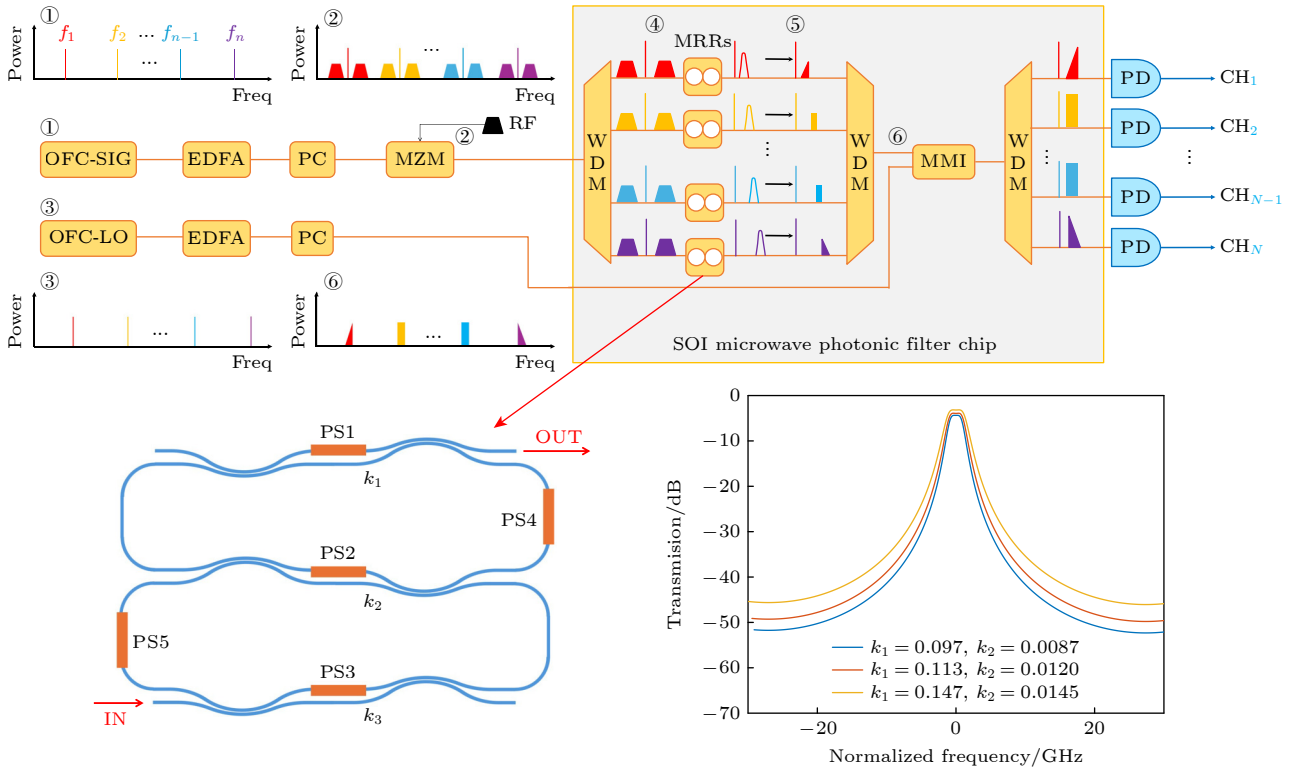
To meet the growing demand for high-frequency broadband signal processing in complex electromagnetic environments and to overcome the limitations of traditional electronic systems such as restricted bandwidth, limited response speed, and low integration density, this paper presents a reconfigurable microwave photonic channelized receiver chip implemented on a silicon photonic platform. The proposed architecture adopts a two-stage optical filtering strategy that circumvents the typical strict wavelength alignment requirements in traditional designs, thereby greatly alleviating the challenges of system integration. In the first stage, the cascaded Mach-Zehnder interferometer (MZI)-based wavelength division multiplexers (WDMs) are used to perform Gaussian-shaped filtering of the input optical spectrum with a channel spacing of approximately 200 GHz. The second stage combines an array of coupled resonator optical waveguide (CROW) filters functioning as finely tunable bandpass elements. These CROW filters utilize curved waveguide directional couplers, which are specifically designed to address the issues found in traditional multimode interference (MMI) couplers such as high insertion loss—and in straight directional couplers, which encounter significant coupling dispersion. The optimized curved coupler exhibits an insertion loss below 0.03 dB and a coupling ratio variation of less than 10% across the 1500–1600 nm wavelength band. Filter bandwidth reconfigurability is achieved via thermo-optic tuning of the balanced MZI embedded within each CROW filter, enabling dynamic adjustment of the coupling coefficients. Each filter exhibits a continuously adjustable 3 dB bandwidth ranging from 2.25 GHz to 3.12 GHz, with an excellent 20 dB/3 dB shape factor of 3.08. This performance indicates significantly improved roll-off characteristics compared with the performance of traditional filter designs, leading to enhanced suppression of image frequency components and improved signal separation fidelity.

A complete microwave photon channelized receiving link is constructed using an integrated WDM-CROW filter bank. System-level simulations confirm that the architecture provides excellent broadband adaptability, supporting the channelization of radio frequency (RF) signals in two operational bands: 8–28 GHz and 8–36 GHz. The system efficiently decomposes the input wideband RF signal into eight independent intermediate frequency (IF) sub-bands. Within each sub-band, an image rejection ratio (IRR) exceeding 22 dB is maintained. The corresponding IF ranges are 1.4–3.6 GHz when configured for 8–28 GHz RF input, and 2–5 GHz for 8–

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 62105061, 62405050) and the Program of the Key Laboratory of Modern Optical Technology of the Ministry of Education, China.

† Corresponding author. E-mail: lintong@seu.edu.cn

36 GHz input, covering critical communication and detection bands from X-band to K-band and satisfying the requirements of multi-scenario signal processing. Furthermore, we simulate the reception and reconstruction of a 5 GHz bandwidth linear frequency-modulated (LFM) signal, successfully verifying the chip's capability in handling wideband waveforms. These results underscore the feasibility of the proposed chip as a high-performance solution for advanced applications such as radar detection and broadband electronic warfare systems, offering a novel, integrated photonic alternative to traditional channelized reception architectures.



Keywords: integrated optics, channelized receiver chip, bandwidth-reconfigurable optical filter, silicon on insulators, coupled resonator optical waveguide

DOI: 10.7498/aps.75.20251074

CSTR: 32037.14.aps.75.20251074



基于耦合谐振器光波导滤波器阵列的可重构微波光子信道化接收芯片仿真设计

范岩 李柳 郭政保 王浩然 熊子洋 邓皓 林瞳 吕俊鹏 倪振华

Simulation design of reconfigurable microwave photonic channelized receiver based on coupled-resonator optical waveguide filter array

FAN Yan LI Liu GUO Zhengyu WANG Haoran XIONG Ziyang DENG Hao LIN Tong LYU Junpeng NI Zhenhua

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 75, 010403 (2026) DOI: 10.7498/aps.75.20251074

CSTR: 32037.14.aps.75.20251074

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.75.20251074>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

可调反射器辅助的可重构微环光滤波器

Reconfigurable optical filter based on microring resonator assisted by tunable Sagnac reflector
物理学报. 2023, 72(8): 084208 <https://doi.org/10.7498/aps.72.20222384>

基于可重构硅光滤波器的计算重建片上光谱仪

Computational reconstruction on-chip spectrometer based on reconfigurable silicon photonic filters
物理学报. 2024, 73(14): 140701 <https://doi.org/10.7498/aps.73.20240224>

铌酸锂集成光子器件的发展与机遇

Thin-film lithium niobate photonic integrated devices: Advances and opportunities
物理学报. 2023, 72(23): 234201 <https://doi.org/10.7498/aps.72.20231295>

基于直接二进制搜索算法设计的超紧凑 In_2Se_3 可调功率分束器

Ultra-compact In_2Se_3 tunable power splitter based on direct binary search algorithm
物理学报. 2023, 72(15): 154207 <https://doi.org/10.7498/aps.72.20230459>

耦合谐振系统中基于Fano共振的光学压力传感器

Optical pressure sensor based on Fano resonance in a coupled resonator system
物理学报. 2024, 73(8): 084205 <https://doi.org/10.7498/aps.73.20232025>

基于一维耦合腔光子晶体的声光可调谐平顶滤波器的研究

Acousto-optic tunable flat top filter based on one-dimensional coupled-cavity photonic crystals
物理学报. 2021, 70(5): 054208 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20201461>