

可调反射器辅助的可重构微环光滤波器*

刘宇航¹⁾ 林瞳^{1)†} 李少波²⁾ 于文琦²⁾ 马向²⁾ 梁晓东²⁾ 恽斌峰^{1)‡}

1) (东南大学电子科学与工程学院, 先进光子学中心, 南京 210096)

2) (中国电子科技集团公司第五十四研究所, 光通信研发中心, 石家庄 050081)

(2022 年 12 月 14 日收到; 2023 年 1 月 17 日收到修改稿)

为了适应光学滤波、微波信号处理等各种应用场景的需求, 集成硅基光子滤波器需要具备多功能可重构和灵活可调谐特性. 本文提出了一种可调反射器辅助的微环光滤波器芯片设计. 通过传输矩阵模型, 仿真结果表明, 该器件可实现 4 种自由光谱范围的切换、100 dB 消光比滤波、带通与带阻切换、Fano 共振、类似电磁感应透明和类似电磁感应吸收等谱型的重构, 且每种谱型均可以实现滤波中心频率的大范围调谐. 本技术在集成光子模拟信号处理和微波光子学等领域具有广阔的应用前景.

关键词: 集成光学, 可调反射器, 微环谐振腔, 可重构光学滤波器**PACS:** 42.82.-m, 42.79.Fm, 42.60.Da, 42.79.Ci**DOI:** 10.7498/aps.72.20222384

1 引言

随着信息技术的迅猛发展, 集成电子技术由于物理瓶颈与工艺技术的限制, 在高频率、大带宽的应用中面临严峻的挑战. 集成光子技术凭借其大带宽、低损耗及强抗电磁干扰能力等突出优势, 引起人们的广泛关注. 近年来, 由于与现有的互补金属氧化物半导体 (CMOS) 工艺兼容和具有极高的集成度, 硅基集成光子技术备受青睐, 并在全光模拟信号处理、光纤通信数据中心等场景中得到了广泛应用^[1-3]. 微环谐振器 (micro ring resonator, MRR) 是硅基光子集成中核心使能者之一, 因其尺寸紧凑、隔离度高、工艺简单、灵活可扩展等特点和优势, 成为光学滤波的热门方案之一^[4].

基于 MRR 的传统滤波器往往被设计为实现特定的滤波功能, 通常只能实现一类波形的调谐. 如 Mookherjea 等^[5]提出的多个 MRR 串联的高阶

滤波器和 Tsang 团队^[6]提出的级联两个二阶 MRR 滤波器, 均可实现具有超高消光比的可调谐带通滤波. 中国科学院半导体研究所陈少武团队^[7]提出的级联 MRR 滤波器, 利用 Vernier 效应增大了自由光谱范围 (free spectral range, FSR), 同时实现了低功耗的大范围可调谐带通滤波. 为了满足多种滤波功能的需求, 传统滤波器方案通常需要采用不同设计结构的光学滤波器, 这增加了系统的成本和复杂度, 也不利于系统的小型化和集成化. 因此, 在一个器件中实现多种不同类型滤波器并在各种状态间快速切换, 可大大提高滤波器的灵活性并扩展应用场景. Ruschin 团队^[8]提出一种双输入型的 MRR 滤波器, 通过控制双输入光的幅度比和相位差, 可实现带通、带阻、正弦和三角等谱型的重构以及两种不同 FSR 的滤波器. 除此之外, 研究人员通过将 MRR 与其他器件组合, 拓展了 MRR 滤波器的功能, 其中主要是与马赫-曾德尔干涉仪 (Mach-Zehnder interferometer, MZI) 的组合. 上海交通

* 国家自然科学基金 (批准号: 62105061, 62171118, 62075038) 和江苏省“双创计划”资助的课题.

† 通信作者. E-mail: lintong@seu.edu.cn

‡ 通信作者. E-mail: ybf@seu.edu.cn

大学陈建平团队^[9]提出了一种两级双微环辅助的 MZI 微波光子滤波器, 通过对器件上 7 个可调耦合器的控制, 实现了在 4 种 MRR 辅助的 MZI 滤波器之间的切换, 并且结合微波光子链路, 实现了从带通到带阻切换以及滤波频率、带宽可调的微波光子滤波器. 东南大学崔一平团队^[10]提出了一种自耦合 MRR 辅助 MZI 滤波器, 通过控制器件中的移相器, 可将器件重构为光开关、非对称 MZI 滤波器、MRR 辅助的 MZI 滤波器、双输入型 MRR 滤波器以及自耦合 MRR 滤波器.

近年来, 将 MRR 与反射结构组合的滤波器引起了广泛关注. 2017 年, Lowery 团队^[11]提出了一种与 Sagnac 环路反射器 (Sagnac loop reflector, SLR) 集成的 MRR 辅助非对称 MZI 结构, 实现了反射式可重构梳状滤波器, 并演示了光学时钟倍频器的功能, 其 SLR 处于全反射状态, 通过耦合两种不同半径的微环实现两种 FSR 的滤波. Bogaerts 等^[12]于 2019 年提出在固定耦合系数 MRR 中引入可调的反射结构, 将反射率作为器件设计的全新自由度, 通过设置两个集成可调反射器的反射率, 实现了单微环谐振器中的 Fano 共振, 以及消光比和带宽可调的类似电磁感应透明的光谱^[13], 但是其 FSR 不可调. 2020 年, 南京航空航天大学潘时龙等^[14]提出了一种在可调耦合系数的 MRR 的下载端口添加反射器的结构, 通过设置微环的耦合系数实现了平坦顶部滤波、宽带光学真延时等功能, 然而其 FSR 也不可调整, 进一步限制其工作带宽.

目前, 反射式 MRR 滤波器功能较为单一、可

重构参数有限. 能够兼具波长调谐、FSR 切换和滤波谱型动态重构功能^[15]的 MRR 滤波器鲜有报道. 因此, 本文提出了一种基于可调 SLR 辅助 MRR 的集成多功能光学滤波器, 在同一个结构中分别实现了反射式非对称 MZI 滤波器、反射式全通型微环滤波器、直通型自干涉微环滤波器以及半透半反型自干涉微环滤波器功能. 仿真结果表明, 本器件可分别实现 4 种 FSR 切换以及带通与带阻切换、Fano、类似电磁感应透明 (electromagnetically induced transparency, EIT) 和类似电磁感应吸收 (electromagnetically induced absorption, EIA) 等谱型的重构, 且每种谱型均可以实现滤波中心频率的调谐. 提出的可调反射器辅助的 MRR 结构可为实现灵活可调谐与多功能可重构的集成光子滤波器提供新方案, 在集成光子模拟信号处理和微波光子学等领域具有广阔的应用前景.

2 器件结构与建模

2.1 器件结构

我们设计的可重构滤波器芯片由耦合系数可调的上传下载 (add-drop) 型 MRR 和反射率可调的 SLR 构成, 并且微环的直通端口和下载端口分别与反射器的两端口相连, 结构如图 1 所示. 微环的两个耦合区域由相同的 MZI 型可调耦合器组成, 包括两个 2×2 多模干涉 (multi-mode interference, MMI) 耦合器和两条等长的波导构成. 控制一条波导上的热光移相器 (phase shifter, PS) 可调节耦合

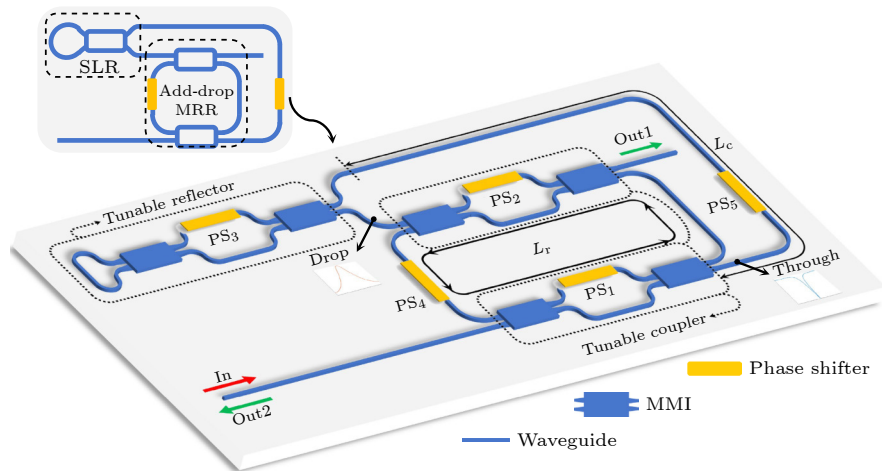


图 1 可调反射器辅助的 MRR 滤波器结构 (SLR, Sagnac 环路反射器; PS, 热光移相器; MMI, 多模干涉)

Fig. 1. Diagram of the tunable reflector assisted MRR filter (SLR, Sagnac loop reflector; PS, phase shifter; MMI, multi-mode interference).

器的耦合系数. 微环的周长为 L_r , 决定并限制了其 FSR. SLR 的耦合区也采用 MZI 型可调耦合器, 耦合器的两个输出端口通过弯曲波导直接相连. 控制 MZI 其中一臂的相位可以控制反射光的强度. 微环与反射器相连的两根波导长度差为 L_c . 从下至上的微环耦合区的耦合系数和反射器的反射率分别由 PS_1 , PS_2 和 PS_3 控制, PS_4 和 PS_5 控制光信号在微环内和微环外传输过程中的相位. 通过分别控制这 5 个热电极的电压, 就能改变这 5 个热光移相器引入的相位变化量 ($\Delta\varphi_1$, $\Delta\varphi_2$, $\Delta\varphi_3$, $\Delta\varphi_4$ 和 $\Delta\varphi_5$), 从而实现多种不同功能的集成光子滤波器.

2.2 传输矩阵建模

MRR 器件的简化结构整体示意图如图 2(a) 所示, 从下至上的三个 MZI 型可调耦合器分别为 MZI_1 , MZI_2 和 MZI_3 , 其结构如图 2(b) 所示, MZI 的两臂长均为 L_0 , MZI_1 与 MZI_2 相连的两段波导长度均为 L_1 , 环长 $L_r = 2L_1 + 2L_0$. 输入光的电场分量为 E_{in} , 光场的传输路径依次为: E_{in} 首先在 MRR 中传输, 产生逆时针 (counterclockwise, CCW) 传输的光, 输出光的电场分量为 b_0 和 b_3 ; 接着进入 SLR 中传输, 反射 (或透射) 光的电场分量为 b'_0 和 b'_3 ,

再次回到 MRR 中, 为顺时针 (clockwise, CW) 传输的光; 最后输出光的电场分量为 E_{Out1} 和 E_{Out2} . 因此光场传输的等效路径可分为三部分, 依次为单输入 MRR, 可调 SLR 和双输入 MRR, 具体如图 2(c) ①—③所示.

仿真中将 MMI 耦合器视为分光比为 1:1 的理想器件, 则 MZI 型可调耦合器的输出光的电场分量 E_{o1} , E_{o2} 与输入光的电场分量 E_{i1} , E_{i2} 的关系为

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} E_{o1} \\ E_{o2} \end{pmatrix} &= \alpha_0 \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{i(\varphi_0 + \Delta\varphi)} & 0 \\ 0 & e^{i\varphi_0} \end{pmatrix} \\ &\times \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{i1} \\ E_{i2} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} -t & ik \\ ik & t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{i1} \\ E_{i2} \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (1)$$

这里, α_0 为光通过 MZI 型可调耦合器的振幅衰减因子, MZI 的损耗 $L_{loss} = -10 \lg(\alpha^2)$, 包括两个 MMI 的插入损耗和臂长为 L_0 的波导的传输损耗; φ_0 为光通过该段波导的相移 ($\varphi_0 = 2\pi n_{eff} L_0 / \lambda$, n_{eff} 为波导基模模式有效折射率); $\Delta\varphi$ 为移相器带来的相位变化量; t 和 k 分别为 MZI 型可调耦合器的振幅透射比和振幅耦合比, 满足 $|t|^2 + |k|^2 = \alpha_0^2$ 的关系, 零损耗的理想情况下, $|t|^2 + |k|^2 = 1$, 表示为

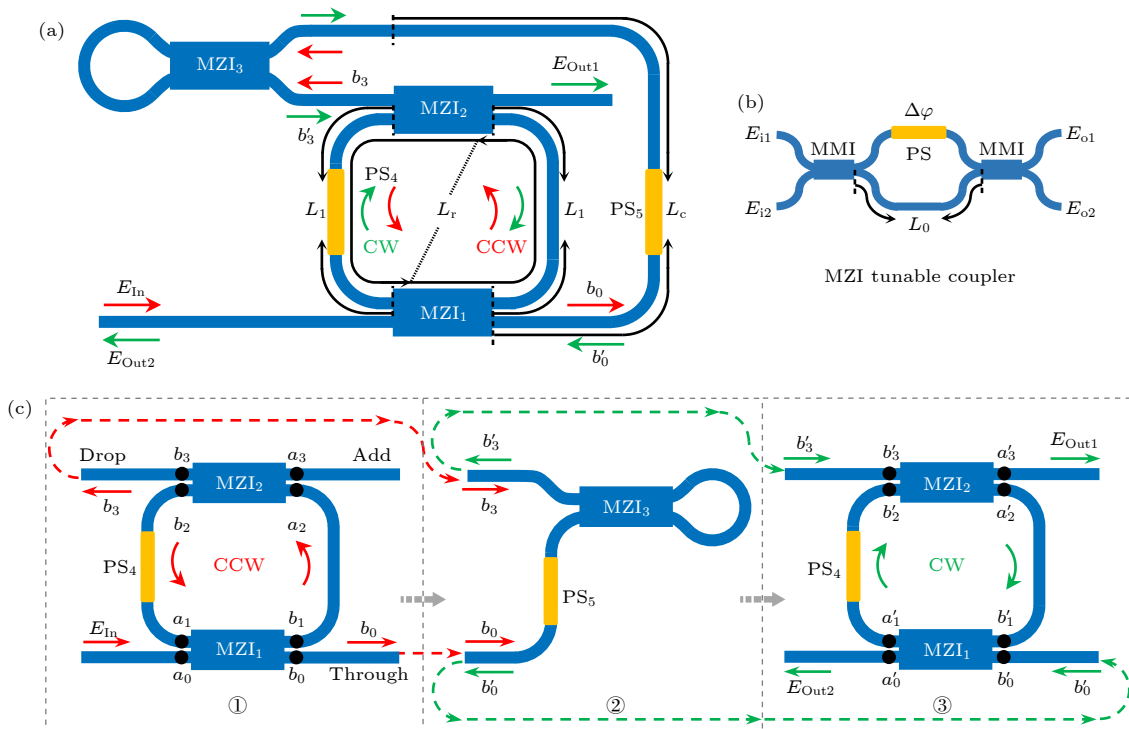


图 2 (a) 可调反射器辅助的 MRR 简化结构; (b) MZI 型可调耦合器结构; (c) 光在图 (a) 中传输的等效路径

Fig. 2. (a) Simplified diagram of a tunable reflector assisted MRR filter; (b) diagram of an optical tunable coupler based on the MZI structure; (c) equivalent paths of optical transmission in panel (a).

$$t = \alpha_0 e^{i\varphi_0} (1 - e^{i\Delta\varphi}) / 2, \quad k = \alpha_0 e^{i\varphi_0} (1 + e^{i\Delta\varphi}) / 2. \quad (2)$$

所以在本器件中, 第 i 个 MZI 型可调耦合器的传输矩阵可表示为

$$\mathbf{M}_i = \frac{\alpha_0 e^{i\varphi_0}}{2} \begin{pmatrix} e^{i\Delta\varphi_i} - 1 & ie^{i\Delta\varphi_i} + i \\ ie^{i\Delta\varphi_i} + i & 1 - e^{i\Delta\varphi_i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -t_i & ik_i \\ ik_i & t_i \end{pmatrix}, \quad i = 1, 2, 3. \quad (3)$$

图 2(c) 三部分的传输矩阵^[8,16], 计算过程如下. 如图 2(c) 的①图所示, 当光信号在 MRR 中为 CCW 传输模式时, 各电场分量关系为

$$\begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{ik_1} \begin{pmatrix} t_1 & 1 \\ t_1^2 - k_1^2 & t_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \mathbf{A}_1 \times \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix}, \quad (4)$$

$$\begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{ik_2} \begin{pmatrix} t_2 & 1 \\ t_2^2 - k_2^2 & t_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_3 \\ b_3 \end{pmatrix} = \mathbf{A}_2 \times \begin{pmatrix} a_3 \\ b_3 \end{pmatrix}, \quad (5)$$

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \alpha_1 e^{i(\varphi_1 + \Delta\varphi_4)} \\ 1/(\alpha_1 e^{i\varphi_1}) & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \mathbf{B}_1 \times \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}, \quad (6)$$

$$\begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} = \mathbf{A}_1 \times \mathbf{B}_1 \times \mathbf{A}_2 \times \begin{pmatrix} a_3 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_3 \\ b_3 \end{pmatrix}, \quad (7)$$

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ b_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{p_{12}} \begin{pmatrix} p_{22} & p_{12}p_{21} - p_{11}p_{22} \\ 1 & -p_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ a_3 \end{pmatrix} = \mathbf{D}_1 \times \begin{pmatrix} E_{\text{In}} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (8)$$

其中 α_1 为光通过波导长为 L_1 的振幅衰减因子, φ_1 为光通过该波导的相移, $\varphi_1 = 2\pi n_{\text{eff}} L_1 / \lambda$, \mathbf{D}_1 为单输入 MRR 的传输矩阵. 如图 2(c) 的②图所示, 当光信号在可调 SLR 中传输时, 输出与输入光的电场分量关系为

$$\begin{pmatrix} b'_0 \\ b'_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_c e^{i(\varphi_c + \Delta\varphi_5)} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -t_3 & ik_3 \\ ik_3 & t_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -t_3 & ik_3 \\ ik_3 & t_3 \end{pmatrix} \\ \times \begin{pmatrix} \alpha_c e^{i(\varphi_c + \Delta\varphi_5)} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_0 \\ b_3 \end{pmatrix} = \mathbf{S} \times \begin{pmatrix} b_0 \\ b_3 \end{pmatrix}, \quad (9)$$

其中 α_c 为光通过长为 L_c 的波导的振幅衰减因子, φ_c 为光通过该波导的相移, $\varphi_c = 2\pi n_{\text{eff}} L_c / \lambda$, \mathbf{S} 为可调 SLR 的传输矩阵.

如图 2(c) 的③图所示, 当光信号为双输入且在 MRR 中为 CW 传输模式时, 各电场分量的关系为

$$\begin{pmatrix} b'_0 \\ a'_0 \end{pmatrix} = \mathbf{A}_1 \times \mathbf{B}_2 \times \mathbf{A}_2 \times \begin{pmatrix} b'_3 \\ a'_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} q_{11} & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b'_3 \\ a'_3 \end{pmatrix}, \quad (10)$$

其中 \mathbf{B}_2 表示为

$$\mathbf{B}_2 = e^{-i\Delta\varphi_4} \mathbf{B}_1, \quad (11)$$

$$\begin{pmatrix} E_{\text{Out1}} \\ E_{\text{Out2}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a'_3 \\ a'_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{q_{12}} \begin{pmatrix} 1 & -q_{11} \\ q_{22} & q_{12}q_{21} - q_{11}q_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b'_0 \\ b'_3 \end{pmatrix} = \mathbf{D}_2 \times \begin{pmatrix} b'_0 \\ b'_3 \end{pmatrix}, \quad (12)$$

其中 \mathbf{D}_2 为双输入 MRR 的传输矩阵.

综合 (3) 式—(12) 式可得整个器件的传输矩阵 \mathbf{T} 为

$$\mathbf{T} = \mathbf{D}_2 \times \mathbf{S} \times \mathbf{D}_1. \quad (13)$$

所以输出光的电场分量和输入光的电场分量之间的关系为

$$\begin{pmatrix} E_{\text{Out1}} \\ E_{\text{Out2}} \end{pmatrix} = \mathbf{T} \times \begin{pmatrix} E_{\text{In}} \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (14)$$

3 仿真结果与分析

器件中的波导拟采用厚度为 220 nm、宽度为 450 nm 的绝缘体上硅 (silicon on insulator, SOI) 单模矩形波导. 根据目前主流硅光 SOI 平台的工艺参数, 设置该波导的传输损耗为 1.5 dB/cm 以及波导弯曲半径为 20 μm , 该条件下波导弯曲损耗小于 0.01 dB/个, 在本文仿真中忽略未计. 采用有限差分本征模法对该矩形波导模式进行求解得到, 1550 nm 波长下的基模模式有效折射率为 2.3508,

群折射率为 4.1421. MZI 由两个插入损耗为 0.3 dB 的 MMI 耦合器和两段长度 L_0 均为 200 μm 的波导构成, 其中 MMI 视为分光比为 1:1 的理想器件, MZI₁ 与 MZI₂ 相连波导长度 L_1 为 700 μm , 所以环长 L_r 为 1800 μm ($L_r = 2L_1 + 2L_0$), 对应 FSR 为 0.3222 nm (约为 40.28 GHz). 微环与反射器相连两波导的长度差 L_c 设置为 1800 μm . 并计算出各振幅衰减因子的值: $\alpha_0 = 0.9300$, $\alpha_1 = 0.9880$, $\alpha_c = 0.9694$. 通过传输矩阵法建模仿真, 分析此器件可重构成 4 种不同的状态及其对应的光谱特性.

3.1 反射式非对称 MZI 滤波器

当 MZI₁ 或 MZI₂ 为交叉状态 ($\Delta\varphi_1 = 0$ 或 $\Delta\varphi_2 = 0$), 其余 MZI 处于可调状态 ($0 < \Delta\varphi < \pi$) 时, 器件重构为反射式非对称 MZI 滤波器^[17]. 图 3(a), (b) 分别对应 MZI₁ 和 MZI₂ 处于交叉状态. 等效结构如图 3(c) 所示, $x = 1, 2$ 分别对应图 3(a), (b) 的情况, 且 MZI 两臂长度差分别为 $\Delta L_1 = L_c - L_r/2 = 900 \mu\text{m}$, $\Delta L_2 = L_c + L_r/2 = 2700 \mu\text{m}$.

通过改变光的传播路径, 得到 ΔL_1 和 ΔL_2 两种臂长差的反射式非对称 MZI 结构, 因此可实现共 4 种 FSR 的 MZI 正弦型滤波器. 一个臂长差确定的反射式非对称 MZI 滤波器, 由于偶数级和奇数级谐振波长的相对强度随耦合器的耦合系数变化, 可以实现两种 FSR ($1 \times \text{FSR}$ 和 $2 \times \text{FSR}$) 的频谱^[17].

图 4(a), (b) 为图 3(a) 结构中所实现的两种 FSR 的 MZI 正弦型滤波频谱. 当各热光移相器的

相位变化量 $\Phi = [0.5, 0, 0.5, 0, 0] \times \pi$ 时, MZI₁ 处于均分状态、MZI₂ 处于交叉状态、反射器处于反射状态. 此时, MZI 两臂光程差为 $2n_{\text{eff}}\Delta L_1 = n_{\text{eff}}\Delta L_r$, 对应 FSR = 0.3222 nm (约为 40.28 GHz), 将其设为 $\Delta\lambda$ (与环长为 L_r 的传统微环谐振器的 FSR 相同). 当 $\Phi = [0.25, 0, 0.25, 0, 0] \times \pi$ 时, MZI₁ 处于非对称状态、MZI₂ 处于交叉状态、反射器处于半透半反状态, 对应 FSR = 0.6444 nm (约为 80.55 GHz), 即 $2\Delta\lambda$.

图 4(c), (d) 为图 3(b) 结构所实现的两种 FSR 的频谱. 当 $\Phi = [0, 0.5, 0.5, 0, 0] \times \pi$ 时, MZI₁ 处于交叉状态、MZI₂ 处于均分状态、反射器处于反射状态, MZI 两臂光程差为 $2n_{\text{eff}}\Delta L_2 = n_{\text{eff}}\Delta L_r/3$, 对应 FSR = 0.1074 nm (约为 13.43 GHz), 即 $\Delta\lambda/3$. 当 $\Phi = [0, 0.25, 0.25, 0, 0] \times \pi$ 时, MZI₁ 处于交叉状态、MZI₂ 处于非对称状态、反射器处于半透半反状态, 对应 FSR = 0.2148 nm (约为 26.85 GHz), 即 $2\Delta\lambda/3$. 该结构实现了 $2\Delta\lambda$, $\Delta\lambda$, $2\Delta\lambda/3$ 和 $\Delta\lambda/3$ 共 4 种不同 FSR 的 MZI 正弦型滤波器.

值得一提的是, 图 4(b) 与图 4(a) 相比, Out1 端的频谱消光比 (extinction ratio, ER) 提升了约 37 dB, 图 4(d) 与图 4(c) 相比提升了约 30 dB, 并且 Out2 端的频谱通带更加平坦. 如图 4(e) 所示, 4 种 FSR 的频谱均可通过改变 $\Delta\varphi_5$ 实现谐振波长可调, 以 Out1 端为例, 当 $\Delta\varphi_5$ 由 0 变化为 0.5π , FSR 为 $\Delta\lambda$ 和 $2\Delta\lambda$ 的频谱变化了 20.14 GHz, FSR 为 $\Delta\lambda/3$ 和 $2\Delta\lambda/3$ 的频谱变化了 6.71 GHz.

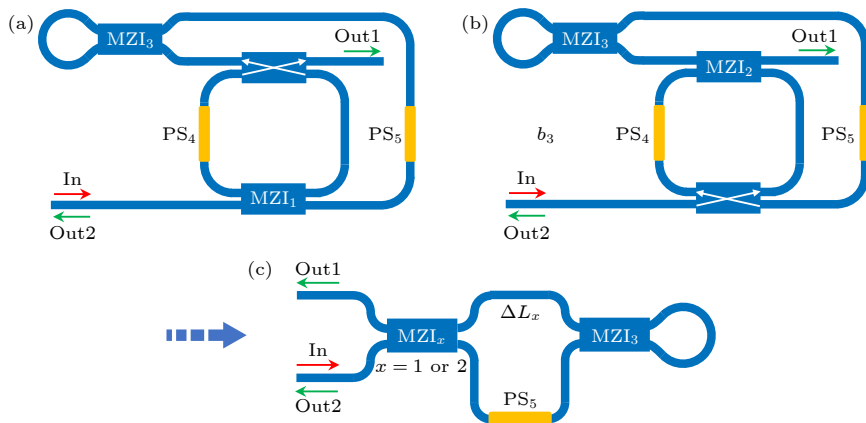


图 3 反射式非对称 MZI 滤波器结构 (a) MZI₁ 处于可调状态且 MZI₂ 处于交叉状态; (b) MZI₁ 处于交叉状态且 MZI₂ 处于可调状态; (c) 等效反射式非对称 MZI 结构

Fig. 3. Diagram of reflective-type asymmetric MZI filters: (a) MZI₁ is in tunable state and MZI₂ is in cross state; (b) MZI₁ is in cross state and MZI₂ is in tunable state; (c) schematic of the equivalent reflective-type asymmetric MZI.

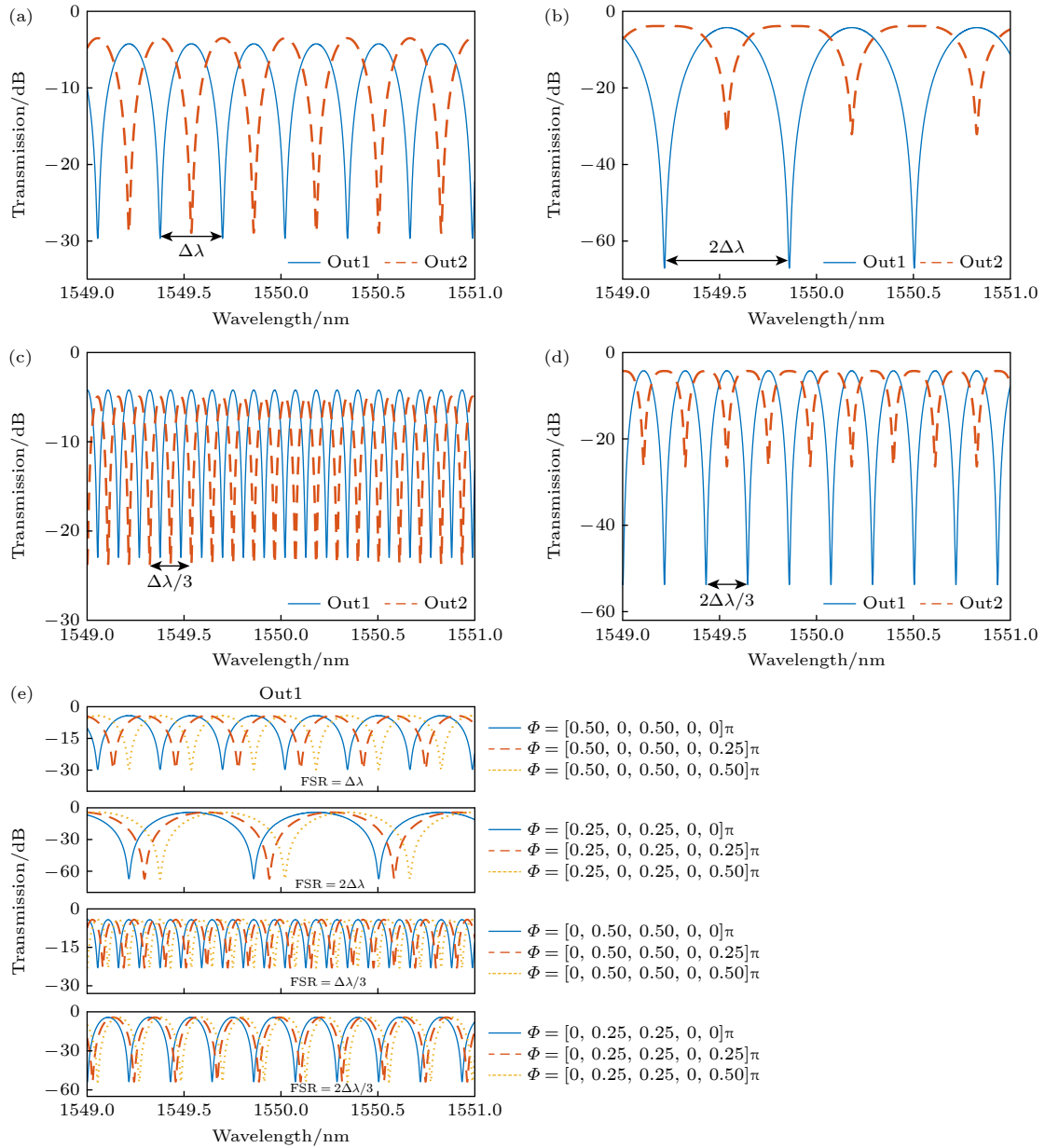


图 4 四种 FSR 的反射式非对称 MZI 滤波器频谱 (a) FSR = $\Delta\lambda$, $\phi = [0.50, 0, 0.50, 0, 0]\pi$; (b) FSR = $2\Delta\lambda$, $\phi = [0.25, 0, 0.25, 0, 0]\pi$; (c) FSR = $\Delta\lambda/3$, $\phi = [0, 0.50, 0.50, 0, 0]\pi$; (d) FSR = $2\Delta\lambda/3$, $\phi = [0, 0.25, 0.25, 0, 0]\pi$; (e) 频谱调谐及对应的相位变化量

Fig. 4. Reflective-type asymmetric MZI filters spectra with four different FSRs: (a) FSR = $\Delta\lambda$, $\phi = [0.50, 0, 0.50, 0, 0]\pi$; (b) FSR = $2\Delta\lambda$, $\phi = [0.25, 0, 0.25, 0, 0]\pi$; (c) FSR = $\Delta\lambda/3$, $\phi = [0, 0.50, 0.50, 0, 0]\pi$; (d) FSR = $2\Delta\lambda/3$, $\phi = [0, 0.25, 0.25, 0, 0]\pi$; (e) the spectrum tuning and corresponding phase change.

3.2 反射式全通型微环滤波器

当 MZI₂ 处于直通状态 ($\Delta\varphi_2 = \pi$), MZI₁ 和 MZI₃ 处于可调状态 ($0 < \Delta\varphi_1 < \pi$, $0 < \Delta\varphi_3 < \pi$) 时, 器件重构为反射式全通型微环滤波器, 器件结构及等效结构示意图如图 5(a) 所示. 当 $\phi = [0.64, 1.00, 0, 0, 0]\pi$ 时, 反射器处于透射状态 ($\Delta\varphi_3 = 0$), 此时只有 Out1 端口有输出, 结果如图 5(b) 所示; 当 $\phi = [0.64, 1.00, 0.50, 0, 0]\pi$ 时, 反射器处于反射状态 ($\Delta\varphi_3 = 0.5\pi$), 此时只有 Out2 端口有输

出, 结果如图 5(c) 所示.

需要说明的是, 通过调节 $\Delta\varphi_1$ 使得这两种状态的微环均为近似临界耦合的状态. 对于 MRR, 其品质因子 (quality factor, Q 值) 可以表示为谐振波长 λ_0 与谐振峰半高宽 (full width at half maximum, FWHM) 的比值^[4]. 图 5(b), (c) 所示器件的输出端口均为陷波响应, FSR 均为 40.28 GHz. 如图 5(b) 所示, ER > 50 dB, Q 值约为 45000, FWHM 约为 4.27 GHz. 因为光两次经过微环, 所以图 5(c) 与

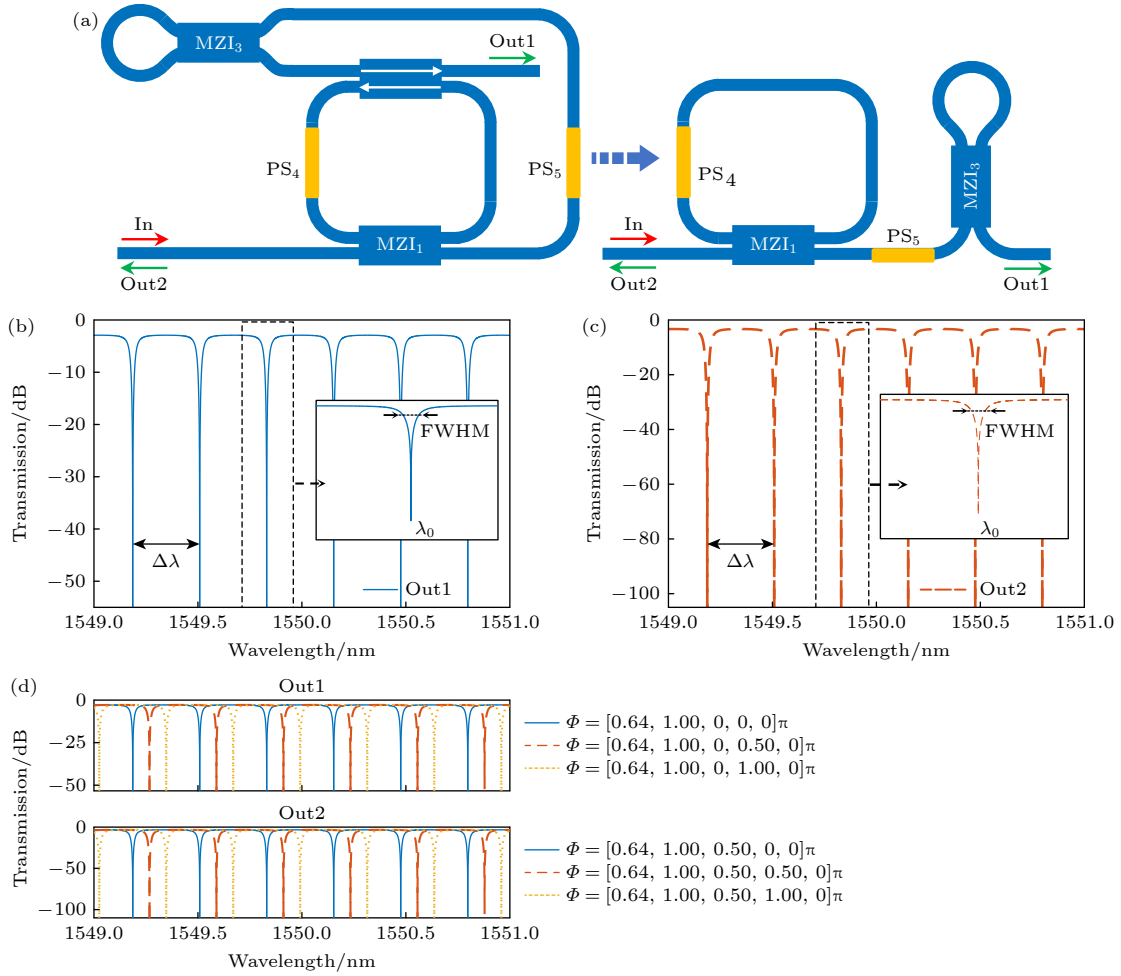


图 5 (a) 反射式全通型微环滤波器及等效结构示意图; (b) 反射器处于透射状态时 ($\Phi = [0.64, 1.00, 0, 0, 0] \times \pi$), Out1 的陷波响应; (c) 反射器处于反射状态时 ($\Phi = [0.64, 1.00, 0.50, 0, 0] \times \pi$), Out2 的陷波响应; (d) 频谱调谐及对应的相位变化量
 Fig. 5. (a) Diagram of a reflective-type all-pass MMR filter and equivalent structure; (b) notch response of the Out1 port when the reflector is in transmission state ($\Phi = [0.64, 1.00, 0, 0, 0] \times \pi$); (c) notch response of the Out2 port when the reflector is in reflection state ($\Phi = [0.64, 1.00, 0.50, 0, 0] \times \pi$); (d) spectrum tuning and corresponding phase change.

图 5(b) 相比, ER 提升了约 50 dB, 约达到了 100 dB, Q 值降低为 30000, FWHM 约为 6.54 GHz. 利用反射特性, 在复用同一个微环的情况下实现了 ER 的极大提升与带宽的增大. 上述两种频谱均可以通过改变 $\Delta\varphi_1$ 使微环处于过(欠)耦合, 从而实现带宽与消光比的调节. 如图 5(d) 所示, 通过改变 $\Delta\varphi_4$ 可实现谐振波长的调节, 当 $\Delta\varphi_4$ 由 0 变化为 π , 这两种频谱均变化了 20.14 GHz.

3.3 直通型自干涉微环滤波器

当可调反射器处于透射状态 ($\Delta\varphi_3 = 0$, 反射率为 0, 透过率为 1), MZI₁ 和 MZI₂ 处于可调状态 ($0 < \Delta\varphi < \pi$) 时, 器件重构为直通型自干涉微环滤波器^[18], 器件结构及等效结构示意图如图 6(a) 所示. 在该状态下, 频谱响应为腔内 CCW 传播的

光场与 CW 传播的光场之间的相干叠加. 当 $\Phi = [0.78, 0.45, 0, 0, 0] \times \pi$ 和 $\Phi = [0.27, 0.27, 0, 0, 0] \times \pi$ 时, 输出频谱分别见图 6(b), (c) 所示. 如图 6(b) 所示, Out1 端为带阻、Out2 端为带通响应, ER 分别大于 47 dB 和 8 dB, FSR 约为 40.28 GHz, 带通端的插入损耗为 4.81 dB. 如图 6(c) 所示, Out1 端为带通、Out2 端为带阻响应, ER 分别大于 44 dB 与 16 dB, FSR 不变, 带通端的插入损耗为 4.74 dB. 通过调节微环两耦合区的耦合状态, 在不改变微环 FSR 的情况下, 可以分别实现两输出端口在带通与带阻之间的切换, 且 Out1 输出端的消光比均大于 44 dB. 当 $\Phi = [0.55, 0.55, 0, 0, 0] \times \pi$ 时, 输出频谱如图 6(d) 所示, 出现了类似 EIT 和类似 EIA 的现象^[19], 这种现象常出现在光学耦合谐振腔中^[20,21]. Out1 端口为类似 EIT 现象的频谱, ER 约为 10 dB,

斜率约为 320 dB/nm; Out2 端口为类似 EIA 现象的频谱, ER 约为 7 dB, 斜率约为 200 dB/nm, 此

时反射光被极大地抑制. 两者 3 dB 带宽均约为 3.36 GHz.

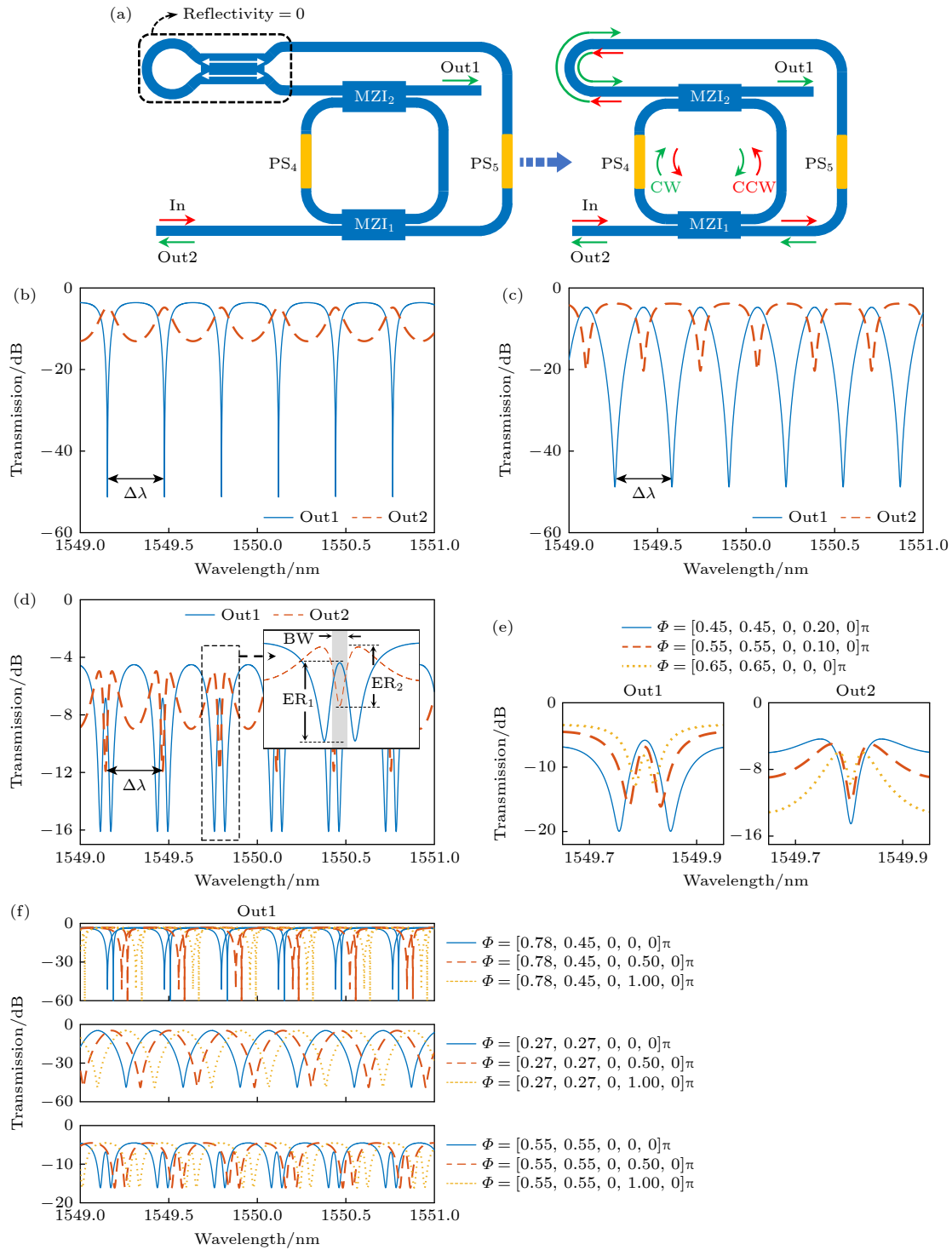


图 6 (a) 直通型自干涉微环滤波器及等效结构示意图; (b) Out1 带阻与 Out2 带通响应 ($\Phi = [0.78, 0.45, 0, 0, 0]\pi$); (c) Out1 带通与 Out2 带阻响应 ($\Phi = [0.27, 0.27, 0, 0, 0]\pi$); (d) EIT 与 EIA 频谱 ($\Phi = [0.55, 0.55, 0, 0, 0]\pi$); (e) EIT 与 EIA 频谱调谐 (带宽与 ER); (f) 频谱调谐及对应的相位变化量

Fig. 6. (a) Diagram of a self-interference MMR filter and equivalent structure; (b) band-stop response of the Out1 port and band-pass response of the Out2 port ($\Phi = [0.78, 0.45, 0, 0, 0]\pi$); (c) band-pass response of the Out1 port and band-stop response of the Out2 port ($\Phi = [0.27, 0.27, 0, 0, 0]\pi$); (d) spectrum of EIT and EIA ($\Phi = [0.55, 0.55, 0, 0, 0]\pi$); (e) spectrum tuning of EIT and EIA (bandwidth and ER); (f) spectrum tuning and corresponding phase change.

在图 6(e) 中, 改变 $\Delta\varphi_1 = \Delta\varphi_2$ 的大小并同时调节 $\Delta\varphi_4$ 补偿谐振波长偏移, 可实现 EIT 和 EIA 的 ER 与带宽的调节. 由图 6(f) 可知, 图 6(b), (d) 中的 3 个状态均可以通过改变 $\Delta\varphi_4$ 实现频谱的移动, 以 Out1 输出端为例, 当 $\Delta\varphi_4$ 由 0 变化为 π , 这 3 种频谱均变化了 20.14 GHz.

3.4 半透半反型自干涉微环滤波器

当可调反射器处于半透半反状态 ($\Delta\varphi_3 = 0.25\pi$, 反射率与透过率均为 0.5), MZI₁ 和 MZI₂ 处于可调状态 ($0 < \Delta\varphi < \pi$) 时, 器件重构为半透半反型自干涉微环滤波器. 器件结构示意图如图 7(a) 所示, 此时腔内存在入射的 CCW 模式的光、经过反

射器透射回腔内的 CW 模式的光以及经过反射器反射回腔内的 CW 模式的光, 分别用红色实线、绿色实线和绿色虚线表示. 当 $\Phi = [0.83, 0.38, 0.25, 0, 0] \times \pi$ 时, 输出频谱如图 7(b) 所示, 由于输出光在谐振波长处交替产生相消干涉和相长干涉, 相长干涉消除了微环原始谐振的一半, 导致该状态下的滤波器 FSR 翻倍为 $2\Delta\lambda$ ^[22], 产生了 FSR 约为 80.55 GHz 的带阻频谱, ER 约 40 dB. 当 $\Phi = [0.65, 0.92, 0.25, 0, 0] \times \pi$ 时, 由于后向 CW 传播的光场干扰前向 CCW 传输波的相位, 因此形成 Fano 共振^[23], 相关结果见图 7(c) 的①图. 此时输出端为相邻谐振波长间隔约为 40.28 GHz 的 Fano 共振频谱, 最小 ER 约为 14 dB, 斜率约为 290 dB/nm, 最大 ER 约为 25 dB, 斜率约为 630 dB/nm.

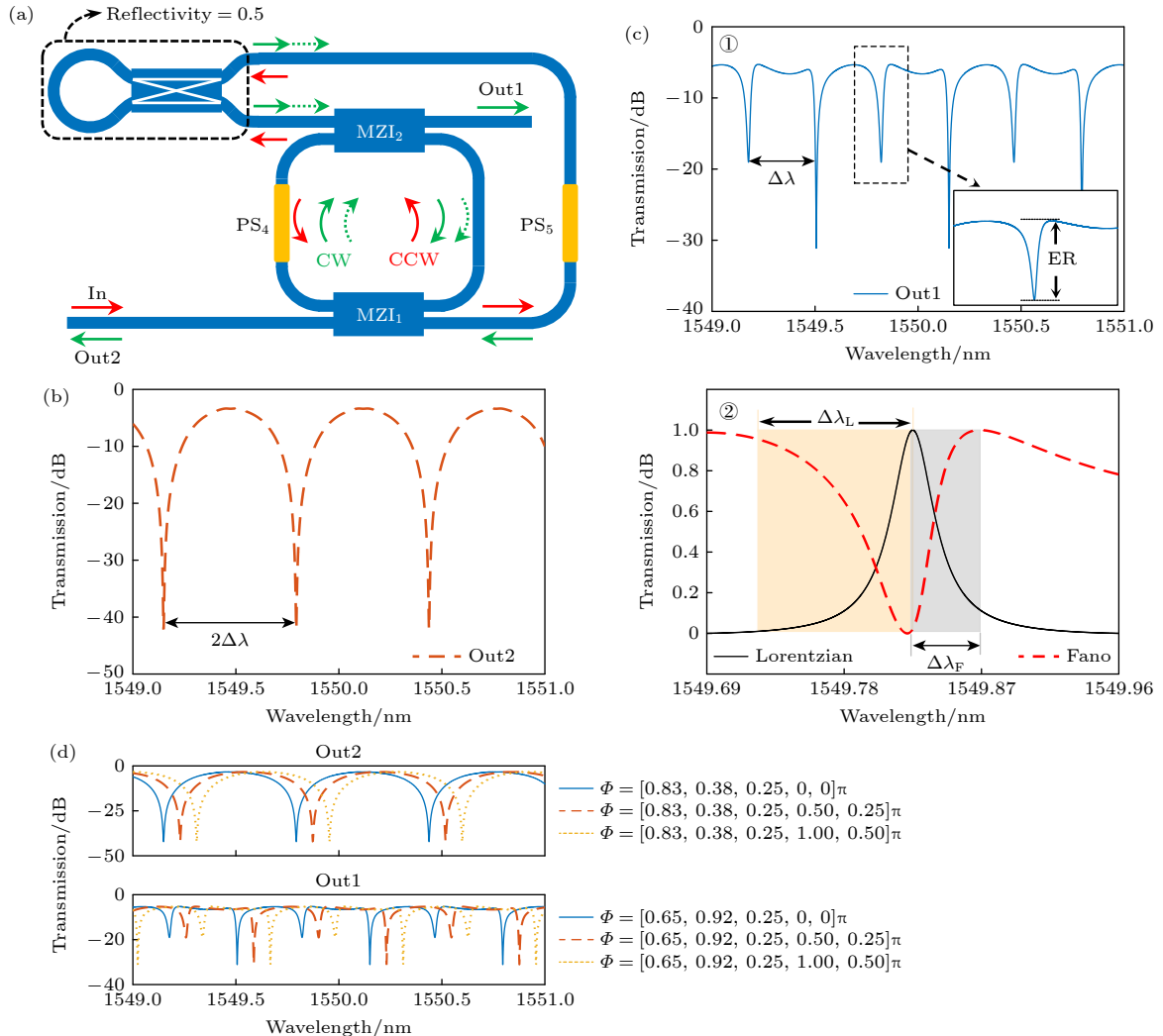


图 7 (a) 半透半反型自干涉微环滤波器结构; (b) 两倍 FSR 的带阻响应 ($\Phi = [0.83, 0.38, 0.25, 0, 0] \times \pi$); (c) Fano 共振频谱 ($\Phi = [0.65, 0.92, 0.25, 0, 0] \times \pi$); (d) 频谱调谐以及对应的相位变化量

Fig. 7. (a) Structure of a semi-transparent and semi-reflective self-interference MMR filter; (b) band-stop response with doubled FSR ($\Phi = [0.83, 0.38, 0.25, 0, 0] \times \pi$); (c) spectrum of Fano resonance ($\Phi = [0.65, 0.92, 0.25, 0, 0] \times \pi$); (d) spectrum tuning and corresponding phase change.

图 7(c) 的②图为该 Fano 共振线形与洛伦兹线形的归一化功率传输谱对比图, 洛伦兹线形来自相同参数下, 上传下载型微环下载端的频谱. 由于 Fano 共振光谱具有非对称性, 其在更短波长范围内光功率可以由最大变为最小, 其所需的能量较小或调制需要的相位改变量较小. 以归一化光强为“1”代表光开关的开状态, 归一化光强为“0.01”代表光开关的关状态, 如图 7(c) 的②图所示, 洛伦兹线形光开关状态之间需要的波长变化量为 $\Delta\lambda_L = 101.5$ pm, 然而 Fano 共振线形只需 $\Delta\lambda_F = 45.2$ pm. 由于腔内存在多个传输模式的相干叠加, 若要实现谐振波长的调节, 需同时改变 $\Delta\varphi_4$ 和 $\Delta\varphi_5$, 频谱调谐结果如图 7(d) 所示. 带阻频谱与 Fano 共振频谱均变化了 20.14 GHz, 分别对应三组 5 个相位变化量.

3.5 结果分析

光滤波器的指标包括 FSR、FWHM 与 ER 等核心参数. 反射式非对称 MZI 可调 FSR 滤波器, 通过反射与透射改变光传输的路径, 从而控制干涉臂的光程差, 实现 4 种不同 FSR ($2\Delta\lambda$, $\Delta\lambda$, $2\Delta\lambda/3$ 和 $\Delta\lambda/3$) 的正弦型光学滤波, FSR 变化范围约为 67.13 GHz ($5\Delta\lambda/3$), 其中 80.55 GHz FSR 的滤波器消光比大于 60 dB, 对应 FWHM 约为 51.25 GHz. 不同于 MZI 型滤波器平缓的滚降因子, 微环滤波器的响应为洛伦兹型, 能提供更高光谱分辨率的窄带滤波. 反射式全通型微环滤波器消光比达到了约 100 dB, FWHM 约为 6.54 GHz. 半透半反型自干涉微环滤波器, 在 L_r 环长的制约下得到了等效于 $L_r/2$ 环长的两倍 FSR, 实现了约 80.55 GHz 的 FSR 和 ER 约为 40 dB 的带阻滤波. 直通型自干涉微环滤波器在输出端口实现了带通与带阻滤波器之间的切换, 且消光比均大于 44 dB. 这些可重构滤波器均具有 FSR 可切换、带通带阻切换和谐振波长可调等特性, 在实现可调谐光学滤波、波长解复用^[17] 和多参量可重构微波光子滤波器^[15] 方面具有极大的潜力.

得益于反射提供的额外相干光干涉路径, 自干涉微环滤波器产生了 Fano, EIT 和 EIA 三种不同线型, 其中 Fano 共振型光谱响应能应用于节能型集成光开关^[23]. 对比洛伦兹线型开关状态的波长调谐量 ($\Delta\lambda_L = 101.5$ pm), Fano 共振线型只需要不到 1/2 波长调谐量 ($2.25 \Delta\lambda_F \approx \Delta\lambda_L$). 基于 EIT 与 EIA 现象的窄带透射峰与吸收峰, 可用于窄带滤波、精细信号处理、密集波分复用^[24] 以及光学院

螺仪^[25] 等领域.

4 结 论

本文提出了一种基于可调反射器辅助的可重构微环光滤波器芯片设计: 上传下载型微环的直通端与下载端与可调 SLR 的两端口相连而成. 通过控制不同区域的热光移相器, 器件可重构为反射式非对称 MZI 滤波器、反射式全通型微环滤波器、直通型自干涉微环滤波器以及半透半反型自干涉微环滤波器. 反射提供了丰富的相干光干涉路径, 实现了 4 种 FSR 切换的 MZI 正弦型滤波、带通与带阻可切换的洛伦兹型滤波, Fano, EIT 和 EIA 等谱型重构, 且每种谱型均可以实现滤波频率的调谐. 反射带来了全新的设计自由度, 突破了器件固有长度限制并实现了 FSR 的大范围调谐. 目前, 热移相的响应速度小于 1 MHz^[1-3], 因此, 我们的芯片响应速度很难进一步提升. 未来, 可通过异质集成铌酸锂材料制备电移相器进一步提升移相的响应速度^[26]. 本技术结构简单、功能多样且调谐灵活, 在集成光子模拟信号处理和微波光子滤波等领域具有广阔的应用前景.

参考文献

- [1] Won R 2010 *Nat. Photonics* **4** 498
- [2] Marpaung D, Yao J P, Capmany J 2019 *Nat. Photonics* **13** 80
- [3] Xiang C, Jin W, Bowers J E 2022 *Photonics Res.* **10** A82
- [4] Bogaerts W, de Heyn P, Van Vaerenbergh T, de Vos K, Kumar Selvaraja S, Claes T, Dumon P, Bienstman P, van Thourhout D, Baets R 2012 *Laser Photonics Rev.* **6** 47
- [5] Ong J R, Kumar R, Mookherjee S 2013 *IEEE Photonics Technol. Lett.* **25** 1543
- [6] Kumar R R, Tsang H K 2021 *Opt. Lett.* **46** 134
- [7] 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]
- [8] Cohen R A, Amrani O, Ruschin S 2018 *Nat. Photonics* **12** 706
- [9] Sun Q K, Zhou L J, Lu L J, Zhou G Q, Chen J P 2018 *IEEE Photonics J.* **10** 1
- [10] Zheng P F, Xu X M, Hu G H, Zhang R H, Yun B F, Cui Y P 2021 *J. Light. Technol.* **39** 1429
- [11] Geng Z H, Xie Y W, Zhuang L M, Burla M, Hoekman M, Roeloffzen C G H, Lowery A J 2017 *Opt. Express* **25** 27635
- [12] Li A, Bogaerts W 2019 *Laser Photonics Rev.* **13** 1800244
- [13] Li A, Bogaerts W 2017 *Opt. Express* **25** 31688
- [14] Pan S L, Tang Z Z, Huang M H, Li S M 2020 *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* **26** 1
- [15] Shu H W, Chang L, Tao Y S, Shen B T, Xie W Q, Jin M, Netherton A, Tao Z H, Zhang X G, Chen R X, Bai B W, Qin J, Yu S H, Wang X J, Bowers J E 2022 *Nature* **605** 457
- [16] Jiang X H, Wu J Y, Yang Y X, Pan T, Mao J M, Liu B Y, Liu R L, Zhang Y, Qiu C Y, Tremblay C, Su Y K 2016 *Opt.*

- Express.* **24** 2183
- [17] El Shamy R S, Afifi A E, Badr M M, Swillam M A 2022 *Sci. Rep.* **12** 3598
- [18] Tian H, Zhang Y D, Bai Y 2017 *Opt. Precis. Eng.* **25** 59 (in Chinese) [田赫, 掌蕴东, 白岩 2017 *光学精密工程* **25** 59]
- [19] Smith D D, Chang H, Fuller K A, Rosenberger A T, Boyd R W 2004 *Phys. Rev. A* **69** 063804
- [20] Naweed A 2015 *Opt. Express* **23** 12573
- [21] Jiao X Q, Chen J B, Wang X L, Xue C Y, Ren Y F 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 144202 (in Chinese) [焦新泉, 陈家斌, 王晓丽, 薛晨阳, 任勇峰 2015 *物理学报* **64** 144202]
- [22] Feng J B, Li Q Q, Zhou Z P 2011 *IEEE Photonics Technol. Lett.* **23** 79
- [23] Lu L D, Zhu L Q, Zeng Z M, Cui Y P, Zhang D L, Yuan P 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 034204 (in Chinese) [鹿利单, 祝连庆, 曾周末, 崔一平, 张东亮, 袁配 2021 *物理学报* **70** 034204]
- [24] Ma K, Zhang Y D, Wu Y F, Su H Y, Zhang X N, Yuan P 2017 *J. Opt. Soc. Am. B* **34** 2400
- [25] Tian H, Zhang Y D 2018 *J. Light. Technol.* **36** 1792
- [26] Wang C, Zhang M, Yu M J, Zhu R R, Hu H, Loncar M 2019 *Nat. Commun.* **10** 978

Reconfigurable optical filter based on microring resonator assisted by tunable Sagnac reflector^{*}

Liu Yu-Hang¹⁾ Lin Tong^{1)†} Li Shao-Bo²⁾ Yu Wen-Qi²⁾
Ma Xiang²⁾ Liang Xiao-Dong²⁾ Yun Bin-Feng^{1)‡}

1) (*Advanced Photonics Center, School of Electronic Science & Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China*)

2) (*Optical Communication Research and Development Center, 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China*)

(Received 14 December 2022; revised manuscript received 17 January 2023)

Abstract

To meet the demands for various applications in optical filtering and microwave signal processing, integrated silicon photonic filters are required to be multifunctional, reconfigurable and tunable. In this work, an integrated multi-functional optical filter is proposed, which is designed based on a tunable Sagnac loop reflector and a microring resonator. The through port and drop port of an add-drop microring resonator are connected with the two ports of a tunable reflector. By controlling the thermal phase shifters in different scenarios, the device can be reconfigured into a reflective-type asymmetric Mach-Zehnder interferometer filter, a reflective-type all-pass microring resonator filter and self-interference microring resonator filters. An analytical model is established based on the transfer matrix. The simulation results show that the device can achieve the following functions: sinusoidal spectral filtering with four different free spectral ranges, Lorentzian spectral filtering toggling between band pass and band stop, and spectral reconfigurations of Fano resonance, electromagnetically induced transparency, and electromagnetically induced absorption. Each spectrum mentioned above can be tuned fast and widely. Reflection provides a new degree of freedom in design, breaks through the inherent footprint limit, and achieves a wide range of free spectral ranges. Our proposed tunable Sagnac loop reflector assisted microring resonator provides a new scheme for realizing flexible, tunable and multi-functional reconfigurable integrated photonic filters, and has broad applications in the integrated photonic analog signal processing and microwave photonics.

Keywords: integrated optics, tunable reflector, microring resonator, reconfigurable optical filter

PACS: 42.82.-m, 42.79.Fm, 42.60.Da, 42.79.Ci

DOI: 10.7498/aps.72.20222384

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 62105061, 62171118, 62075038) and the High Level Personnel Project of Jiangsu Province, China.

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

‡ Corresponding author. E-mail: ybf@seu.edu.cn



可调反射器辅助的可重构微环光滤波器

刘宇航 林瞳 李少波 于文琦 马向 梁晓东 恽斌峰

Reconfigurable optical filter based on microring resonator assisted by tunable Sagnac reflector

Liu Yu-Hang Lin Tong Li Shao-Bo Yu Wen-Qi Ma Xiang Liang Xiao-Dong Yun Bin-Feng

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 72, 084208 (2023) DOI: 10.7498/aps.72.20222384

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.72.20222384>

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

基于串联哑铃型微环谐振腔的二维相干光码分多址编解码器

Two-dimensional coherent optical en/decoder based on serially coupled dumbbell microring resonator

物理学报. 2022, 71(1): 014206 <https://doi.org/10.7498/aps.71.20200057>

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>

基于十字连通形环形谐振腔金属-介质-金属波导的折射率传感器和滤波器

Refractive index sensor and filter of metal-insulator-metal waveguide based on ring resonator embedded by cross structure

物理学报. 2018, 67(19): 197301 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20180758>

一种基于束缚态的可调等离子体光子晶体窄带滤波器

A tunable narrow-band plasma photonic crystal filter based on bound state

物理学报. 2021, 70(17): 175201 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20210241>

基于偏振依赖多模-单模-多模光纤滤波器的波长间隔可调谐双波长掺铒光纤激光器

Continuously spacing-tunable dual-wavelength erbium-doped fiber laser based on polarization-dependent in-line multimode-single-mode-multimode fiber filter

物理学报. 2019, 68(15): 154202 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190297>

光学谐振腔的传输特性

Transmission characteristics of optical resonator

物理学报. 2021, 70(20): 204202 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20210234>