

高形状因子可编程微波光子滤波器集成芯片

廖莎莎^{*①} 廖柯^② 廖希^① 刘力^③

^①(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400060)

^②(重庆声光电公司 重庆 400060)

^③(中国地质大学自动化学院 武汉 430074)

摘要: 为了适应新型通信技术发展, 该文提出了一种高形状因子、可编程的微波光子滤波器集成芯片。该滤波器芯片采用绝缘体上硅材料(SOI), 利用有限冲击响应原理, 通过调节各支路上的热光调制器, 可以实现带宽可调、形状因子大于0.55的滤波曲线, 以及中心频率可调、带宽可调和滤波形状可变3种不同滤波功能。该滤波器尺寸小、重量轻、灵活性高, 能适用于大带宽信号处理, 并能提供一种理想的信道划分方式, 可广泛应用于国防领域和5G网络中。

关键词: 微波光子滤波器; 高形状因子; 可编程滤波器

中图分类号: TN928, TN929.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)11-2606-08

DOI: [10.11999/JEIT181156](https://doi.org/10.11999/JEIT181156)

Integrated Programmable Microwave Photonic Filter with High Shape-factor

LIAO Shasha^① LIAO Ke^② LIAO Xi^① LIU Li^③

^①(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400060, China)

^②(Chongqing Acoustic-Optic-Electronic Co., Chongqing 400060, China)

^③(School of Automation, China University of Geosciences, Wuhan 430074, China)

Abstract: In order to accommodate the development of new communication technology, an integrated programmable microwave photonic filter with high shape-factor is proposed in this paper. This filter is based on Silicon-On-Insulator (SOI) and an eight-tap finite impulse response. By controlling the thermal heaters on the amplitude modulator and phase modulator of each tap, a rectangular filter with tunable bandwidth and high shape-factor greater than 0.55 is obtained. Furthermore, the tunability of central frequency, bandwidth and variable pass-band shape can be also realized. Small size, light weight and flexibility are advantages of the preposed filters, moreover, it can be applied to large bandwidth signal processing and an alternative method to part the channels. So it can be widely used in defense field and 5G networks.

Key words: Microwave photonic filter; High shape-factor; Programmable filter

1 引言

随着日益增长的通信容量需求, 新型通信技术

也在不断发展。将微波通信与光子技术相结合的新兴交叉学科——微波光子学, 因其兼具微波通信与光子技术的优势, 受到了广泛的关注^[1,2]。微波滤波器是微波通信系统的核心器件之一, 随着5G通信技术的兴起, 待处理微波信号的带宽和动态范围均大大增加, 传统电学滤波器已很难满足滤波需求, 这给后续信号处理带来了极大的困难。采用微波光子技术实现的微波光子滤波器在信号处理频率、带宽、灵活性方面都远优于传统电学滤波器, 更能适应通信系统的发展^[3-7]。形状因子一般定义为滤波器3 dB带宽和20 dB带宽之比, 这个值越接近1, 则表示滤波器的边沿越陡峭。高形状因子的

收稿日期: 2018-12-17; 改回日期: 2019-07-22; 网络出版: 2019-08-01

*通信作者: 廖莎莎 liaoss@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61801063, 61801062, 61805215), 重庆市教育委员会科学技术研究项目(KJQN201800605), 重庆邮电大学博士启动基金(A2017-115)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61801063, 61801062, 61805215), The Scientific and Technological Research Program of Chongqing Municipal Education Commission (KJQN201800605), The Dr. Start-up Funding of Chongqing University of Posts and Telecommunications (A2017-115)

滤波器能提供理想的信道划分方法,这将给后续微波信号处理带来很大的便利。而滤波器的可编程特性主要体现在3个方面,即中心频率可调、带宽可调和滤波形状可变。显而易见,能同时满足以上3种功能的滤波器将具有极大的灵活性,能够应用于不同频率、不同传输速率和不同调制格式的信号处理,这将极大地降低微波信号处理系统的复杂度。

微波光子滤波器的研究受到国内外学者的广泛关注,实现方式也有多种。直接构建有限冲激响应(Finite Impulse Response, FIR)结构方法是实现微波光子滤波器中最为常见的方法。该方法是将待处理的微波信号调制在光信号上,通过对光信号的调制和延时,实现不同幅度、相位和延时的微波信号支路,最终实现微波滤波的效果。自2008年以来,国内外研究团队将直接构建FIR结构微波光子滤波器从单纯正系数推动到能够实现正、负系数再发展到能实现复系数。虽然这一发展使得滤波器的调谐精度和可实现形状的种类都得到了很大地提升。但是也使得滤波器系统变得越来越复杂,难以实现小型化和集成化。实现微波光子滤波器的另一种常见方法是控制包含微波信号信息的光信号边带。该方法是通过改变边带与光载波、边带与边带间的相对功率,以及边带或光载波的形状来实现微波滤波。控制光信号边带可以采用受激布里渊散射(Stimulated Brillouin Scattering, SBS)效应、光纤布拉格光栅(Fiber Bragg Grating, FBG)^[8]、微环^[5]或马赫泽德干涉仪(Mach-Zehnder Interferometer, MZI)^[9]等光学器件。2012年,澳大利亚悉尼大学的Benjamin Eggleton教授团队利用 As_2S_3 波导中的SBS效应实现了中心波长和带宽皆可调滤波器^[10],形状因子为0.286~0.5。虽然SBS效应具有阈值低、自然线宽窄、可以灵活控制等优点。但SBS效应对泵浦设备要求较高,为了实现控制光信号边带的目的,需要对泵浦光进行精确控制,这无疑增加了实现滤波器的难度,也提高了滤波器系统的成本。除此之外,产生SBS效应的 As_2S_3 波导,不但价格较高,也无法与现有CMOS工艺兼容,不利于大规模集成。相比之下,采用FBG、微环和MZI的方案对相关仪器的要求低得多,而且能通过热调、电调等方法有效地改变FBG和微环的反射/谐振波长,从而改变微波滤波器的中心频率^[11]。特别是采用微环和MZI结构的集成方案,器件结构简单紧凑,是十分优良的滤波器方案。从事该类滤波器研究的国内外学者也很多,比如丹麦技术大学的Christophe Peucheret^[9]、美国普渡大学的Andrew M. Weiner^[12]、上海交通大学苏翼凯教授^[13]、华中科技大学的董建绩教授^[5]、

北京大学周治平教授^[14]等。但是由于制作完成的FBG和微环的反射谱和谐振谱的形状难以改变,所以利用该方法实现滤波器的带宽调节范围较窄,滤波形状也很难有较大变化。实现滤波器的形状因子通常只有0.3左右^[11,15]。2016年,西班牙瓦伦西亚大学Jose Capmany教授团队^[16]实现了单片集成的微波光子滤波器。该方案将激光器、调制器、微环和MZI相结合实现的滤波器、探测器都集成在单一芯片上,虽然最终输出射频信号的质量不佳,但这也揭示了微波光子滤波器未来单片化、微型化的发展方向,让微波光子滤波器的发展进入了崭新的阶段。总结上述国内外微波光子滤波器方案,可以发现仍然存在几个不足:微波光子滤波器的可调谐性较弱,同时实现中心波长可调和大范围带宽可调的方案较少,对于特殊滤波形状的研究几乎没有;对于滤波器形状因子的研究较少,滤波器的形状因子通常在0.5以下^[17,18]。

针对现有微波滤波器的不足,本文提出一种高形状因子、可编程微波光子滤波器集成芯片方案。本方案采用将微波滤波转移到光学滤波的方法,通过设计光学滤波器实现微波滤波的功能。该滤波器芯片可以实现带宽调节范围7.3 GHz、形状因子大于0.55的高形状因子滤波器和中心频率调节范围10 GHz、带宽调节范围7.3 GHz、滤波形状可变的可编程滤波器。本滤波器不但能与现有CMOS工艺兼容,体积小、尺寸低至 mm^2 量级、重量轻、灵活性高,更由于具有较高的形状因子,能在大带宽信号处理中提供一种理想的信道划分方式,可广泛应用于国防领域和5G网络。

2 高形状因子、可编程微波光子滤波器原理

本文所提滤波器系统原理图如图1所示,其中的小图为各节点处信号的频谱示意图。在该滤波系统中,待处理的微波信号首先被电光调制器加载到光载波(单波长激光)上,此时在光载波的周围会产生多个边带,如节点C处频谱所示;然后,用滤波器处理其中一个边带信号,使其满足滤波要求;再后,将原始的光载波信号重新注入到系统中;最后利用光电探测器拍频就能得到与滤波曲线相同的微波信号频谱,而微波信号的中心频率就等于光学滤波器中心频率和光载波频率之差。由此可见,只需要设计光学滤波器的相关参数,提高光学滤波器的性能,就能实现改善微波滤波性能的目标。

本文所提滤波器芯片结构示意图如图2所示,该滤波器采用8路FIR结构和绝缘体上硅材料,包含 1×8 耦合区、延时区、相位调制阵列、幅度调制阵列和Sagnac反射镜等5个部分。其中 1×8 耦合区

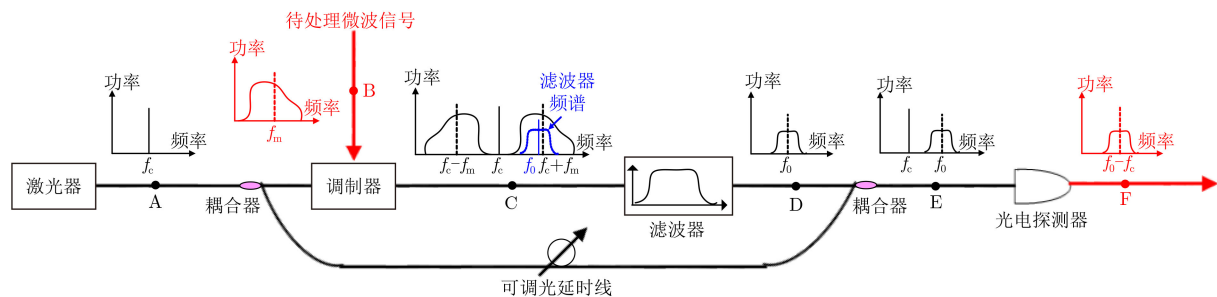


图1 微波光子滤波器系统结构和各节点频谱示意图

采用3级级联的多模干涉仪(MultiMode Interferometer, MMI)结构, 单个对称的 1×2 MMI可以将输入光信号均分为两路, 将多个MMI如图2所示的那样3级级联起来, 就可以将输入的光信号均分为8路。由于光信号经过不同长度波导时会产生延时, 所以芯片中采用不同长度的波导来实现延时区域。为了满足FIR结构, 相邻支路的延时差恒定。芯片中的相位调制阵列和幅度调制阵列, 都依靠微型热电极实现, 这是由于硅材料具有极高的导热系数、较大的热光系数和简单的热光器件制作工艺。对于室温下、1550 nm波段的光信号, 硅材料的热光系数可以认为是定值: $1.86 \times 10^{-4}/\text{K}$, 即当温度升高1 K时, 硅材料的折射率增加 1.86×10^{-4} 。折射率的变化将引起光信号相位的变化, 所以只需在波导上制作微型热电极就可以实现相位调制。同理, 将微型热电极制作在MZI的一臂上, 就可以实现光信号幅度调制。

Sagnac反射镜的结构示意图如图3所示, 反射镜由1个 2×2 MMI和一段连接MMI两输出端的弧形波导实现。Sagnac反射镜的两输入端a和b分别连接幅度调制器的两臂, 2×2 MMI多模波导区的长度被设置为 $L_\pi/2$ (L_π 为多模波导区中基模和1阶模的拍长), 此时MMI成对成像, 即光信号从a和b端口输入时, c和d端口输出的光信号功率相同、相位相

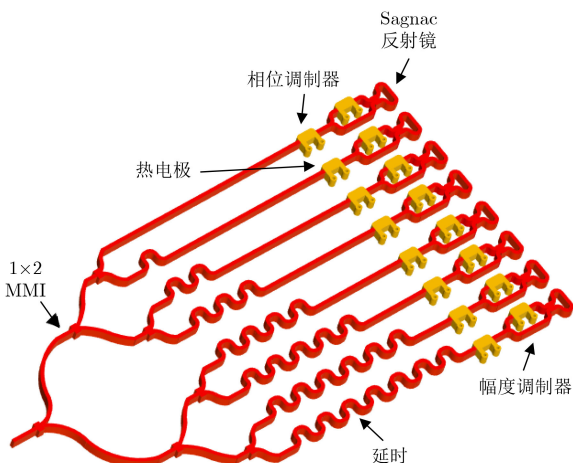


图2 微波光子滤波器芯片结构示意图

差 $\pi/2$ 。当光信号从两个相反方向经过弧形波导, 并再次经过MMI多模波导区后, 光信号能实现100%的反射^[19,20]。由于滤波器芯片拥有完美的对称性, 在芯片中加入反射镜后, 光信号将正反两次经过幅度调制阵列、相位调制阵列和延时区, 这不但能将延时区长度缩小1/2, 更能将调制阵列的功耗减少1/2。

由于光路可逆, 光信号在被反射镜反射并依次通过调制阵列和延时区后, 将在 1×8 耦合器由8路合并为1路, 最终输出。假设8路的幅度调制阵列和相位调制阵列的调制系数分别为 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_8$ 和 $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_8$, 相邻两个支路间的延时差为 τ , 则滤波器的传递函数可以表示为

$$H(\omega) = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 2\alpha_i e^{j(i\omega\tau + 2\phi_i)} \quad (1)$$

其中, ω 为光信号的角频率。由式(1)可知, 通过调节各支路的幅度调制系数和相位调制系数, 该芯片可以实现高形状因子微波滤波器和可编程微波滤波器。芯片中相邻支路的延时差设计为100 ps, 因此滤波器的FSR为10 GHz。

3 高形状因子、可编程微波光子滤波器仿真结果

本文所提滤波器芯片具有高形状因子和可编程两种特性, 由于高形状因子特性中将讨论在不同带宽下滤波器的形状因子, 所以本文将仿真结果分为3种类型: (1)带宽可调、高形状因子滤波器仿真; (2)中心频率可调滤波器仿真; (3)滤波形状可变滤波器仿真。仿真采用matlab软件, 具体步骤为:

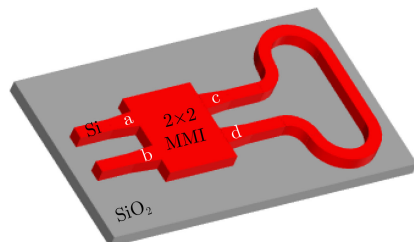


图3 Sagnac反射镜结构示意图

步骤 1 在matlab软件中绘制出理想滤波曲线；

步骤 2 将各支路相位调制系数设置为0，利用matlab中自带的拟合工具，将理想滤波曲线和式1带入其中，计算出各支路的幅度调制系数；

步骤 3 将步骤2中得到的幅度调制系数作为拟合初值，利用非线性拟合函数计算出各支路的幅度调制系数和相位调制系数，并进行归一化；

步骤 4 编写优化程序，程序中以平均误差函数作为判定标准，改变各支路调制系数，其中幅度调制系数变化范围为 $\pm\alpha_i \times 20\%$ ，变化精度为 $\alpha_i \times 1e^{-4}$ 或 $1e^{-6}$ (取较大值)，相位调制系数变化范围为 $\pm\phi_i \times 20\%$ ，变化精度为 $\phi_i \times 1e^{-4}$ 或 $1e^{-6}$ (取较大值)，遍历所有取值，输出最小平均误差时，各支路幅度调制和相位调制系数。

带宽可调、高形状因子滤波器的仿真结果如图4所示。其中横坐标采用归一化频率，0 GHz对应1550 nm的光信号。为了实现不同的滤波器带宽，需要改变幅度调制阵列和相位调制阵列的取值。本文将不同滤波情况下调制阵列的取值编号，具体结果如下：当幅度和相位调制阵列为取值1时，滤波器频谱如图4中绿色实线所示，其中 $\alpha = [0.38, 0.65, 0.87, 1.00, 1.00, 0.87, 0.65, 0.38]$ ， $\phi = [0, 0.02\pi, 0.03\pi, 0.05\pi, 0.06\pi, 0.08\pi, 0.09\pi, 0.10\pi]$ ，本文中调制系数取值只保留了2位小数。此时滤波曲线的3 dB带宽为1.34 GHz，形状因子为0.55。当改变幅度调制阵列和相位调制阵列的取值，使之达到取值2时，滤波器频谱变为图4中的黑色实线，此时 $\alpha = [0.47, 0.83, 1.00, 0.89, 0.54, 0.12, 0.19, 0.28]$ ， $\phi = [0.04\pi, 0.11\pi, 0.19\pi, 0.27\pi, 0.35\pi, 0.42\pi, 0, 0.08\pi]$ ，滤波曲线的3 dB带宽为2.58 GHz，形状因子为0.64。为了实现如图4中蓝色实线和黄色虚线的滤波曲线，滤波器中幅度调制阵列和相位阵列的取值应分别为： $\alpha = [0.38, 0.85, 1.00, 0.66, 0.08, 0.31, 0.29, 0.03]$ ， $\phi = [0.97\pi, 0.98\pi, 0, 0.02\pi,$

$0.03\pi, 0.55\pi, 0.56\pi, 0.58\pi]$ 和 $\alpha = [0.45, 1.00, 0.92, 0.20, 0.35, 0.27, 0.16, 0.20]$ ， $\phi = [0.91\pi, 0.92\pi, 0.94\pi, 0.95\pi, 0.47\pi, 0.48\pi, 0, 0.02\pi]$ ，本文把它们分别编号为取值3和取值4。此时滤波器3 dB带宽分别为3.29 GHz和4.40 GHz，形状因子分别为0.68和0.75。

与上述操作类似，本文继续改变滤波器幅度调制阵列和相位调制阵列的取值，当将其设置为 $\alpha = [0.58, 1.00, 0.44, 0.29, 0.18, 0.20, 0.06, 0.15]$ ， $\phi = [0.98\pi, 0, 0.02\pi, 0.53\pi, 0.55\pi, 0.06\pi, 0.08\pi, 0.59\pi]$ (编号为取值5)时，滤波曲线如图4中红色虚线所示，滤波器的3 dB带宽为5.53 GHz，形状因子为0.80。图4中绿色虚线、黑色虚线和蓝色虚线所示滤波曲线的3 dB带宽分别为6.58 GHz, 7.60 GHz和8.64 GHz，形状因子分别为0.83, 0.85和0.88。为了实现上述3种滤波曲线，滤波器的幅度调制阵列和相位调制阵列应分别被设置为： $\alpha = [0.80, 1.00, 0.02, 0.31, 0.20, 0.04, 0.16, 0.09]$ ， $\phi = [0.69\pi, 0.76\pi, 0.37\pi, 0.43\pi, 0, 0.09\pi, 0.66\pi, 0.23\pi]$ ， $\alpha = [1.00, 0.80, 0.34, 0.02, 0.14, 0.17, 0.11, 0.01]$ ， $\phi = [0.98\pi, 0, 0.52\pi, 0.03\pi, 0.05\pi, 0.56\pi, 0.08\pi, 0.59\pi]$ 和 $\alpha = [1.00, 0.35, 0.27, 0.20, 0.13, 0.07, 0.01, 0.03]$ ， $\phi = [0.98\pi, 0, 0.52\pi, 0.03\pi, 0.55\pi, 0.06\pi, 0.58\pi, 0.59\pi]$ ，本文将它们编号为取值6、取值7和取值8。表1为带宽可调、高形状因子滤波器幅度调制阵列、相位调制阵列取值，以及3 dB和形状因子等相关特性参数。由图4可知，该滤波器在不同带宽的情况下形状因子均大于0.55，而滤波器带宽的最大调节范围为7.3 GHz。

为实现中心频率可调滤波器，只需要在保持各支路幅度调制系数不变的情况下，在各支路加入等差数列相位。假设在各支路上加入的等差数列相位为 $2i\Delta\varphi$ ($i = 1, 2, \dots, 8$)，那么该滤波器的传递函数变为

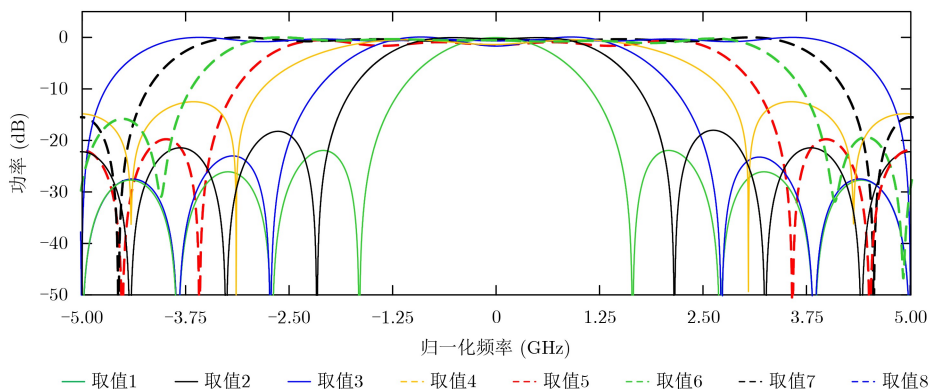


图4 带宽可调、高形状因子滤波器仿真结果

表 1 带宽可调、高形状因子滤波器幅度调制阵列、相位调制阵列取值及相关特性参数

编号		1	2	3	4	5	6	7	8
幅度调制阵列	α_1	0.38	0.47	0.38	0.45	0.58	0.80	1.00	1.00
	α_2	0.65	0.83	0.85	1.00	1.00	1.00	0.80	0.35
	α_3	0.87	1.00	1.00	0.92	0.44	0.02	0.34	0.27
	α_4	1.00	0.89	0.66	0.20	0.29	0.31	0.02	0.20
	α_5	1.00	0.54	0.08	0.35	0.18	0.20	0.14	0.13
	α_6	0.87	0.12	0.31	0.27	0.20	0.04	0.17	0.07
	α_7	0.65	0.19	0.29	0.16	0.06	0.16	0.11	0.01
	α_8	0.38	0.28	0.03	0.20	0.15	0.09	0.01	0.03
相位调制阵列	ϕ_1	0	0.04π	0.97π	0.91π	0.98π	0.69π	0.98π	0.98π
	ϕ_2	0.02π	0.11π	0.98π	0.92π	0	0.76π	0	0
	ϕ_3	0.03π	0.19π	0	0.94π	0.02π	0.37π	0.52π	0.52π
	ϕ_4	0.05π	0.27π	0.02π	0.95π	0.53π	0.43π	0.03π	0.03π
	ϕ_5	0.06π	0.35π	0.03π	0.47π	0.55π	0	0.05π	0.55π
	ϕ_6	0.08π	0.42π	0.55π	0.48π	0.06π	0.09π	0.56π	0.06π
	ϕ_7	0.09π	0	0.56π	0	0.08π	0.66π	0.08π	0.58π
	ϕ_8	0.10π	0.08π	0.58π	0.02π	0.59π	0.23π	0.59π	0.59π
3 dB带宽(GHz)	1.34	2.58	3.29	4.40	5.53	6.58	7.60	8.64	
形状因子	0.55	0.64	0.68	0.75	0.80	0.83	0.85	0.88	

$$\begin{aligned}
 H_{\Delta\varphi}(\omega) &= \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 2\alpha_i e^{j(i\omega\tau + 2\phi_i + 2i\Delta\varphi)} \\
 &= \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 2\alpha_i e^{j[i\tau(\omega + \frac{2\Delta\varphi}{\tau}) + 2\phi_i]} \\
 &= \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 2\alpha_i e^{j(i\omega'\tau + 2\phi_i)} = H(\omega') \quad (2)
 \end{aligned}$$

其中, $\omega' = \omega + 2\Delta\varphi/\tau$ 。由式(2)可以看出, 在各支路上加入等差数列相位后, 滤波器的传递函数形状没有改变, 但中心频率发生了平移。

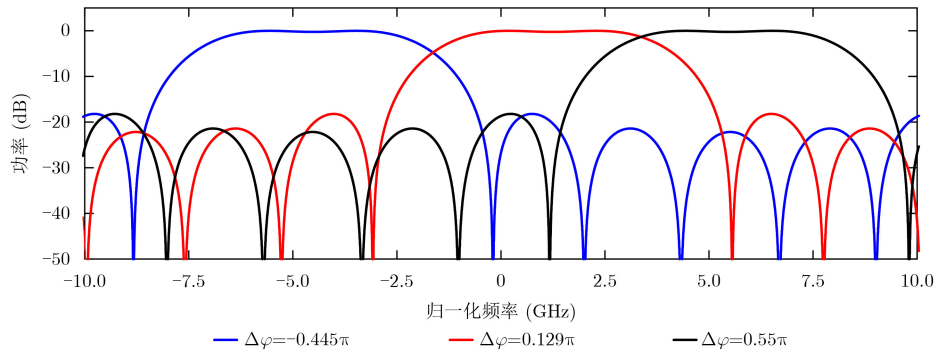
图5为中心频率可调滤波器和滤波形状可变滤波器的仿真结果, 其中, 图5(a)为中心频率可调滤波器的仿真结果。本文选取的初始幅度调制阵列和相位调制阵列的取值为取值2, 即 $\alpha = [0.47, 0.83, 1.00, 0.89, 0.54, 0.12, 0.19, 0.28]$, $\phi = [0.04\pi, 0.11\pi, 0.19\pi, 0.27\pi, 0.35\pi, 0.42\pi, 0, 0.08\pi]$ 。此时滤波曲线如图4中的黑色实线所示。如果在滤波器各支路中加入等差数列相位 $\Delta\varphi = -0.445\pi$, 则滤波器的频谱形状没有改变, 中心频率向左移动, 如图5(a)中蓝色实线所示。此时中心频率的改变量为2.225 GHz。相似地, 当加入的等差数列相位 $\Delta\varphi = 0.129\pi$ 和 $\Delta\varphi = 0.55\pi$ 时, 滤波器的频谱分别由图5(a)中的红色实线和黑色实线表示, 其中心频率的改变量分别为0.645 GHz和2.75 GHz。而当

$\Delta\varphi = 2\pi$ 时, 滤波器滤波曲线中心频率的改变量达到最大, 为10 GHz, 与滤波器的FSR相同。

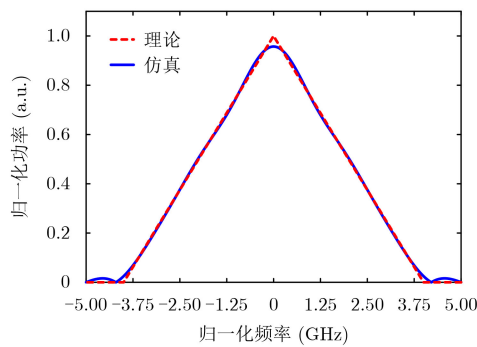
滤波形状可变滤波器的仿真结果如图5(b)–图5(e)所示。为了实现不同的滤波形状, 采用的方法仍然是同时控制滤波器的幅度调制阵列和相位调制阵列。图5(b)中蓝色实线展示的是仿真得到的三角形滤波曲线, 此时滤波器幅度调制阵列和相位调制阵列的取值为: $\alpha = [0.45, 1.00, 0.71, 0.13, 0.04, 0.08, 0.01, 0.02]$, $\phi = [0, 0.02\pi, 0.03\pi, 0.05\pi, 0.06\pi, 0.08\pi, 0.09\pi, 0.11\pi]$ 。理想的三角形滤波曲线同样由红色虚线绘制在图5(b)中, 通过图片可以发现两者十分吻合。为了定量地分析两者间的差别, 本文采用理想滤波曲线和仿真所得滤波曲线的平均误差来表征仿真所得滤波曲线的质量。平均误差可以表示为

$$\text{Error} = \frac{1}{\text{FSR}} \int_{\text{FSR}} |g_s(f) - g_i(f)| \cdot df \quad (3)$$

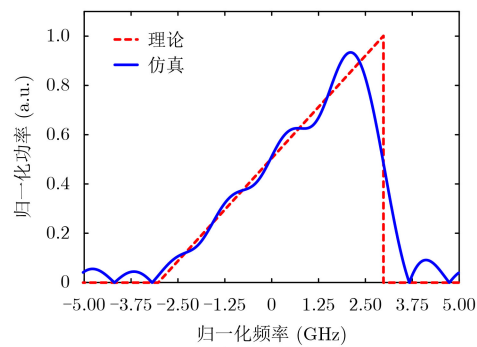
其中, $g_s(f)$ 代表仿真得到的滤波曲线, $g_i(f)$ 代表理想的滤波曲线。将相关函数代入式(3)可以计算出仿真所得三角形滤波曲线和理想三角形滤波曲线的平均误差为0.71%。仿真得到的锯齿形滤波曲线为图5(c)中的蓝色实线, 为了得到该滤波曲线, 需要将滤波器中的幅度调制阵列和相位调制阵列设置为: $\alpha = [0.54, 1.00, 0.80, 0.43, 0.35, 0.25, 0.21, 0.17]$,



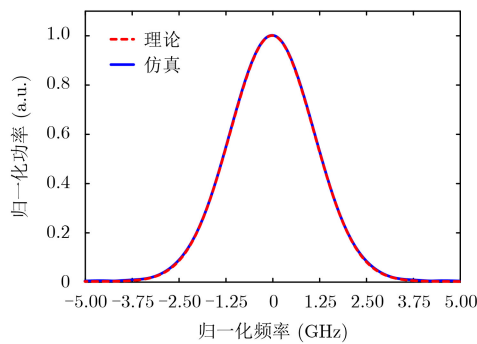
(a) 中心频率可调滤波器仿真结果



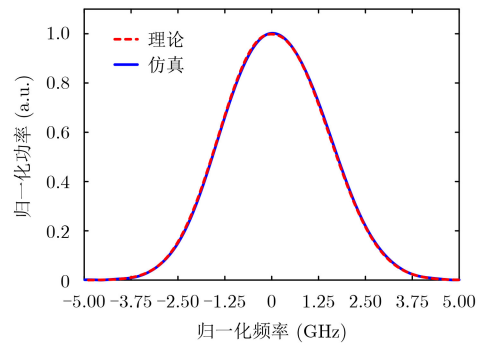
(b) 三角形滤波曲线



(c) 锯齿形滤波曲线



(d) 高斯形滤波曲线



(e) 超高斯形滤波曲线

图5 中心频率可调滤波器和滤波形状可变滤波器仿真结果

$\varphi = [0, 0.10\pi, 0.23\pi, 0.47\pi, 0.75\pi, 0.03\pi, 0.32\pi, 0.59\pi]$ 。图5(c)中的红色虚线为理想的锯齿形滤波曲线。同样地,通过式(3)可以计算得出仿真曲线和理想曲线间的平均误差为5.76%。锯齿形滤波曲线的平均误差较小主要是由于滤波器的支路个数有限,无法实现陡峭的跳变沿。再次改变滤波器幅度调制阵列和相位调制阵列的取值,本文还可以实现高斯形滤波曲线和超高斯形滤波曲线,分别由蓝色实线绘制在图5(d)和图5(e)中,此时调制阵列的取值分别为: $\alpha = [0.10, 0.41, 0.83, 1.00, 0.74, 0.35, 0.12, 0.03]$, $\phi = [0, 0.02\pi, 0.03\pi, 0.05\pi, 0.06\pi, 0.08\pi, 0.09\pi, 0.11\pi]$ 和 $\alpha = [0.15, 0.60, 1.00, 0.83, 0.32, 0.06, 0.01, 0.02]$, $\phi = [0.98\pi, 0, 0.03\pi, 0.05\pi, 0.06\pi, 0.02\pi, 0.74\pi, 0.66\pi]$ 。相应的理想滤波曲线由红色虚线分别绘制在图5(d)和图5(e)中,其平均误差分

别为0.07%和0.10%。表2为滤波形状可变滤波器幅度调制阵列、相位调制阵列取值和仿真所得曲线与理想曲线的平均误差。

需要注意的是,仿真中忽略了延时区域的损耗以及工艺误差引起的各支路分光不均,认为FIR各支路光信号到达调制器的功率相同。延时区域的损耗可以通过多次制备和测量不同长度波导的方法,计算出具体损耗值,并对仿真结果进行预补偿。由工艺误差引起的分光不均,则需多次制作和测量MMI,预估工艺误差范围,在实际实验过程中微调各支路调制系数。

4 结论

本文提出一种具有高形状因子特性和可编程特性的微波光子滤波器集成芯片,该芯片采用绝缘体上硅材料,基于直接构建有限冲激响应原理,通过

表 2 滤波形状可变滤波器幅度调制阵列、相位调制阵列取值和仿真所得曲线与理想曲线的平均误差

滤波曲线类型		三角形	锯齿形	高斯形	超高斯形
幅度调制系数	α_1	0.45	0.54	0.10	0.15
	α_2	1.00	1.00	0.41	0.60
	α_3	0.71	0.8	0.83	1.00
	α_4	0.13	0.43	1.00	0.83
	α_5	0.04	0.35	0.74	0.32
	α_6	0.08	0.25	0.35	0.06
	α_7	0.01	0.21	0.12	0.01
	α_8	0.02	0.17	0.03	0.02
相位调制系数(π)	ϕ_1	0	0	0	0.98
	ϕ_2	0.02	0.10	0.02	0
	ϕ_3	0.03	0.23	0.03	0.03
	ϕ_4	0.05	0.47	0.05	0.05
	ϕ_5	0.06	0.75	0.06	0.06
	ϕ_6	0.08	0.03	0.08	0.02
	ϕ_7	0.09	0.32	0.09	0.74
	ϕ_8	0.11	0.59	0.11	0.66
平均误差(%)		0.71	5.76	0.07	0.10

控制FIR各支路上的幅度调制器和相位调制器，能够实现多种滤波功能。其中高形状因子滤波器的带宽调节范围为7.3 GHz，最高形状因子为0.88，并且在不同带宽情况下形状因子均大于0.55。除此之外，该芯片还可实现中心频率调节范围10 GHz的中心频率可调滤波器和滤波形状可变滤波器。本文仿真实现了如三角形、锯齿形、高斯形、超高斯形等常见滤波形状，并分析了仿真结果和理想滤波曲线间的平均误差，其平均误差均小于6%。

参 考 文 献

- [1] HE Yutong, JIANG Yang, ZI Yuejiao, *et al.* Photonic microwave waveforms generation based on two cascaded single-drive Mach-Zehnder modulators[J]. *Optics Express*, 2018, 26(6): 7829–7841. doi: [10.1364/OE.26.007829](https://doi.org/10.1364/OE.26.007829).
- [2] SOREF R A, DE LEONARDIS F, and PASSARO V M N. Tunable optical-microwave filters optimized for 100 MHz resolution[J]. *Optics Express*, 2018, 26(14): 18399–18411. doi: [10.1364/OE.26.018399](https://doi.org/10.1364/OE.26.018399).
- [3] ZHANG Weifeng and YAO Jianping. On-chip silicon photonic integrated frequency-tunable bandpass microwave photonic filter[J]. *Optics Letters*, 2018, 43(15): 3622–3625. doi: [10.1364/OL.43.003622](https://doi.org/10.1364/OL.43.003622).
- [4] ZHAI Shan, FENG Jijun, SUN Xiaoyu, *et al.* Vertically integrated waveguide self-coupled resonator based tunable optical filter[J]. *Optics Letters*, 2018, 43(15): 3766–3769. doi: [10.1364/OL.43.003766](https://doi.org/10.1364/OL.43.003766).
- [5] LIU Xiaolong, YU Yuan, TANG Haitao, *et al.* Silicon-on-insulator-based microwave photonic filter with narrowband and ultrahigh peak rejection[J]. *Optics Letters*, 2018, 43(6): 1359–1362. doi: [10.1364/OL.43.001359](https://doi.org/10.1364/OL.43.001359).
- [6] SOREF R A, DE LEONARDIS F, and PASSARO V M N. Reconfigurable optical-microwave filter banks using thermooptically tuned Bragg Mach-Zehnder devices[J]. *Optics Express*, 2018, 26(12): 14879–14893. doi: [10.1364/OE.26.014879](https://doi.org/10.1364/OE.26.014879).
- [7] ZHOU Nan, ZHENG Shuang, LONG Yun, *et al.* Reconfigurable and tunable compact comb filter and (de)interleaver on silicon platform[J]. *Optics Express*, 2018, 26(4): 4358–4369. doi: [10.1364/OE.26.004358](https://doi.org/10.1364/OE.26.004358).
- [8] DANIEL H S and GOPALAKRISHNAN G K. Extended DC-20.0 GHz tunable photonic microwave filter with high out-of-band rejection[J]. *Electronics Letters*, 2017, 53(9): 613–614. doi: [10.1049/el.2016.4476](https://doi.org/10.1049/el.2016.4476).
- [9] DING Yunhong, PU Minhao, LIU Liu, *et al.* Bandwidth and wavelength-tunable optical bandpass filter based on silicon microring-MZI structure[J]. *Optics Express*, 2011, 19(7): 6462–6470. doi: [10.1364/OE.19.006462](https://doi.org/10.1364/OE.19.006462).
- [10] BYRNES A, PANT R, LI Enbang, *et al.* Photonic chip based tunable and reconfigurable narrowband microwave photonic filter using stimulated Brillouin scattering[J]. *Optics Express*, 2012, 20(17): 18836–18845. doi: [10.1364/oe.20.018836](https://doi.org/10.1364/oe.20.018836).
- [11] DENG Ye, LI Ming, HUANG Ningbo, *et al.* Ka-band tunable flat-top microwave photonic filter using a multiphase-shifted fiber Bragg grating[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2014, 6(4): 5500908. doi: [10.1109/jphot.2014](https://doi.org/10.1109/jphot.2014).

- 2339327.
- [12] XUE Xiaoxiao, XUAN Yi, KIM H J, *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. doi: [10.1109/JLT.2014.2312359](https://doi.org/10.1109/JLT.2014.2312359).
- [13] JIANG Xinhong, WU Jiayang, YANG Yuxing, *et al.* Wavelength and bandwidth-tunable silicon comb filter based on Sagnac loop mirrors with Mach-Zehnder interferometer couplers[J]. *Optics Express*, 2016, 24(3): 2183–2188. doi: [10.1364/OE.24.002183](https://doi.org/10.1364/OE.24.002183).
- [14] DENG Qingzhong, LIU Lu, ZHANG Rui, *et al.* Athermal and flat-topped silicon Mach-Zehnder filters[J]. *Optics Express*, 2016, 24(26): 29577–29582. doi: [10.1364/OE.24.029577](https://doi.org/10.1364/OE.24.029577).
- [15] GAO Liang, ZHANG Jiejun, CHEN Xiangfei, *et al.* Microwave photonic filter with two independently tunable passbands using a phase modulator and an equivalent phase-shifted fiber Bragg grating[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2014, 62(2): 380–387. doi: [10.1109/TMTT.2013.2294601](https://doi.org/10.1109/TMTT.2013.2294601).
- [16] FANDIÑO J S, MUÑOZ P, DOMÉNECH D, *et al.* A monolithic integrated photonic microwave filter[J]. *Nature Photonics*, 2017, 11(2): 124–129. doi: [10.1038/nphoton.2016.233](https://doi.org/10.1038/nphoton.2016.233).
- [17] YANG Wenjian, YI Xiaoke, SONG Shijie, *et al.* Tunable single bandpass microwave photonic filter based on phase compensated silicon-on-insulator microring resonator[C]. The 2016 21st OptoElectronics and Communications Conference (OECC) Held Jointly with 2016 International Conference on Photonics in Switching (PS), Niigata, Japan, 2016: 1–3.
- [18] JIANG Fan, YU Yuan, TANG Haitao, *et al.* Tunable bandpass microwave photonic filter with ultrahigh stopband attenuation and skirt selectivity[J]. *Optics Express*, 2016, 24(16): 18655–18663. doi: [10.1364/OE.24.018655](https://doi.org/10.1364/OE.24.018655).
- [19] MILLER I D, MORTIMORE D B, Urquhart P, *et al.* A Nd³⁺-doped cw fiber laser using all-fiber reflectors[J]. *Applied Optics*, 1987, 26(11): 2197–2201. doi: [10.1364/AO.26.002197](https://doi.org/10.1364/AO.26.002197).
- [20] ZHANG Yi, YANG Shuyu, GUAN Hang, *et al.* Sagnac loop mirror and micro-ring based laser cavity for silicon-on-insulator[J]. *Optics Express*, 2014, 22(15): 17872–17879. doi: [10.1364/OE.22.017872](https://doi.org/10.1364/OE.22.017872).
- 廖莎莎：女，1990年生，讲师，博士，研究方向为微波光子学、硅光子学、射频信号处理等。
- 廖柯：男，1963年生，研究员，硕士，研究方向为光电子技术、微波光子学等。
- 廖希：女，1988年生，讲师，博士，研究方向为电波传播、射频与微波电子学、信道建模等。
- 刘力：男，1988年生，副教授，博士，研究方向为光通信纳米器件、微波光子学、光电神经网络芯片等。