

文章编号: 1001-3806(2008)02-0143-04

基于光子学方法的负系数微波带通滤波器

胡 勇, 孙军强*

(华中科技大学 光电科学与工程学院, 武汉 430074)

摘要: 光通信中, 为了实现具有负系数特性的基于光子学方法的微波滤波器, 采用了一种基于位相调制到强度调制转换的新颖而简单的方法。一个系数可转化的双抽头负系数全光微波带通滤波器得到了验证。结果表明, 该滤波器不仅实现了负系数, 其各项特性也得到了改善。

关键词: 光通信; 负系数; 光子学; 位相调制到强度调制; 抽头

中图分类号: TN929.11

文献标识码: A

Microwave band-pass filters with negative coefficients based on photonics

HU Yong, SUN Jun-qiang

(School of Optoelectronics Science and Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: In order to implement negative coefficients filters based on photonics in optical communication, a novel and simple technique for obtaining negative coefficients was adopted by means of the conversion of phase-modulated to intensity-modulated. A two-tap microwave band-pass filter with a negative coefficient was demonstrated. The filter not only achieves the negative coefficients but also improves the performance.

Key words: optical communication; negative coefficients; photonics; phase-modulation to intensity-modulation; tap

引言

全光微波滤波器是一种非常有前景的新器件。它有很大的时间带宽乘积、低损耗、轻重量、对电磁干扰免疫等其它类型滤波器所不具备的优点。为了避免光学干涉, 大多数全光微波滤波器都工作在非连续域并且是正系数。由于只能实现正系数, 微波滤波器的自由光谱范围(free spectral range, FSR)非常有限; 其光谱总存在基带响应, 无法实现真正的带通滤波; 微波滤波器性能的改善, 如平的基带响应和高的主边带比等, 无法实现^[1]。

近一段时间, 一些方案已经用于获得微波滤波器的负系数。其中有一种就是利用不同参数的探测器来接收不同信号^[2], 使得探测器接收到的信号进行相减转化, 从而获得负系数。这种方案虽然已经通过实验证明^[3], 但是, 这种滤波器参数的重配置性不容易实现; 还有采用集成的电光调制方案来实现不同信号的取样^[4], 通过改变每个探测器偏置电压的符号和数值来实现不同的取样, 从而获得负系数。这种方案的缺

点就是该滤波器的带宽受限于微波集成环路的采样频率, 而且热噪声也很大; 还有用基于半导体光放大器(semiconductor optical amplifier, SOA)的交叉相位调制(cross-phase modulation, XPM)和交叉增益调制(cross gain modulation, XGM)的波长转换来实现滤波器负系数的方案^[5], 但是这种滤波器的带宽受限于SOA的转化带宽(约40GHz), 同时, 该滤波器的参数重配置性和偏振敏感度的控制很难实现; 对超宽带的光纤布拉格光栅进行光刻也能实现负系数^[6], 虽然这种方案实现滤波器参数的重新配置性不难, 但是却很难抑制该滤波器的直流分量。

本文中展示了一种新颖的方案来实现全光微波滤波器的负系数。该方案不仅结构简单易于实现, 而且能克服用电子学方法产生的带宽限制和噪声畸变等缺点。

1 微波滤波原理与方案

展示的方案如图1所示, 正、负系数是通过让两束位相调制后的光载波经过一个能实现位相调制到强度调制(phase-modulation to intensity-modulation, PM-IM)转换的非平衡马赫-曾德尔干涉仪(Mach-Zehnder, M-Z)来实现的。由于两路光载波的中心波长分别调谐在非平衡M-Z传递函数曲线的正、负斜面上, 这样, 两路经过PM-IM转换后恢复的微波信号就有 π 位相差。

作者简介: 胡 勇(1980-), 男, 硕士研究生, 现从事光电子器件与集成研究工作。

* 通讯联系人。E-mail: jqsun@mail.hust.edu.cn

收稿日期: 2007-02-12; 收到修改稿日期: 2007-08-13

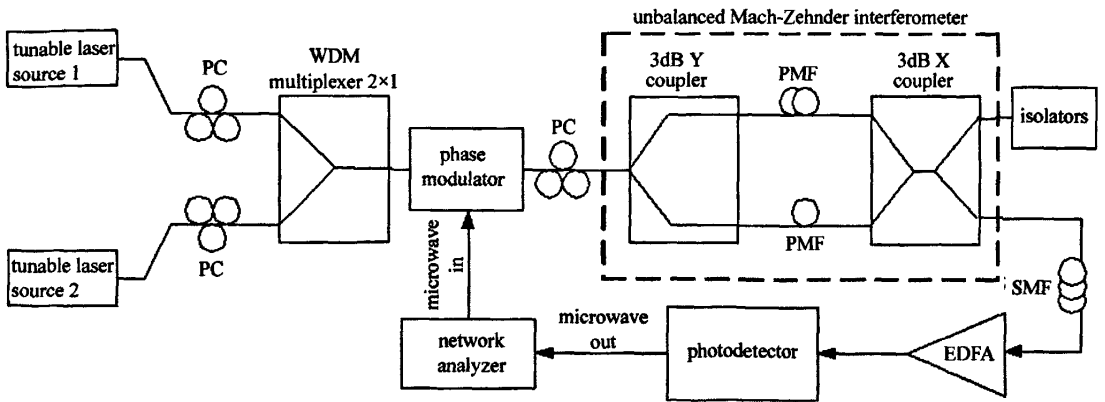


Fig. 1 All-optical microwave band-pass filters with negative coefficients, PC—polarization controller; WDM—wavelength division multiplexing; PMF—polarization-maintaining fiber; SMF—single-mode fiber; EDFA—erbium-doped fiber amplifier

这两路输出的光载波再通过一定长度的标准单模光纤 (single-mode fiber, SMF), 从而获得不同的延迟, 最后被探测器接收。这样, 就实现了一个具有一正、一负系数的双开关全光微波带通滤波器。

1.1 理论计算

理论上, 当调制深度很小时, 位相调制后输出的光载波振幅函数^[7]可表示为:

$$E_{PM}(t) \approx E_0 \{ J_0(\beta) \cos(\omega_0 t) + J_1(\beta) \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \pi/2] + J_{-1}(\beta) \cos[(\omega_0 - \Omega)t - \pi/2] \} \quad (1)$$

式中, E_0 和 ω_0 分别是光载波的幅度和角频率, Ω 是微波信号的角频率, $J_n(\beta)$ 是第一类贝塞尔函数, 其中 n ($n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$) 是第一类贝塞尔函数的次数, β 与调制深度有关并且要根据实际情况讨论。

使用偏振保偏光纤的非平衡 M-Z 的传递函数^[8]如下:

$$H(\omega) = \frac{1}{2}(1 + e^{-j\omega\tau}) = \cos \frac{\omega\tau}{2} \cdot e^{-j\frac{\omega\tau}{2}} \quad (2)$$

式中, ω 是输入光载波的角频率, τ 是光载波通过非平衡 M-Z 引入的延迟。非平衡 M-Z 传递函数的频谱曲线如图 2 所示。

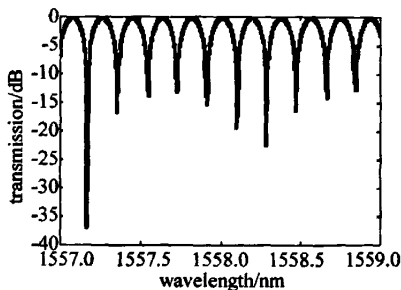


Fig. 2 Intensity transfer function of the unbalanced Mach-Zehnder interferometer

光载波通过非平衡 M-Z 后的振幅函数可以表示

为:

$$E_{IM}(t) = E_0 \left\{ J_0(\beta) \cos \frac{\omega_0 \tau}{2} \cos \left(\frac{\omega_0 \tau}{2} - \omega_0 t \right) + J_1(\beta) \times \cos \frac{(\omega_0 + \Omega) \tau}{2} \sin \left[\frac{(\omega_0 + \Omega) \tau}{2} - (\omega_0 + \Omega)t \right] - J_1(\beta) \times \cos \frac{(\omega_0 - \Omega) \tau}{2} \sin \left[\frac{(\omega_0 - \Omega) \tau}{2} - (\omega_0 - \Omega)t \right] \right\} \quad (3)$$

假设探测器的响应率是 \mathcal{R} , 则探测器接收到的恢复的微波信号就可以表示为:

$$I_n = \mathcal{R} \langle |E_{IM}(t)|^2 \rangle \propto M \sin(\omega_0 \tau) \times \sin \frac{\Omega \tau}{2} \sin \left(\Omega t - \frac{\Omega \tau}{2} \right) \quad (4)$$

式中, M 代表常数项 $\mathcal{R} E_0^2 J_0(\beta) J_1(\beta)$, 从(4)式可以看到, 通过选择恰当的载流子 ω_0 值, 能让 $\sin(\omega_0 \tau)$ 取不同的符号, 也就可以使相应的强度输出 I_n 取不同的符号, 从而实现负系数。

1.2 全光微波滤波器的特性分析

设输出的两路光载波的中心频率分别为 ω_1 和 ω_2 , 如果不考虑实际损耗, 让它们分别满足方程 $\sin(\omega_1 \tau) = 1$ 和 $\sin(\omega_2 \tau) = -1$, 即 $\omega_1 \tau = (\pi/2) + 2n\pi$, $\omega_2 \tau = -(\pi/2) + 2n\pi$, 这里的 $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 。这样, 两路光载波通过一定长度的标准 SMF 分别引入不同的延迟, 在探测器上恢复的微波信号的强度就表示为:

$$I_n \propto M \cdot \sin \frac{\Omega \tau}{2} \left\{ \sin \left(\Omega t - \frac{\Omega \tau}{2} \right) - \sin \left[\Omega(t - \Gamma) - \frac{\Omega \tau}{2} \right] \right\} \quad (5)$$

式中, Γ 是两路光载波在标准 SMF 中的延迟差, 等于聚集色散常数 α 和两路光载波之间的波长间隔 $\Delta \lambda$ 的乘积。此时, 全光微波滤波器的传递函数经归一化后表示为:

$$H(\Omega) \propto \left| \sin \frac{\Omega \tau}{2} (1 - e^{j\Omega \Gamma}) \right| \quad (6)$$

式中, $\sin\left(\frac{\Omega\tau}{2}\right)$ 项是由 PM-IM 转换的频谱响应所决定的, $(1 - e^{j\Omega\tau})$ 项是由两路恢复的微波信号叠加所决定的。如果它们满足方程 $\sin(\omega_1\tau) = \sin(\omega_2\tau) = \pm 1$, 即 $\omega_1\tau = \omega_2\tau = \pm(\pi/2) + 2n\pi$, ($n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$) 时, 该全光微波滤波器的传递函数归一化后就表示为:

$$H(\Omega) \propto \left| \sin \frac{\Omega\tau}{2} (1 + e^{-j\Omega\tau}) \right| \quad (7)$$

2 模拟与仿真

整个模拟装置如图 1 所示, 两路可调光源提供光载波输出, 两路光载波被网络分析仪发射的微波信号所位相调制; 调制后的光载波再通过 FSR 约为 0.19nm 的非平衡 M-Z; 从非平衡 M-Z 输出的两路光载波同时通过 25km 长的标准 SMF, 该 SMF 在 1550nm 处的累积色散系数是 $17\text{ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ 。值得注意的是, 在仿真中, 是没有考虑到这种光纤大约 1dB 的内在插入损耗和非平衡 M-Z 中耦合器引入 3dB 的插入损耗的。

2.1 全光微波滤波器的模拟

根据(6)式和(7)式描述的两种情况分别进行模拟。

如果把 λ_1 选定在 1557.282nm, λ_2 选定在 1558.336nm 处, λ_1 和 λ_2 之间的间隔为 1.054nm, 是非平衡 M-Z 传递函数 FSR 的 5.5 倍。此时微波滤波器处于(6)式所描述的情况下, 其相应的频谱响应如图 3 所示。

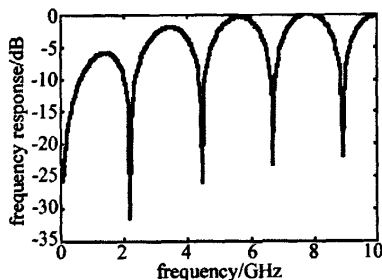


Fig. 3 All-optical microwave band-pass filter with negative coefficient

由图 3 可以看到, 频谱曲线在整个光谱范围形成等间距的带通滤波。频谱曲线在基带处没有响应, 这样就形成了一个负系数微波带通滤波器。

若 λ_1 不变, 仍在 1557.282nm 处, λ_2 调到 1558.246nm 处。此时, λ_1 和 λ_2 之间的间隔是 0.964nm, 为非平衡 M-Z 传输函数 FSR 的 5 倍。此时微波滤波器处于(7)式所描述的情况下, 其相应的频谱响应见图 4。

从图 4 中可以看到, 此时滤波器仍然能形成带通, 但和图 3 不同的是, 其等效通带是从 1GHz 开始的。虽然从基带到 1GHz 之间仍然能形成带通, 但是其带宽窄, 频谱响应率低, 不能算真正的通带。此时就形成

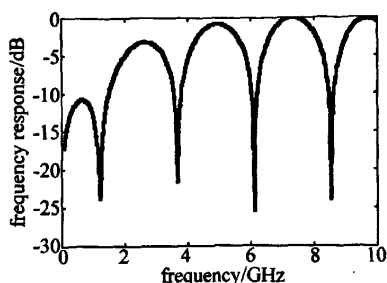


Fig. 4 All-optical microwave band-pass filter with positive coefficient

了一个正系数微波滤波器, 就只能产生一个等效带通滤波器。理论上, 基带处是有响应的, 现在只不过其响应被 PM-IM 转换所抑制。

2.2 全光微波滤波器可调谐性的研究

通过改变 λ_1, λ_2 的值, 可以实现该微波滤波器的频谱响应可调。举个例子, 当 $\lambda_1 = 1557.282\text{nm}$, $\lambda_2 = 1558.336\text{nm}$ 时, 该微波滤波器的频谱响应曲线如图 5 中实线所示。如果 λ_1 保持不变, 仍为 1557.282nm, λ_2 调到 1557.964nm 处, λ_1 和 λ_2 之间的间隔为非平衡 M-Z 传递函数 FSR 的 3.5 倍。此时, 该微波滤波器的频谱响应曲线如图 5 中虚线所示。

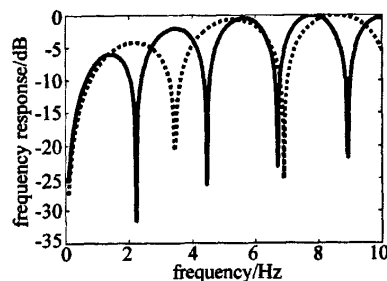


Fig. 5 Tunability of the all-optical microwave band-pass filter with negative coefficient

从图 5 中可以看到, 两个模拟的微波滤波器都能实现负系数带通, 只是虚线模拟与实线模拟相比, 由于两路光载波之间波长间隔更小, 其相应的时间延迟差也就更小, 所以它的频谱响应的 FSR 增加。这样, 就实现了微波滤波器的可调。

3 全光微波滤波器性能与特性指标

描述全光微波滤波器性能的指标主要有 FSR、品质因子 Q 、增益和噪声指数等。

自由光谱范围: FSR 的角频率表示方式是 $2\pi/T$, 频率表示方式为 $1/T$, T 为滤波器的时间周期。图 3 的 FSR 约为 2.2GHz; 图 4 的 FSR 约为 2.4GHz。通过改变激光阵列的波长间隔或使用可调谐的色散设备可实现 FSR 可调。

品质因子: 品质因子 Q 定义为:

$$Q = \frac{\lambda_{FSR}}{\Delta\Omega_{FWHM}} \quad (8)$$

式中, λ_{FSR} 为自由光谱范围对应的波长, $\Delta\Omega_{FWHM}$ 为滤波器的 3dB 带宽。以图 3 为例, 该滤波器的 Q 值约为 1.8。 Q 越大, 滤波器的响应率就越高, Q 和抽头的数目 N 有关, 当 N 比较大 (大于 10) 时, $Q \approx N$, 增加抽头数目可以实现微波滤波器的高响应。

温度特性: 温度变化会使滤波器的谱线产生漂移。为了解决这个问题, 可以用温控的激光光源, 如单向的安捷伦位相固体光源; 或对非平衡 M-Z 进行合适的包装和温控的非平衡 M-Z。

增益: 增益主要分为电光转化调制增益、全光处理增益和光电转化增益 3 个阶段, 表示为:

$$G_{RF} = \frac{P_{RF,out}}{P_{RF,in}} = \left(\frac{\pi P_{opt} T_{opt} Z_0 \mathcal{R}}{2V_{\pi}} \right)^2 \quad (9)$$

式中, Z_0 指的是输入的有效阻抗; V_{π} 是调制模块位相发生 π 变化的电压; \mathcal{R} 是探测器的响应率, P_{opt} 输入的光功率值; T_{opt} 是光功率传输参数。

噪声指数: N_{NF} 定义为整个输出噪声 N_{out} 功率谱密度和参考温度下的热噪声功率谱密度的比值:

$$N_{NF}(\text{dB}) = 10 \log \left[\frac{N_{out}}{\frac{4kT_0 G_{RF}}{R}} \right] = 10 \log \left[\frac{N_{RIN} + N_{shot} + N_{sig-ASE} + N_{PIIN} + N_{th}}{\frac{4kT_0 G_{RF}}{R}} \right] \quad (10)$$

式中, k 是玻尔兹曼常数; $T_0 = 298\text{K}$; R 是入射的附载阻抗。从 (10) 式中, 可以看到系统噪声是由不同的噪声源产生的。其中, N_{RIN} 是入射光载波产生的相对强度噪声; N_{shot} 是由探测器产生的噪声, 这是一个主要的噪声; 为了补偿滤波器的损耗而增加的放大器, 此放大

器引入了新的噪声, 称为放大器自发辐射噪声, 用 $N_{sig-ASE}$ 表示; N_{PIIN} 是位相强度噪声, 它是由输入光载波的位相发生随机变化形成的; N_{th} 指热噪声, 是滤波器中最主要的噪声。

4 结论

本方案对微波信号的处理都在光域中, 系统不再受限于电子取样速率瓶颈, 不需要进行电-光和光-电的转换, 系统透明化; 该全光微波滤波器还有尺寸小、重量轻、可调范围大和功率损耗小等优点。

参考文献

- [1] CAPMANY J, ORTEGA B, PASTOR D. A tutorial on microwave photonic filters [J]. IEEE Journal of Lightwave Technology, 2006, 24(1): 201-229.
- [2] SALES S, CAPMANY J, MARTI J, et al. Experimental demonstration of fibre-optic delay line filters with negative coefficients [J]. Electron Lett, 1995, 31(13): 1095-1096.
- [3] YOST T, HERCZFELD P, ROSEN A, et al. Hybrid transversal filter utilizing MMIC and optical fiber delay lines [J]. IEEE Microwave Guided Wave Letters, 1995, 5(9): 287-289.
- [4] COPPINGER F, YEGNANARAYANANS, TRINH P D, et al. All-optical RF filter using amplitude inversion in a SOA [J]. IEEE Transaction Microwave Theory & Tech, 1997, 45(8): 1473-1477.
- [5] LI S, CHIANG S, GAMBLING W A, et al. A novel tunable all-optical incoherent negative tap fiber-optic transversal filter based on a DFB laser diode and fiber Bragg gratings [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2000, 12(9): 1207-1209.
- [6] CAPMANY J, PASTOR D, MARTINEZ A, et al. Microwave photonic filters with negative coefficients based on phase inversion in an electro-optic modulator [J]. Opt Lett, 2003, 28(16): 1415-1417.
- [7] ZENG F, YAO J P. Investigation of phase-modulator-based all-optical bandpass microwave filter [J]. IEEE Journal of Lightwave Technology, 2005, 23(4): 1721-1728.
- [8] AGRAWAL G P. Nonlinear fiber optics & application of nonlinear fiber optics [M]. 3rd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003: 363-365 (in Chinese).

(上接第 142 页)

- [2] MALKA L, SHIMON E, JOSEPH W. Solar blind bandpass filters for UV imaging devices [J]. SPIE, 1998, 3302: 176-183.
- [3] RYAN M, PETER S, KAN M, et al. $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ materials and device technology for solar blind ultraviolet photodetector applications [J]. SPIE, 2001, 4288: 221-229.
- [4] ALIREZA Y, RYAN M, SHABAN D, et al. Future of $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ materials and device technology for ultraviolet photodetectors [J]. SPIE, 2002, 4650: 199-206.
- [5] HUANG Y M. Applications of ultraviolet detecting technology [J]. Infrared, 2005, 26(4): 9-15 (in Chinese).
- [6] ZHANG Ch Q. Developing tendency of electro-optical countering techniques [J]. Laser Technology, 2006, 30(3): 238-240 (in Chinese).
- [7] ZHANG Z L, LIU L D. Application of ultraviolet in military engineering [J]. Optical Technique, 2000, 26(4): 289-293, 296 (in Chinese).

nese).

- [8] HU S H, LENG F, LU F. Summarization of ultraviolet warning technology [J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2005, 28(1): 12-15 (in Chinese).
- [9] YU D Y, TAN H Y. Engineering optics [M]. 2nd ed. Beijing: China Machine Press, 2006: 17-20 (in Chinese).
- [10] YANG H. Research on thresholding methods for image segmentation [J]. Journal of Liaoning University Natural Sciences Edition, 2006, 33(2): 135-137 (in Chinese).
- [11] DIAO Y Y. Research of center extraction of non-coded mark point [J]. Design and Research, 2006, 33(5): 10-11 (in Chinese).
- [12] ZHANG J, ZHU D Y, JIA X D. Camera lens distortion calibration with co-line points [J]. Laser Technology, 2006, 30(2): 221-224 (in Chinese).

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立, 致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养, 是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、国人通信等多家国内知名公司, 以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们推出的微波滤波器设计培训专题, 有资深工程师领衔主讲, 课程既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 设计原理和设计仿真实践相结合, 向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频, 专家授课, 中文讲解, 直观易学; 既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

更多专业培训课程:

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>