

高分辨率任意可重构微波光子滤波器

王敬雯, 尹子恺, 尹飞飞*, 戴一堂

(北京邮电大学 信息光子学与光通信国家重点实验室, 北京 100876)

摘要: 提出了一种能够实现任意滤波形状的高分辨率可重构微波光子滤波器方案。利用可编程光滤波器完成抽头系数的独立灵活配置, 配合使用相干探测技术实现滤波器的正负抽头, 从而可以完成滤波形状的任意可重构。研究表明一个大梳齿数量的平坦光频梳被作为光源可提高抽头数量, 从而实现高分辨率的滤波器的重构。除此之外, 通过预先引入色散, 响应中的杂散也被有效地抑制。经仿真验证, 该滤波器具有 93 MHz 的高分辨率, 杂散抑制 40 dB 以上, 创新性地构造了具有不同中心频率的低通、带通、高通、带阻滤波器, 以及矩形、高斯形、sinc 形等任意滤波形状, 对于后续微波光子滤波器的研究起到了引导性作用。

关键词: 微波光子学; 微波光子滤波器; 相干探测技术; 可重构; 高分辨率; 杂散干扰抑制
中图分类号: TN29 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA20230015

0 引言

微波光子滤波器 (Microwave Photonic Filter, MPF) 是借助微波光子技术在光域对微波射频信号进行信号处理的光子辅助射频滤波器。传统的电射频滤波器受到电子瓶颈的影响, 很难满足当前射频微波系统的宽带化和多功能化等的需求。而微波光子滤波器借助光学器件的优势, 能够实现高带宽、抗电磁干扰、快速可调谐和可重构等性能^[1-5], 是近些年的热门研究课题之一^[6-10]。

为了实现滤波响应的灵活重构, 通过在光域构造有限冲击响应 (Finite Impulse Response, FIR) 滤波器, 可以灵活地配置抽头, 从而实现响应的变化。通常可以使用多波长激光阵列^[11]、宽带光源切割^[12]和光学频率梳 (Optical Frequency Comb, OFC)^[13-15]等作为光源实现多抽头。其中, 光频梳能够提供更大量的梳齿作为滤波器的抽头, 现在被广泛地应用^[16-18]。目前, 基于光频梳的微波光子 FIR 滤波器分辨率大多在 GHz 量级^[16-18], 很难实现百 MHz 的高分辨率。而大的梳齿数量可以实现更多的抽头, 意味着更大的品质因数和更大的时间带宽积^[19], 也就可以实现

更高的频率分辨率。然而, 在基于光频梳的滤波器方案中, 仅仅具有数量众多的抽头, 对于实现滤波形状的任意可重构是远远不够的。众所周知, 正系数抽头 FIR 滤波器只能实现低通响应, 而带通、高通或者更复杂的波形需要在抽头中引入负系数^[20-21]。借助可编程光滤波器 (Programmable Waveshaper) 在光域对光频梳的不同梳齿进行差异化控制^[7,17-19], 结合光电探测器等光器件, 可以实现具有正系数和负系数的滤波器。此外, 在实现响应的过程中, 光频梳梳齿间的拍频会引入不必要的杂散, 包括梳齿之间和调制信号边带与梳齿之间的拍频。因此, 已有的基于光频梳的 MPF 方案的工作频率必须严格限制在单个“奈奎斯特区”内, 这无疑限制了滤波器的工作频率范围。通过适当引入预色散, 能够有效抑制这种杂散信号, 抑制比能够达到 40 dB^[22], 能够有效扩大 MPF 的工作频率范围。

针对以上问题, 文中提出了一种基于光频梳的高分辨率可重构 MPF 方案。通过使用 waveshaper 实现对每个抽头的独立灵活配置, 结合平衡光电探测器, 实现了滤波器的正负抽头, 能够完成无低通响应的任意滤波波形的形成。通过使用级联电光调制器产生

收稿日期: 2023-01-09; 修订日期: 2023-02-01

作者简介: 王敬雯, 女, 硕士生, 主要从事微波光子学方面的研究。

导师(通讯作者)简介: 尹飞飞, 男, 教授, 博士, 主要从事微波光子学方面的研究。

的大梳齿数量的平坦光频梳作为光源,滤波器能够实现几十 MHz 量级的高分辨率。同时,通过引入预色散使得载波和边带引入的色散值不同,从而有效地抑制了杂散信号。在仿真中,验证了滤波器的高分辨率特性,并且产生了多种可重构的滤波响应形状。此外,通过引入预色散,杂散成分也被有效地抑制,从而增大 MPF 的工作频率范围。

1 原理

1.1 方案设计

基于光频梳的高分辨率任意滤波形状 MPF 方案框图如图 1(a) 所示。宽带射频信号作为输入信号经单边带调制 (Single-sideband modulation) 后调制到光

频梳上。光频梳由一个马赫-增德尔调制器 (Mach-Zehnder Modulator, MZM) 和多个相位调制器 (Phase Modulator, PM) 级联产生,其自由频谱范围 (Free Spectrum Range, FSR) 为 $\omega_r(\omega_r=2\pi f_r)$ 。在调制宽带射频信号之前,该频梳经过一个色散值为 ϕ_2 的色散元件 1 (Dispersion element 1), 实现了光频梳梳齿的预色散。宽带射频信号在光频梳上进行了单边带调制之后,调制后的光载射频信号接入色散元件 2 (Dispersion element 2) 中,为载波梳齿及其边带引入另一色散值 β_2 。之后 waveshaper 对光载射频信号进行幅度配置,然后将幅度配置后的光载射频信号从两个独立端口输出,进入平衡光电探测器 (Balanced Photodetector, BPD) 进行相干探测。

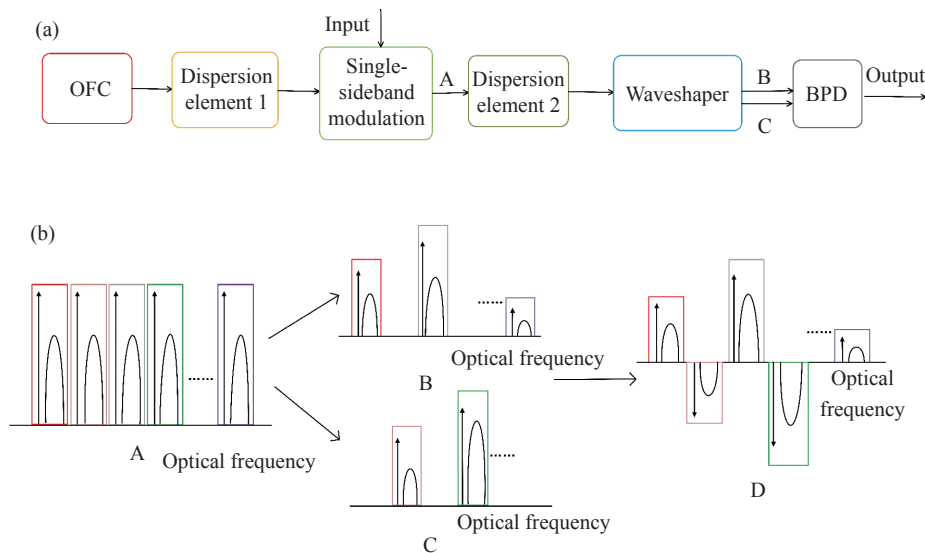


图 1 (a) 基于 FIR 原理的 MPF 框图; (b) MPF 原理图

Fig.1 (a) The diagram of the microwave photonics filter based on FIR principle; (b) Principle of the MPF

为了实现可重构的滤波响应,不仅要实现抽头的幅度灵活配置,还需要通过平衡光电探测器实现正负抽头。滤波器实现正负抽头的原理如图 1(b) 所示,图中 A、B、C 分别对应了图 1(a) 中不同位置的光谱图。如图 A 所示,光载射频信号经过 waveshaper 对信号幅度依据抽头系数的预设值进行配置,之后根据预设抽头系数的正负值将幅度配置后的信号从两个独立端口输出,图 B 代表了经过 waveshaper 幅度配置后抽头系数为正数的部分,图 C 代表了经过 waveshaper 幅度配置后抽头系数为负数的部分。

图中不同颜色的矩形方块代表一个抽头系数对应的幅度配置范围。经过幅度配置的两路信号经过 BPD 后,在光域上可以看作是 B 中信号与 C 中信号相减,即 B 支路减 C 支路,产生的信号等价于图 D 形状,即实现了物理上的正负抽头。相较于正抽头系数滤波器,实现正负抽头系数的滤波器能够消除低通响应。

1.2 原理分析

接下来对文中提出的 MPF 进行理论分析。具有 N 个梳齿的光频梳 E_{OFC} 可以表示为:

$$E_{OFC}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{P_{OFC}(n)} \exp[-j(\omega_0 + n\omega_r)t + \psi_n] = \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{P_{OFC}(n)} \exp(-j(\omega_n t + \psi_n)) \quad (1)$$

式中: $P_{OFC}(n)$ 是每根梳齿的输出功率; ω_0 是第一根梳齿的角频率; ω_n 则是第 n 根梳齿的角频率; ψ_n 是每根梳齿的相位。在文中的设置中, 为了实现杂散抑制, 加入了一个色散值为 Φ_2 的色散元件 1, 此时色散元件 1 的作用是为光信号增加一个额外的预色散 $\phi(\omega)$, 其表达式为:

$$\phi(\omega) = \frac{\Phi_2}{2}(\omega - \omega_0)^2 \quad (2)$$

因此, 经过色散元件 1 后的光信号可以被表达为:

$$E_{SMF}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{P_{OFC}(n)} \exp[-j(\omega_n t + \phi(\omega_n) + \psi_n)] \quad (3)$$

之后, 光信号通过 IQ 调制器调制射频信号, 其中 IQ 调制器上下臂的调制器均工作在正交偏置点, 设置上下臂两个调制器的相位差为 $\pi/2$ 。在小信号调制的前提下, 经过单边带调制后的光信号可以表示为:

$$E_{IQ}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_{SMF}(t) \left\{ \cos \left[m \cos \left(\omega_{RF} t + \frac{\pi}{2} \right) + \frac{\pi}{4} \right] e^{j\frac{\pi}{2}} + \cos \left[m \cos \left(\omega_{RF} t + \frac{\pi}{4} \right) \right] \right\} \approx \frac{1}{2} E_{SMF}(t) [e^{-j\frac{\pi}{4}} J_0(m) - 2J_1(m) e^{-j\omega_{RF} t}] \approx \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{P_{OFC}(n)} [J_0(m) e^{-j(\omega_n t + \phi(\omega_n) + \frac{\pi}{4} + \psi_n)} - 2J_1(m) e^{-j(\omega_{RF} t + \omega_n t + \phi(\omega_n) + \psi_n)}] \quad (4)$$

式中: $m = \pi V_{RF} / V_\pi$, V_{RF} 和 $\omega_{RF} = 2\pi f_{RF}$ 分别代表了射频信号的电压强度和角频率, V_π 为调制器的半波电压。 J_n 是 n 阶第一类 Bessel 函数。从公式 (4) 可以看出, 表达式有载波项和一阶边带项, 实现了单边带调制。之后, 使用一个色散元件 2 为载波和一阶边带引入一个色散 $\theta(\omega)$, 该色散值表示为:

$$\theta(\omega) = \frac{\beta_2}{2}(\omega - \omega_0)^2 \quad (5)$$

这个色散值与色散元件 1 不同的是, β_2 和 Φ_2 的正负值相反, 且 β_2 的绝对值要比 Φ_2 的绝对值大。经过色散元件 2 后, E_{DCF} 可以被表示为:

$$E_{DCF}(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{P_{OFC}(n)} [J_0(m) e^{-j(\omega_n t + \phi(\omega_n) + \theta(\omega_n) + \frac{\pi}{4} + \psi_n)} - 2J_1(m) e^{-j(\omega_n t + \omega_{RF} t + \phi(\omega_n) + \theta(\omega_n + \omega_{RF}) + \psi_n)}] \quad (6)$$

使用 waveshaper 对载波及其边带进行幅度配置并分为两路, 两路中分别进行了抽头值的预设。假设预设抽头系数为 $h(n)$, 其中, $h(m)$ 为抽头系数中正系数的绝对值, $h(k)$ 为抽头系数中负系数的绝对值。被设定为正系数的光载射频信号经过幅度配置赋值为 $h(m)$ 后输出到上路, 被设定为负系数的光载射频信号经过幅度配置赋值为 $h(k)$ 后输出到下路。经过 BPD 后, 上支路信号减去下支路信号, 于是下支路信号的抽头系数能够实现负值。假设 $P_{ws}(n)$ 是经过 waveshaper 配置后的第 n 阶载波及其边带的光功率, A_{SSB} 是一个包括 J_n 和其他相关常数的系数。用 sign 函数概括表示抽头系数的正负, 当预设的抽头系数为正时, sign 函数的值为 1, 预设的抽头系数为负时, sign 函数的值为 -1。因此信号经 BPD 处理后可以表示为:

$$I(t) \propto A_{SSB} e^{\frac{j\beta_2 \omega^2}{2}} \sum_{n=0}^{N-1} [\text{sign}(h(n)) P_{ws}(n)] \cos[\omega_{RF}(t - (-n\beta_2 \omega_r))] \quad (7)$$

滤波器的传输函数表达式为:

$$H(\omega_{RF}) = G(\omega) \sum_{n=0}^{N-1} [\text{sign}(h(n)) P_{ws}(n)] \exp(jn\omega_{RF} \beta_2 \omega_r) \quad (8)$$

式中: $G(\omega) = A_{SSB} \cdot \exp(j\beta_2 L_2 \omega^2 / 2)$ 。根据 FIR 滤波器的原理, 抽头数目越多, 滤波器的分辨率越高。大梳齿数量带来的大抽头数量, 可以实现很高的分辨率。而抽头系数的值由 $\text{sign}(h(n)) P_{ws}(n)$ 确定, 由于频率取样法设计的 $P_{ws}(n)$ 的不同, 通过配置 $P_{ws}(n)$, 滤波器的波形是任意可调的。除此之外, $P_{ws}(n)$ 都为正值, 而通过相干探测能够由 $\text{sign}(h(n))$ 的正负实现抽头系数的正负, 这在物理上实现了正负抽头系数, 消除了基带响应。

一般而言, 基于光频梳的 MPF 方案中, 杂散的主要来源有两个: 一是固定杂散 kf_r , 即光频梳梳齿之间的拍频; 二是镜频杂散 f_{sk} , 即梳齿与其它梳齿的边带之间的拍频, 这些杂散可以通过引入的预色散 Φ_2 进行抑制。相应杂散的传输函数表达式如下, 其中 $H(k\omega_r)$ 是固定杂散响应, $H(\omega_{sk})$ 是镜频杂散响应,

$$\omega_{sk} = 2\pi f_{sk}$$

$$H(k\omega_r) \propto \sum_{n=0}^{N-k-1} [\text{sign}(h(n)h(n+k))P_{ws}(n)P_{ws}(n+k)] \cdot \exp(jnk\omega_r(\beta_2\omega_r + \Phi_2\omega_r) + j(\psi_{n+k} - \psi_n)) \quad (9)$$

$$H(\omega_{sk}) \propto \sum_{n=0}^{N-k-1} [\text{sign}(h(n)h(n+k))P_{ws}(n)P_{ws}(n+k)] \cdot \exp(jn(\beta_2\omega_r\omega_{sk} + k\Phi_2\omega_r^2) + j(\psi_{n+k} - \psi_n)) \quad (10)$$

如图 2(a)、(b) 所示, 固定杂散 kf_r 代表梳齿之间的拍频, 镜频杂散 $f_{sk} = kf_r \pm f_{RF}$ 代表光频梳齿及其他边带之间的拍频。当不引入预色散, 即 $\Phi_2 = 0$ 时, 根据射频响应的 FSR 计算公式 $f_{FSR} = 1/(\beta_2\omega_r)$, 杂散和射频信号的响应有着相同的 FSR, 因此杂散 $H(k\omega_r)$ 、 $H(\omega_{sk})$ 和射频信号 $H(\omega_{RF})$ 的响应会混叠在一起, 杂散频率处于响应通带范围内, 不能被抑制。但当 $\Phi_2 \neq 0$ 时, 根

据公式 (9), 对于 $H(k\omega_r)$ 来说, 它的 FSR 按比例对 f_{FSR} 进行了缩放变为 $f_{FSR}' = 1/((\beta_2 + \Phi_2)\omega_r)$, 如图 2(c)、(d) 所示。图 2(c) 是未引入预色散的 $H(k\omega_r)$ 响应, 图 2(d) 是引入预色散后 $H(k\omega_r)$ 的响应。因为 kf_r 的频率是固定的, 当改变 $H(k\omega_r)$ 的 FSR 时, kf_r 不在该响应的通带范围内, 因此这个频率被抑制。而对于镜频杂散 f_{sk} 来说, 根据公式 (10) 可以推出, 虽然 $H(\omega_{sk})$ 的 FSR 不会发生改变, 但会产生 k 个 $\delta f = -\Phi_2/\beta_2 \times f_r$ 的偏移, 如图 2(e)、(f) 所示。图 2(e) 是未引入预色散的 $H(\omega_{sk})$ 响应、图 2(f) 是引入预色散后 $H(\omega_{sk})$ 的响应, 频率 f_{s2} 在通带范围外受到了抑制。以此类推, $H(\omega_{sk})$ 中心频率的改变使得镜频杂散 f_{sk} 不在该响应的通带范围内, 因此镜频杂散 f_{sk} 能够得到有效的抑制。由此两种杂散的响应得以和 $H(\omega_{RF})$ 分开, 该方案能够有效对杂散进行抑制。

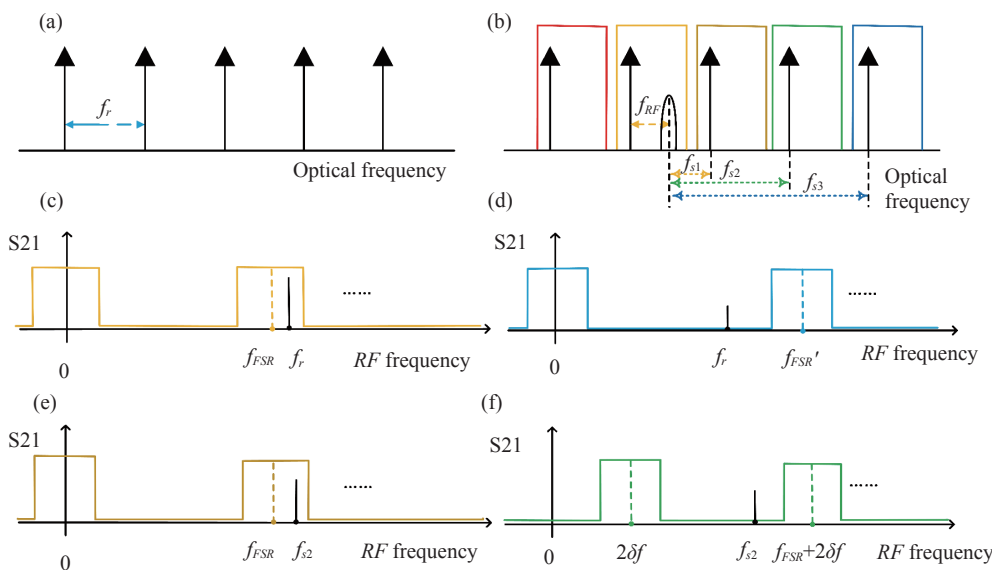


图 2 杂散抑制原理。(a) 固定杂散 kf_r 来源示意图; (b) 镜频杂散 f_{sk} 来源示意图; (c) 未引入预色散的 $H(k\omega_r)$ S21 的响应; (d) 固定杂散 $H(k\omega_r)$ S21 的响应; (e) 未引入预色散的 $H(\omega_{sk})$ S21 的响应; (f) 镜频杂散 $H(\omega_{sk})$ S21 的响应

Fig.2 The principle of spurious suppression. (a) Schematic diagram of the source of kf_r ; (b) Schematic diagram of the source of f_{sk} ; (c) S21 response of the $H(k\omega_r)$ without pre-dispersion; (d) The S21 response of $H(k\omega_r)$; (e) S21 response of the $H(\omega_{sk})$ without pre-dispersion; (f) The S21 response of $H(\omega_{sk})$

2 结果

文中提出的高分辨率可重构 MPF 的仿真 setup 如图 1(a) 所示。在仿真中, 所有的器件参数及仿真参数都参考实际器件可以实现的典型值设置, 并将建模后的器件通过矩阵运算搭建成为整体系统。系统产生

光频梳的方法为级联调制器法, 调制器共包括 1 个 MZM 和 5 个 PM。其中, MZM 工作在正交偏置点, 使用 RZ50 码型调制以平坦光频梳。该方案产生的光频梳的 FSR 为 11.2 GHz。单边带调制由 IQ 调制器实现, 调制器的上下臂调制器均工作在正交偏置点, 上下臂的相位差 $\pi/2$ 。色散元件 1 色散值为 405 ps/nm。

色散元件 2 的色散值设置为 -1010 ps/nm , 由此, 可以计算出该 MPF 的 FSR 为 11.03 GHz 。

2.1 滤波器的高分辨率性能

通过光频梳提供的大量抽头, 滤波器能够实现很高的频率分辨率。从图 3(a) 中可以看出, 通过级联电调制器法产生的光频梳平坦且对称, 共实现了 101 根平坦梳齿。设置 wavershaper 为全通, 即使用全部梳齿作为抽头时, 测量滤波器能够达到的频率分辨率。此

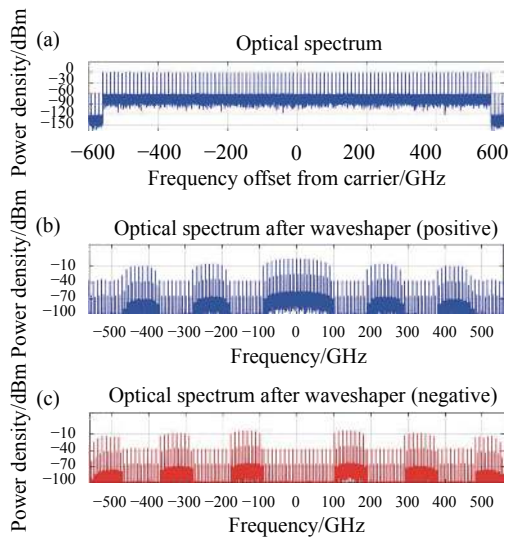
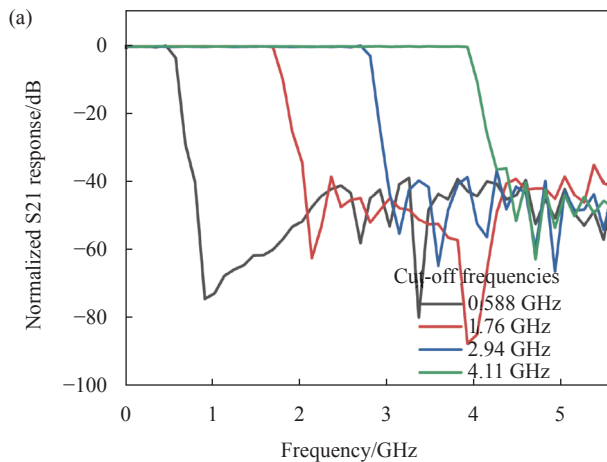


图 3 光频梳及经 wavershaper 幅度配置后的光载射频信号光谱图。

(a) 光频梳的光谱图; (b) 经过 wavershaper 输出后抽头系数为正的部分; (c) 经过 wavershaper 输出后抽头系数为负的部分

Fig.3 The optical spectrum of OFC and the signals after wavershaper amplitude configuration. (a) Optical spectrum of the optical frequency comb; (b) The wavershaper outputs for positive taps; (c) The wavershaper outputs for negative taps



时, 滤波器的响应如图 4 所示, 测量得到的 sinc 响应形状滤波器的 3 dB 带宽可以达到 93 MHz , 完成了数十 MHz 的频率分辨率。这表明以光频梳为基础的微波光子滤波器可以使用大量数量的梳齿来实现高的频率分辨率。

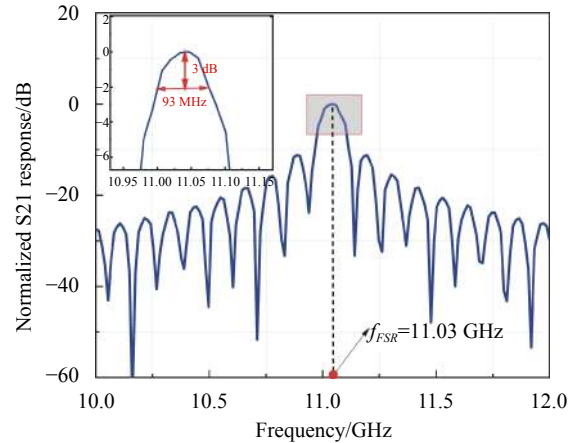
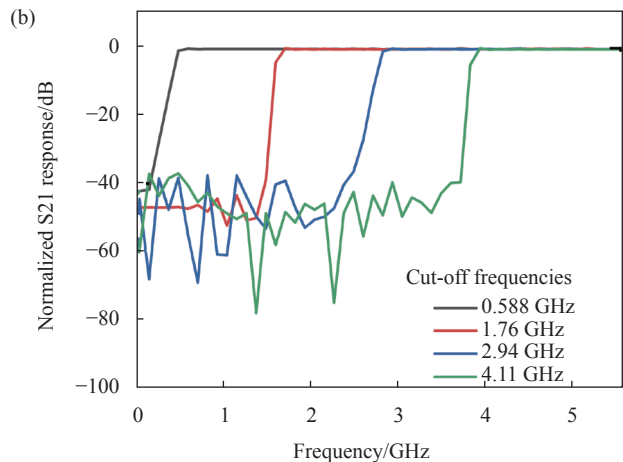


图 4 响应形状为 sinc 形的滤波器 FSR 及其 3 dB 带宽

Fig.4 The FSR and 3 dB bandwidth of a sinc shape filter

2.2 滤波器的可重构响应

通过对滤波器抽头的设置, 滤波器的形状可重构能力也被验证。通过对抽头的不同配置, 滤波器形状能够实现滤波中心频率、带宽、形状的任意可重构。图 5 展示了三种不同的基本滤波器响应 S21。图 5(a) 展示了低通滤波器的响应, 其截止频率分别为 0.588 、 1.76 、 2.94 、 4.11 GHz 。图 5(b) 展示了截止频率分别为 0.588 、 1.76 、 2.94 、 4.11 GHz 的高通滤波器。图 5(c) 展示了中心频率分别为 1.76 、 2.94 、 4.11 GHz 的带通



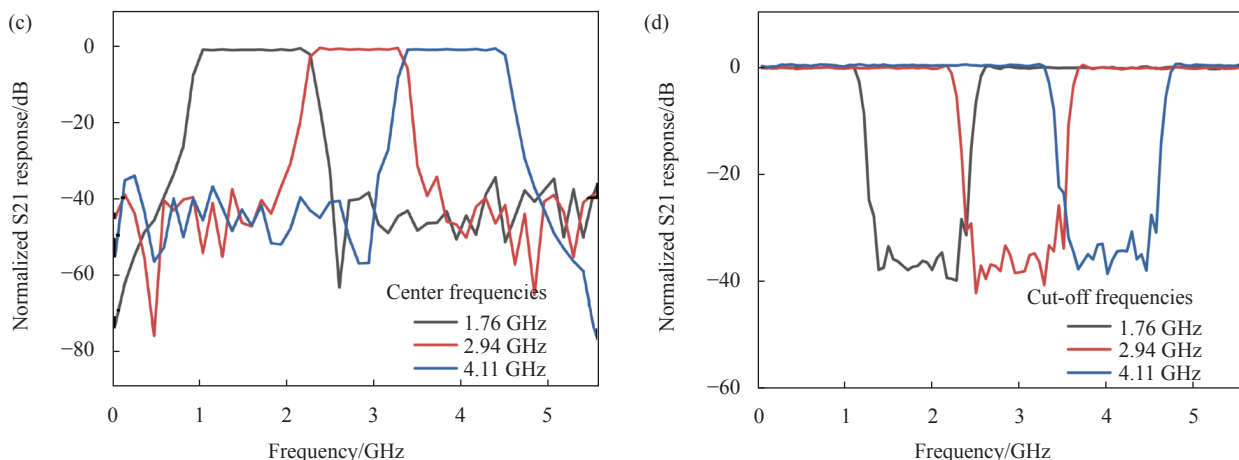


图 5 归一化 S21 响应。(a) 低通滤波器; (b) 高通滤波器; (c) 带通滤波器; (d) 带阻滤波器

Fig.5 Normalized S21 response. (a) Lowpass filters; (b) High-pass filters; (c) Bandpass filters; (d) Band-stop filters

滤波器, 其旁瓣抑制约为 40 dB。图 5(d) 展示了中心频率分别为 1.76、2.94、4.11 GHz 的带阻滤波器。除

了基础的滤波形状, 图 6(a) 和 (b) 分别展示滤波器所产生的高斯形滤波器和陷波滤波器形状。

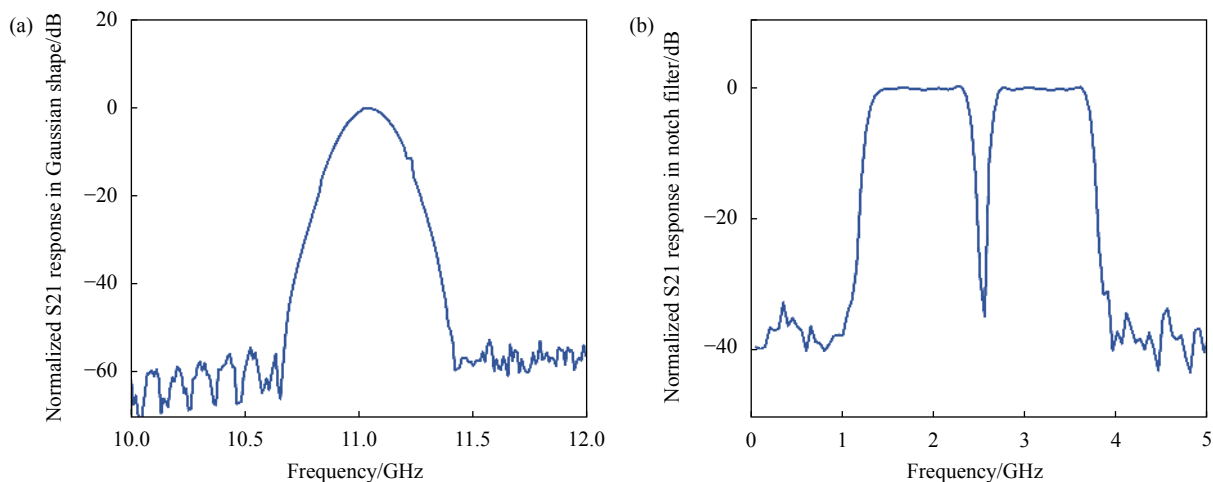


图 6 典型形状滤波器的 S21 响应。(a) 高斯型滤波器的 S21 响应; (b) 陷波滤波器的 S21 响应

Fig.6 Normalized S21 responses of typical filter shapes. (a) Normalized S21 response of Gaussian filter; (b) Normalized S21 response of a notch filter

2.3 滤波器的杂散抑制

除此之外, 通过在调制前引入预色散, 可以对杂散进行有效抑制。根据仿真中的参数设置, 滤波器的相应的 FSR 为 11.03 GHz。引入预色散后, 杂散频率成分 kf_r 的 FSR 变为 18.41 GHz, 杂散频率成分 f_{sk} 的 FSR 保持不变, 但其整体向右平移了 8.98 GHz。为了更好观察预色散对系统的杂散抑制效果, 将频率为 11.03 GHz 的单音信号输入系统中, 观察系统输出信号的频谱。如图 7(a) 所示, 在不引入预色散的情况下,

系统输出存在三个频率: 输入的射频频率 11.03 GHz, 很强的梳齿间拍频 $f_r=11.2$ GHz 以及梳齿同其它边带之间的拍频 $f_{s2}=2f_i-f_{RF}=11.37$ GHz。杂散频率的功率甚至超过了信号功率, 严重限制了滤波器的性能。引入预色散后, 系统输出见图 7(b), 可以看出频率为 11.2 GHz 的杂散被抑制约 41 dB, 而频率为 11.37 GHz 的杂散被抑制约 42 dB。这表明预色散的引入能够对滤波器中的杂散进行有效抑制, 扩大了滤波器的频率工作范围。

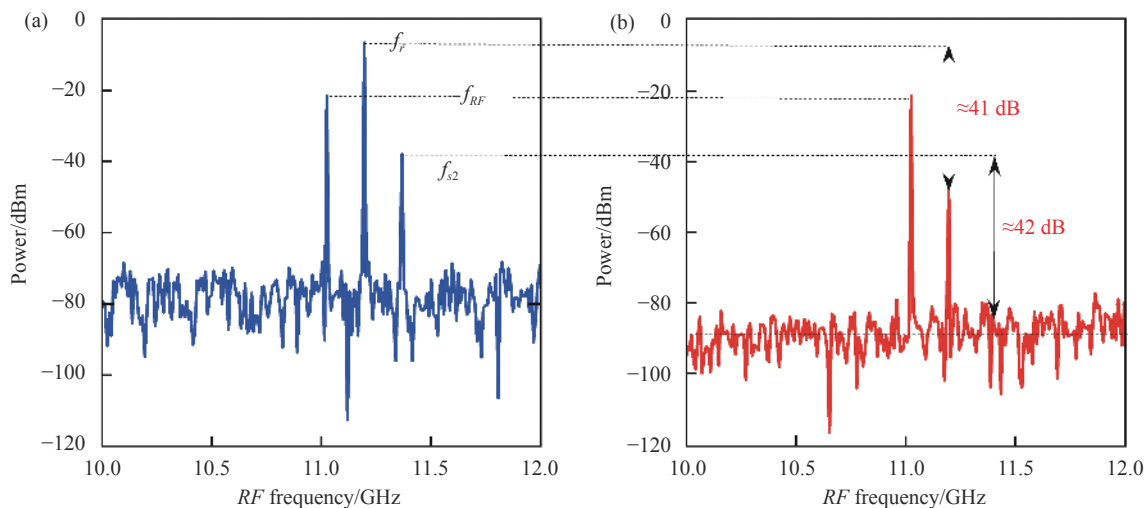


图 7 输入单音信号频率为 11.03 GHz 时的输出频谱图。(a) 没有预色散的情况; (b) 有色散值 405 ps/nm 的情况

Fig.7 Spectrum of the output signal, when a single RF signal of 11.03 GHz is directly into the filter. (a) Without the pre-dispersion; (b) With the dispersion of 405 ps/nm

3 结 论

文中基于光频梳的微波光子滤波器理论,提出了一种能够实现任意滤波形状的高分辨率可重构 MPF 方案。通过将级联电光调制器法产生的光频梳作为光源,使用 waveshaper 对信号的幅度进行灵活配置,并将信号分为两路从两个独立的端口输出。在恢复宽带射频信号时,采用相干探测技术,在物理上实现滤波器的正负抽头,最终完成无低通响应的任意响应形状的重构。大梳齿数量的平坦光频梳提高了抽头数量,实现了滤波器的高分辨率。此外,由于载波和边带引入的色散值不同,该滤波器能够有效抑制杂散频率分量。仿真展示了滤波器具有的 93 MHz 的高分辨率响应,并且构造了具有不同中心频率的低通、带通、高通和带阻滤波器,以及矩形、高斯形、sinc 形等任意滤波形状。此外,通过引入预色散,滤波器的杂散抑制比达到了 40 dB 以上。相关研究成果对微波光子滤波器性能改善具有重要意义。为了进一步提高滤波器的分辨率,可以通过增加级联相位调制器或加入非线性元件引入非线性效应提高光频梳的梳齿数量,从而提高抽头数量,实现分辨率的提高。此外,由于研究中杂散抑制比与现实需求相比仍相对较低,未来可探寻进一步提高杂散抑制比的新方法。

参考文献:

[1] Capmany J, Ortega B, Pastor D, et al. A tutorial on microwave

photonic filters [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2006, 24(1): 201-229.

[2] Minasian R A, Chan E H W, Yi X K, et al. Photonic signal processing of microwave signals [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(2): 832-846.

[3] Yao J. Microwave photonics [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 314-335.

[4] Xing Yunlu, Li Shangyuan, Xue Xiaoxiao, et al. High-frequency broadband-distributed coherent-aperture microwave photonic imaging radar [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2021, 48(15): 1517003. (in Chinese)

[5] Li Ming, Hao Tengfei, Li Wei. High-frequency broadband-distributed coherent-aperture microwave photonic imaging radar [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2021, 50(7): 20211042. (in Chinese)

[6] Shu H, Chang L, Tao Y, et al. Microcomb-driven silicon photonic systems [J]. *Nature*, 2022, 605(7910): 457-463.

[7] Li J, Dai Y, Yin F, et al. Megahertz-resolution programmable microwave shaper [J]. *Optics Letters*, 2018, 43(8): 1878-1881.

[8] Gao Y, Li S, Xue X, et al. W-band high-Q microwave photonic filter with the third-order dispersion precompensation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(11): 2152-2160.

[9] Chen H, Lee M, Won Y H, et al. High-speed switchable dual-passband microwave photonic filter with dual-beam injection in an SMFP-LD [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(24): 7966-7972.

[10] Wang T, Xiao J L, Wu J L, et al. Dual-passband microwave photonic filter based on a directly modulated microcavity laser

- [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2021, 33(4): 185-188.
- [11] Capmany J, Pastor D, Ortega B, et al. New and flexible fiber-optic delay-line filters using chirped Bragg gratings and laser arrays [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1999, 47(7): 1321-1326.
- [12] Jiao Z, Yao J. Passband-switchable and frequency-tunable dual-passband microwave photonic filter [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(19): 5333-5338.
- [13] Hamidi E, Leaird D E, Weiner A M, et al. Tunable programmable microwave photonic filters based on an optical frequency comb [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, 2010, 58(11): 3269-3278.
- [14] Xue Xiaoxiao, Zheng Xiaoping. Novel microwave photonic applications based on integrated microcombs (Invited) [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2021, 50(7): 20211046. (in Chinese)
- [15] 张馨, 张江华, 李仪茗, 等. 高平坦大带宽可调谐电光光频梳光源[J]. *中国激光*, 2021, 48(1): 0116002.
- [16] Song M, Long C M, Wu R, et al. Reconfigurable and tunable flat-top microwave photonic filters utilizing optical frequency combs [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 23(21): 1618-1620.
- [17] Zhu Z, Chi H, Jin T, et al. All-positive-coefficient microwave photonic filter with rectangular response [J]. *Optics Letters*, 2017, 42(15): 3012-3015.
- [18] Tan M, Xu X, Wu J, et al. Photonic RF and microwave filters based on 49 GHz and 200 GHz Kerr microcombs [J]. *Optics Communications*, 2020, 465: 125563.
- [19] Xue X, Xuan Y, Kim H, et al. Programmable single-bandpass photonic RF filter based on Kerr comb from a microring [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(20): 3557-3565.
- [20] He Chao, Liao Tongqing, Wu Sheng, et al. Tunable narrow bandwidth negative coefficient microwave photonic filter [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2017, 46(9): 0920003. (in Chinese)
- [21] Yan Yi, Liao Tongqing, Lv Xiaoguang, et al. Novel multitap complex coefficient microwave photonic filter [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2019, 48(1): 0120001. (in Chinese)
- [22] Liao J, Xue X, Wen H, et al. A spurious frequencies suppression method for optical frequency comb based microwave photonic filter [J]. *Laser & Photonics Reviews*, 2013, 7(4): L34-L38.

High resolution microwave photonic filter with arbitrary filtering shape

Wang Jingwen, Yin Zikai, Yin Feifei*, Dai Yitang

(State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract:

Objective Microwave photonic filter is one of hot research topics in recent years due to their ability to achieve high bandwidth, anti-electromagnetic interference, fast tunability and reconfigurability with the advantage of optical devices. In order to realize the flexible reconfiguration of the filter response, the response can be flexibly configured by constructing a finite impulse response filter in the optical domain, where the taps can be flexibly configured. Optical frequency combs are capable of providing a larger number of combs as filter taps and are now widely used. A large number of combs allow for more taps, implying a larger quality factor and a larger time bandwidth product, which also allows for higher frequency resolution. However, in optical frequency comb-based filter schemes, simply having a large number of taps are not enough to achieve arbitrary reconfigurability of the filter shape. It is well known that positive coefficient tapped finite impulse response filters can only achieve a low-pass response, whereas bandpass, high-pass or more complex waveforms require the introduction of negative coefficients in the taps. With the help of programmable waveshaper to differentially control different combs of the optical frequency comb in the optical domain, combined with optical devices such as photodetectors, filters with

positive and negative coefficients can be realized. In addition, in the process of realizing the response, the beat frequency between the comb lines of the optical frequency comb introduces unwanted spuriousness. Therefore, the operating frequency of existing optical comb-based microwave photonic filter schemes must be strictly limited to a single "Nyquist zone," which undoubtedly limits the operating frequency range of the filter. By introducing proper pre-dispersion, this spurious signal can be effectively suppressed and the operating frequency range of microwave photonic filter can be expanded.

Methods A high-resolution reconfigurable microwave photonic filter scheme based on optical frequency comb is proposed to address the above problem (Fig.1). By using waveshaper to realize the independent and flexible configuration of each tap, combined with balanced photodetectors, the positive and negative taps of the filter are realized, which can complete the formation of arbitrary filter waveforms without low-pass response. By using a flat optical frequency comb with a large number of combs generated by a cascaded electro-optic modulator as a light source, the filter is able to achieve high resolution in the order of tens of MHz. At the same time, the spurious signals are effectively suppressed by introducing pre-dispersion so that different values of dispersion are introduced to the carrier and sidebands (Fig.2).

Results and Discussions The simulation verifies that the filter has a high resolution of 93MHz (Fig.3), (Fig.4), the spurious suppression of more than 40 dB (Fig.7), and the innovative construction of low-pass, band-pass, high-pass, and band-stop filters with different center frequencies, as well as arbitrary filter shapes such as rectangular, Gaussian, and sinc (Fig.5), (Fig.6), which plays a leading role in the subsequent research of microwave photonic filter.

Conclusions The theory of microwave photonic filter based on optical frequency combs proposes a high-resolution reconfigurable microwave photonic filter scheme capable of realizing arbitrary filter shapes. By using the optical frequency comb generated by the cascaded electro-optic modulator method as a light source, the amplitude of the signal is flexibly configured using a waveshaper, and the signal is split into two outputs from two independent ports. In recovering the broadband radio frequency signal, coherent detection technique is used to physically realize the positive and negative taps of the filter, which ultimately accomplishes the reconstruction of arbitrary response shapes without low-pass response. A flat optical frequency comb with a large number of combs increase the number of taps and realizes the high resolution of the filter. In addition, the filter is able to effectively suppress the spurious frequency components due to the different dispersion values introduced by the carrier and sidebands. Simulations demonstrate the high-resolution response of the filter at 93 MHz, and low-pass, band-pass, high-pass, and band-stop filters with different center frequencies, as well as arbitrary filter shapes such as rectangular, Gaussian, and sinc shapes, are constructed. In addition, by introducing pre-dispersion, the filter achieves a spurious rejection ratio of more than 40 dB.

Key words: microwave photonics; microwave photonic filter; coherent detection technology; reconfigurability; high resolution; spurious interference suppressing