

微波光子滤波器的结构原理和设计方法

范文文, 忻向军, 张琦

(北京邮电大学电子工程学院, 北京 100876)

摘要: 本文主要研究了微波光子滤波器的滤波原理, 分析了滤波器的基本结构, 并针对目前的研究热点介绍微波光子滤波器的设计方法。其一项重要指标是高品质因数 Q , 其大小决定了滤波器的选频性能, 分别以光纤环和光纤光栅作为不同的延时单元来举例, 列出了几种典型高 Q 值微波光子滤波器的结构, 并分析滤波器级联的原理及利用正抽头得到负抽头滤波器的方法。

关键词: 微波光子滤波器; Q 值; 级联; 负抽头

Structure principles and design methods of microwave photonic filter

Fan Wenwen, Xin Xiangjun, Zhang Qi

(School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876)

Abstract: This work demonstrates the filtering principle and basic structure of microwave photonic filter, and describes the design theory of the popular microwave photonic filter. Quality Factor Q is an important indicator, and its size determines the performance of filter frequency selection. this paper illustrates with fiber ring and fiber grating as different time delay unit, lists several typical high- Q microwave photonic filter structure, and analyses the principle of filter cascade; then introduces some methods of generating the negative tap filters.

Key words: Microwave photonic filter; Q value; cascade; negative tap

0 引言

微波光子滤波器基于光纤无线融合技术, 用光纤以及集成光学器件直接在光域里解决微波信号处理等问题。作为微波光子学中的重要器件, 其具有高带宽、低损耗、抗电磁干扰的特点, 能够轻松克服传统电滤波器所带来的设计不灵活、电子瓶颈及频率引起的电磁干扰损耗等问题。近年来, 对微波光子滤波器的研究非常热门, 这些研究包括新型滤波器结构和滤波器性能的改善等^[1-3]。

分析微波光子滤波器的研究热点可归纳为: (1) 设计高 Q 值的滤波器。品质因数 Q 的意义在于可以衡量滤波器的选频特性, Q 值越大, 滤波器的选频性能越好, 也就能较准确地滤出需

要的频率。 Q 值的定义式如下 $Q = \frac{FSR}{\Delta f_{-3dB}}$, FSR 为滤波器的自由频程, 与滤波器的延迟时间有关, 也就是滤波的周期长度。在光子滤波器中, 根据延迟结构的不同, FSR 与光栅之间的距离或者光纤环的长度有关。光纤带宽用 Δf_{-3dB} 表示, 对应的是频率响应的 $H(f)$ 幅度下降一半时的频

基金项目: 教育部高等学校博士学科点专项科研基金资助课题 (200800131002)

作者简介: 范文文 (1987-), 女, 硕士, 主要研究方向: 光电子信息、电子科学与技术方面

通信联系人: 忻向军 (1969-), 男, 教授, 主要研究方向: 电磁场与微波技术方面。

率, ∇f_{-3dB} 对应的是其频谱宽度。由公式可以看出, FSR越大, 或者 ∇f_{-3dB} 越小, 滤波器的频谱越窄, 对应的Q值越大, 选频特性越好。(2) 研究获得负系数或负系数抽头技术。这要求特殊设计发送和接收端, 产生反向的射频信号。(3) 滤波器的可调谐性。可调谐性是指让滤波器的通带频率快速可调, 是高性能灵活滤波的一个主要特征。为实现滤波器的可调, 可以改变FSR, 因而就需要改变基本延时T, 增加或减少基本延时T的大小取决于需要选择的滤波器的带通。目前实现可调的方法主要是依靠改变传输路径的延时来实现的, 一个不可避免的问题就是FSR也会改变, 而依据改变微波相位的方法可以避免这个问题^[4-8]。(4) 考虑电路集成方面, 需要克服具有短的延时时间的滤波器的相关一致性。

1 微波光子滤波器的原理

由数字信号处理可知, 任何滤波器的系统函数都可以表示为:

$$H(z^{-1}) = \frac{\sum_{r=0}^{N-1} a_r z^{-r}}{1 - \sum_{k=1}^{M-1} b_k z^{-k}} \quad (1)$$

a_r 、 b_k 使用光器件实现滤波器的系数, 分子代表系统函数的有限脉冲响应(FIR)部分, 分母表示无限脉冲响应(IIR)部分, N、M分别表示FIR和IIR的阶次。当 $b_k = 0$ ($k=1, 2 \dots M-1$), 滤波器为横向滤波器, 否则为递归滤波器。

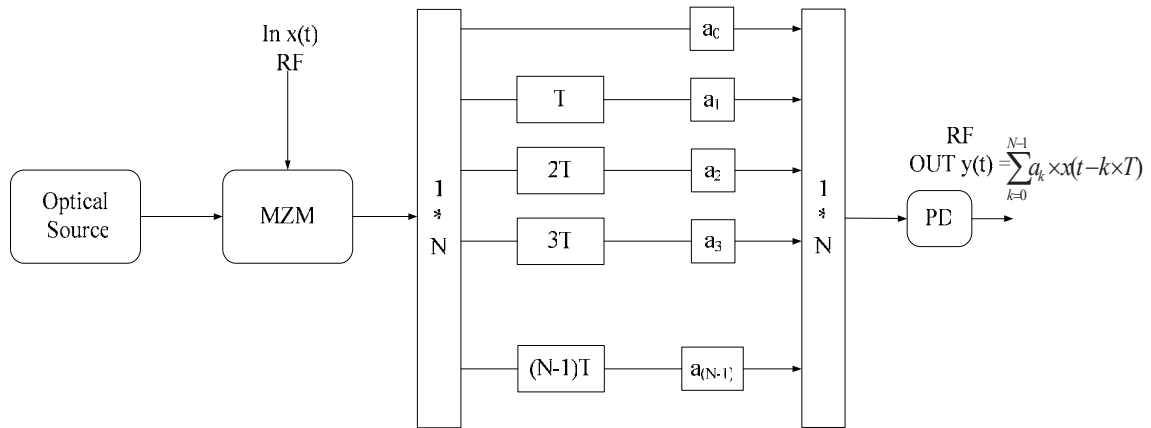


图1 微波光子滤波器的一般结构示意图

Fig. 1 The general structure of microwave photonic filter

图1为微波光子滤波器的一般结构示意图,也可将其归类为N阶横向非相干滤波器。从图中可以看出微波光子滤波器的基本原理就是射频信号经过调制器加载到光信号上,然后通过分光器分成N条支路,每条支路经过不同的加权 a_k 和延时T,最后这N条支路的光集合后经过光电探测器转变成射频信号输出。

从图1可以看出系统的输入和输出满足^[9]:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k x(t - kT) \quad (2)$$

式中: X 、 Y 分别是输入输出, N 为抽头的系数, a_k 为对应于不同抽样的权重, 微波光子滤波器可以直接用光器件在光域中实现对微波频率的选择性通过, 是基于数字滤波器理论得出的, $T = 2\pi/\Omega$ 是两个相邻抽头的延时, Ω 是滤波器的自由频程(FSR), 因为 $x(t - kT) = x(t) * \delta(t - kT)$, 输出可以表示为:

$$y(t) = x(t) * \sum_{k=0}^{N-1} a_k \delta(t - kT) \quad (3)$$

于是, 滤波器的冲激响应为:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \delta(t - kT) \quad (4)$$

频率响应为:

$$H(\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{-j\omega kT} \quad (5)$$

从表示式(3)(4)可以看出, 冲激响应 $h(t)$ 和频率响应 $H(\omega)$ 是由时间延时 T 和抽头系数 a_k 决定的。

当宽带光源为单光源时, 受电信号调制前的光电场可以表示为: $E_s(t) = \sqrt{I_i} e^{j(\omega_0 t + \phi(t))}$, 其中 I_i 是光源的光强, ω_0 是光源频谱中心角频率, $\phi(t)$ 是光源的相位抖动。经过色散延迟器件后输出的光电场为:

$$E_0(t) = \sqrt{I_i} \sum_{k=0}^{N-1} \sqrt{a_k} s_{in}(t - kT) e^{j(\omega_0(t - kT) + \phi(t - kT))} \quad (6)$$

其中 $s_{in}(t)$ 代表射频信号, $\sqrt{a_k}$ 是第 k 个抽头的加权。

光源的相干时间 τ_c 和基本延时 T (两相邻抽头之间的延时) 之间的关系决定滤波器不同的工作域, 如果 $\tau_c \gg T$, 则滤波器工作在相干域内, 其传输函数是电场的线性函数, 取决于光载波所经历的相移, 这种情况受环境因素和偏振的影响比较大, 在实现中难以实现; 而如果 $\tau_c \ll T$, 则滤波器工作在非相干域, 整个结构的传输函数是光强度的线性函数, 消除了光载波相移的影响, 在实现中比较容易实现。这里设探测器的响应度为 \Re , 当光源的相干时间比滤波器的基本延时 T 大很多时即工作在非线性域, 从探测器输出的电流可以表示为:

$$I_0(t) = s_0(t) = \Re I_i \sum_{k=0}^{N-1} [a_k |s_{in}(t - kT)|] \quad (7)$$

从上式可以看出,输入和输出电信号之间是线性关系。

2 高 Q 值微波光子滤波器

设计微波光子滤波器的基础是信号在传输过程中不断的产生延迟,在接收端,不同的时延信号合并然后经过光电检测,按延时单元的不同可以把滤波器分为两类:一类用光纤环作为延时单元;另一类用光纤光栅实现延时功能。实现高 Q 值的方法有很多,如基于有源光纤的滤波结构、用光纤环作为延迟线达到滤波的目的以及采用级联滤波器的方法。

2.1 利用掺饵光纤的微波光子滤波器

图 2 所示是一种典型的高 Q 值微波光子滤波器结构,其中,R1 和 R2 分别代表了光栅 FBG1 和光栅 FBG2 的反射率。光栅 FBG1 的反射率为 50%,光栅 FBG2 的反射率为 100%,被调制后的光信号经过 FBG1 后,有一半信号被 FBG1 反射回来,另一半透射的信号经过掺饵光纤放大器 EDFA 放大,被 FBG2 全部反射到 FBG 对中。反射光经过光纤环行器后到达光电探测器,透射光到达 FBG2 后全部被反射,经过光纤延迟线 L 后,又有一部分透射,一部分反射,依次反复。因此,信号被向前和向后不断的反射和延迟形成了大量的脉冲响应的抽头,并且不同抽头之间的时间时延是相同的,每次经过环形器后到达光电检测器的信号都有 2L 的路程差,即产生了等间隔的时间延迟。

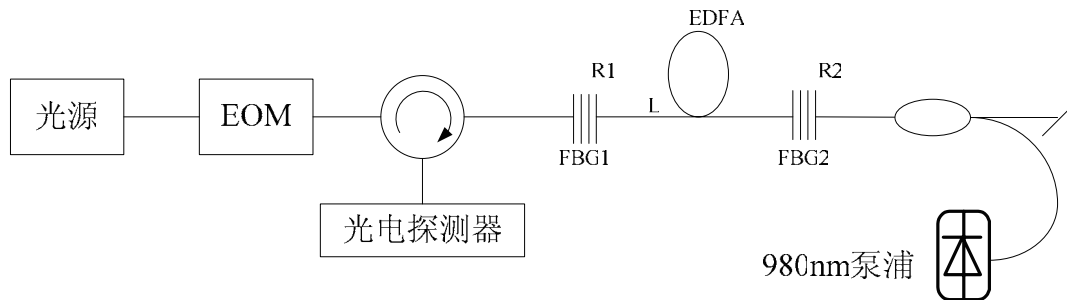


图2 利用掺饵光纤的微波光子滤波器
Fig. 2 Microwave photonic filter using erbium-doped fiber

图 2 所示滤波器在光栅之间使用了掺饵光纤,引入了泵浦源,属于有源微波光子滤波器类型^[10]。增大 EDFA 的增益可以有效的控制滤波器的抽头数,滤波器的带宽是可调的。光栅对使得信号在光栅中间不断的被反射、放大,由于每个信号冲激之间的路程差相同,因此可以连续产生等间隔的频谱。通过其实验仿真表明,Q 值可以达到 325。这种类型滤波器的优点是结构简单,比较容易实现。近期有很多的微波光子滤波器结构都是基于这种结构进行改进的。把 FBG1 和 FBG2 分别换成啁啾 FBG 可实现滤波器的频率可调^[11]。

2.2 利用光纤环延迟线的微波光子滤波器

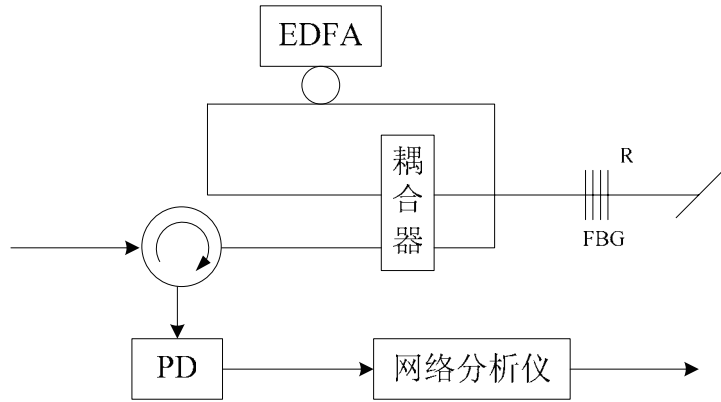


图3 利用光纤环延迟线和EDFA的高Q值微波光子滤波器结构
Fig. 3 High-Q microwave photonic filter structure using fiber ring delay line and EDFA

图3所示的结构中使用了光纤环作为延迟线,并在光纤环中加入了EDFA,用来补偿延迟造成的损耗^[12]。利用光纤光栅和光环形器,使调制的信号经过的不同路径距离造成了不同的时延,进而生成了不同的抽头。3dB耦合器,用来进行合波与分波。具体路径为:信号光经过耦合器,分为两条路径,一条路径直接到达光栅后,全部反射回到耦合器,再分两路:一路到达环形器;一路顺时针经过光纤环一次,再会到耦合器;以此重复。另一条要逆时针经过光纤环一次后,到达耦合器,分为两路:一路通过光栅反射回到耦合器;一路再逆时针经过光纤环一次,回到耦合器;以此重复。依次类推。如果设经过光纤环一次的时延为T,那么,返回到耦合器的信号是由延迟信号为 $0, T, 2T, 3T, \dots, (n-1)T$ 叠加构成。光纤环作为延迟线的滤波器产生的频谱峰比较陡峭,为获得较高的Q值奠定了很好的基础。

2.3 滤波器的级联

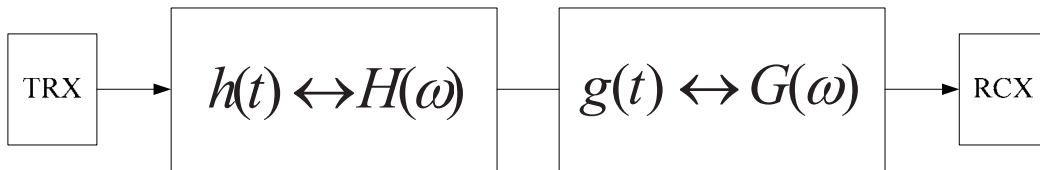


图4 两个光学滤波器的级联的一般结构
Fig. 4 The general structure of two cascade optical filters

假设一个滤波器在光域的单位冲激响应为:

$$h(t) = \sum_{r=0}^{\infty} a_r \delta(t-rT) = \sum_{r=0}^{\infty} h_r \delta(t-rT) \quad (8)$$

另一个滤波器在光域的单位冲激响应为 $g(t)$, 即:

$$g(t) = \sum_{s=0}^{\infty} b_s \delta(t-sT) = \sum_{s=0}^{\infty} g_s \delta(t-sT) \quad (9)$$

对于两个滤波器级联的情况,由麦克斯韦方程可知,光电场分量的输入和输出之间成线

性关系, 级联后的系统单位冲激响应为二者的卷积:

$$\begin{aligned}
 h(t) * g(t) &= \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{\infty} h_r g_s \delta(t-rT) \delta(t-sT) \\
 &= \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{\infty} h_r g_s \delta(t-(r+s)T) \\
 &= \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{s=0}^k h_{k-s} g_s \delta(t-kT) \\
 &= \sum_{k=0}^{\infty} m_k \delta(t-kT)
 \end{aligned} \tag{10}$$

$$\text{式中: } k=r+s; m_k = \sum_{s=0}^k h_{k-s} g_s$$

m_k 可以看作两个滤波器级联的光电场单位冲激响应的抽样系数, 同时又可以看作是 $h(t)$ 多个抽样值与 $g(t)$ 的相应抽样值的乘积和。

下面考虑输入电信号与输出电信号的关系. 受电信号调制之前的光电场分量为

$E_s(t) = \sqrt{I_i} e^{j(\omega_0 t + \phi(t))}$, 式中: I_i 是光源强度, ω_0 是光源中心角频率, $\phi(t)$ 是光源的相位抖动。输出光的电场分量为:

$$E_o(t) = \sqrt{I_i} \sum_{k=0}^{\infty} m_k [s_i(t-kT)]^{\frac{1}{2}} e^{j(\omega_0(t-rT) + \phi(t-rT))} \tag{11}$$

探测器的输出电流, 即对应输出电信号为

$$\begin{aligned}
 I_o(t) &= s_o(t) = \Re \left\langle |E_o(t)|^2 \right\rangle \\
 &= \Re I_i \sum_{k=0}^{\infty} m_k^2 [s_i(t-kT)] + \Re I_i \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{s \neq r} m_r m_s^* \sqrt{s_i(t-rT) s_i(t-sT)} \times \Gamma((r-s)T)
 \end{aligned} \tag{12}$$

Γ 代表光源的相干度, 当光源相干时间远小于单位延迟时间时, Γ 为零, 式中第二项

消失, $s_o(t) = \Re I_i \sum_{k=0}^{\infty} m_k^2 [s_i(t-kT)]$ 即输出电信号是输入电信号的线性延迟叠加, 满足滤波原理, 这种结构增加了滤波器的自由频程FSR, 进而Q 值增加。这种级联结构可以大大增加微波光子滤波器的品质因数, 并且给日后的研究提供很大的提示, 多重结构串联的微波光子滤波器会成为日后的研究方向。。在实验中, 通过级联获得了目前国际上Q最高的的滤波器频率响应, Q达到了3338, 抑制比达到了 40dB, 且可稳定地工作。

3 具有负抽头系数的微波光子滤波器

产生负抽头系数最直接的方法是使用不同的光电探测器^[13], 如图 5 所示, 被调制后的光信号经过耦合器分为两路, 两路相差时延 T, 分别经过不同的探测器, 之后两路相减, 产生的信号既有正抽头又有负抽头。这种方法得到的负系数不是直接在全光领域产生的, 所以

该滤波器不是全光的。图5是由两个抽头组成的，也可以改为多个抽头，用多光源代替单光源，WDM多路解调器代替3dB耦合器。

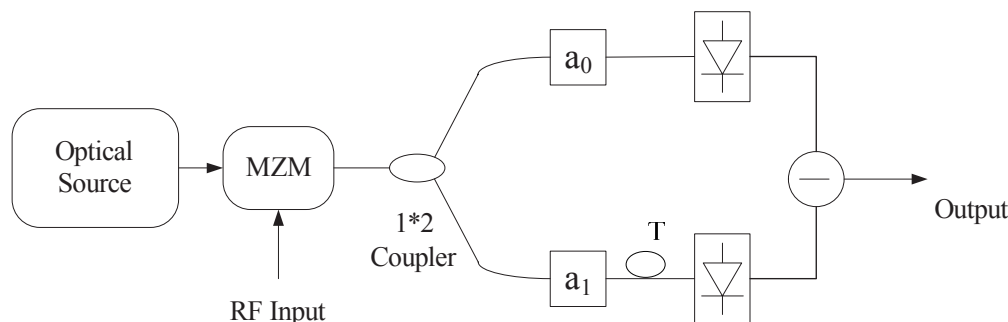


图5 由差分检波产生负系数的微波光子滤波器

Fig. 5 A photonic microwave delay-line filter with a negative coefficient using differential detection

近年提出了一类全光的具有负抽头系数的微波光子滤波器。其中一种方法是基于SOA上的交叉增益调制来实现波长转换，得到负系数^[14]，如图6所示。用到了两个可调光源波长分别为 λ_1 和 λ_2 ，波长为 λ_1 的光信号经调制后分为两路，一路经过较长的光纤，产生延时T，另一路与波长为 λ_2 的可调光耦合，通过SOA的交叉增益调制，产生相位与承载RF的光波波长为 λ_1 的相位相差 π ，之后经过一个带通滤波器滤掉波长为 λ_1 的光载波，这样上路是经过延时时间T的由波长为 λ_1 的光载波携带的射频信号，下路是由波长为 λ_2 的光载波携带的具有 π 相位的射频信号，两者耦合为一路经过光电探测器，能产生负抽头系数，这样就实现两个抽头且具有一个负系数的微波光子带通滤波器。由于两个波长是分别由不同的光源产生的，探测器也是非相干的。为了保证两个波长之间的拍频进入滤波器的通频带，需要选择足够大的波长空间。图6是只有两个抽头，可用多光源和WDM多路解调器替换实现多抽头微波延时滤波器。

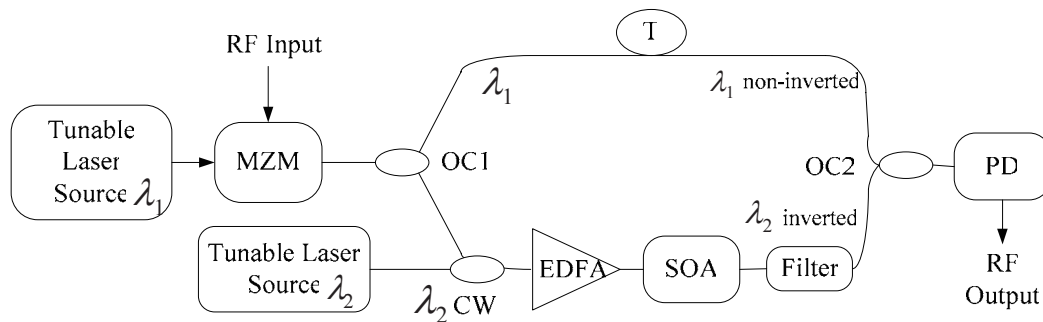


图6 基于SOA上的交叉增益形成负系数的微波光子滤波器

Fig. 6 A photonic microwave delay-line filter with a negative coefficient based on cross-gain modulation in an SOA

最近，又提出了一种可以产生负系数微波光子滤波器的新方法，该方法用到两个强度调制器（MZM），且加在MZM的偏置是互补的，如图7所示^[15]。当微波信号加到两个调制器上，调制光信号的包络是互补的。在PD的输出端，产生了互补微波信号的，导致产生一个负系数。两个相邻的抽头之间的延迟差异是由分散设备的色散产生。要实现多抽头的微波延迟滤波器，需要多波长光源如激光二极管阵列。对于正负系数抽头，相应的波长必须分别发送到两个MZM中。

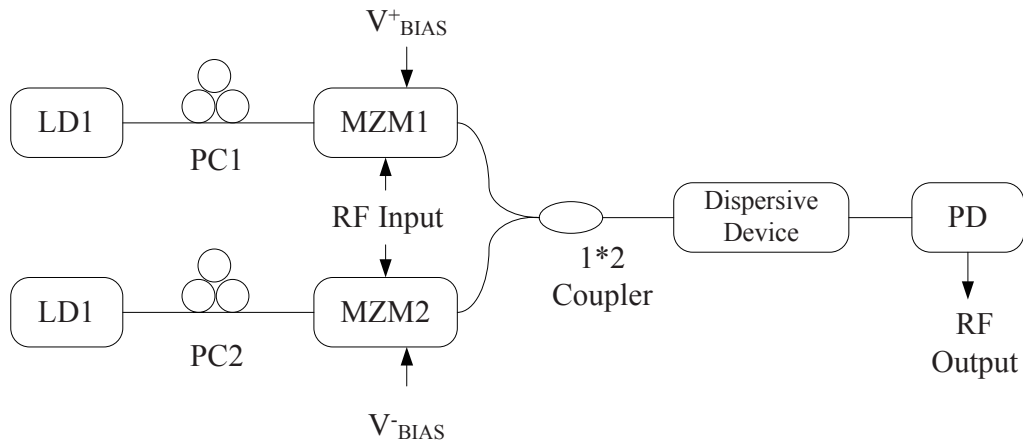


图 7

由互补偏置强度调制器实现倒相的滤波器简图

Fig. 7 The schematic of photonic microwave delay-line filter with a negative coefficient based on phase inversion using complementarily biased intensity modulation

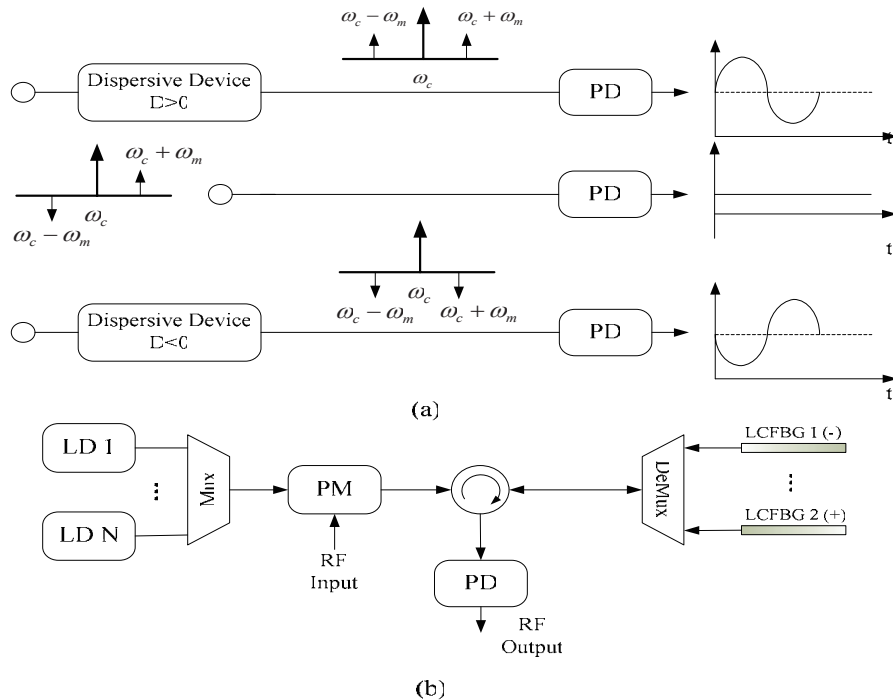


图 8 (a)基于相对分散的 PM-IM 转换的微波相位反转; (b)基于光相位调制器带负系数的微波光子滤波器
Fig.8 (a) RF phase inversion based on PM-IM conversion through opposite dispersions; (b) A photonic microwave delay-line filter with a negative coefficient based on optical phase modulator

上面讨论的所有滤波器都需要使用一个或多个 MZM。还有一种新的方法是基于一个光相位调制器来实现微波光子滤波器的负系数^[16]。由相位调制向强度调制 (PM-IM) 转换, 分散元素具有互补性, 如线性啁啾光纤光栅 (LCFBG) 与其互补啁啾, 通过具有正或负啁啾的 LCFBG 反映相位调制的光信号, 在 PD 中将会产生没有或有 π 相位反转的微波信号。使用光 PM 的另一个好处是 PM 没有偏置性, 消除了 MZM 中存在的漂移形成的偏置问题。该滤波器的基本原理如图 8(a)所示。一个微波信号通过 RF 端口与多波长进行相位调制。由于 PD 作为包络的检测器, 如果相位调制信号直接作用于 PD, 除了直流信号调制信号将不会被恢复。但是, 如果相位调制的光信号通过一个分散元素, 两边带和光载波的相位关系将

被改变,从而导致由相位调制到强度调制得转换。此外,对色散标志上的不同,会得到带或不带 π 相位的射频信号,产生负系数。该系统的结构如图8(b)所示。

替换LCFBG,通过使用光学频率鉴别器也能实现PM-IM的转换,如图9所示^[17]。

Sagnac-loop滤波器可用作光学频率鉴别器。由于光载波是在滤波器光谱响应的正负斜坡的激光源,PM-IM转换恢复的微波信号同相或反相的产生,将导致实现正负抽头系数。

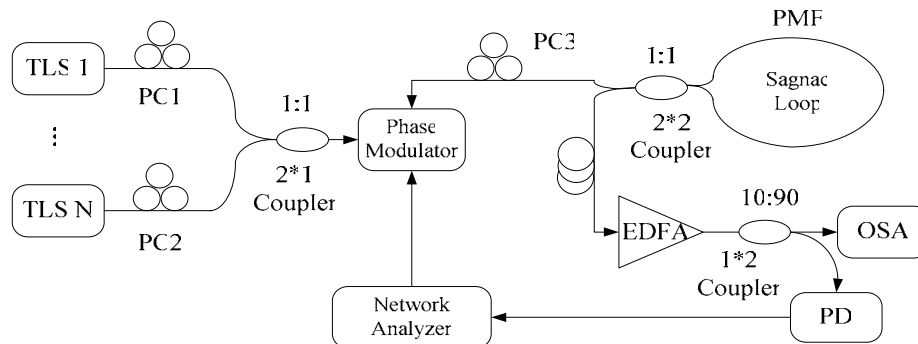


图9 使用光频率鉴别器实现PM-IM转换的带负抽头的微波光子滤波器

Fig. 9 Photonic microwave delay-line filter with a negative coefficient based on PM-IM conversion using optical frequency discriminators

4 结论

微波光子学滤波器具有很多优点,例如,有很高的时间带宽积、可以消除电子采样瓶颈、具有高隔离度、电磁兼容、无高速信号的光电和电光转换等。它在超宽带无线移动通信、相控雷达、微波毫米波传感、微波毫米波信号处理等多个领域具有潜在的应用前景。同时它主要借助现有的光纤技术和光器件,与光纤传输系统有很好的兼容性等。微波光子学负系数滤波器和有源高Q值滤波器的各种结构的实现原理与条件是今后发展的主要方向。

[参考文献] (References)

- [1] CAPMANY J, ORTEGA B, PASTOR D. A tutorial on microwave photonic filters [J]. Journal of Lightwave Technology, 2006, 24 (1): 201 - 229.
- [2] ORTEGA B, PASTOR D, CAPMANY J. Advanced optical processing of microwave signals [J]. Journal on Applied Signal Processing, 2005, 10: 1462 -1484.
- [3] E. H. W. Chan and R. A. Minasian. Optical source coherence controller for fiber optic delay line RF/microwave signal processors [J]. Optics Communications, 2005, 254: 104 -111.
- [4] Loayssa A., Capmany J., Sagues M., et al. Demonstration of incoherent microwave photonic filters with all-optical complex coefficients. IEEE Photonics Technology Letters, 2006, 18(13-16): 1744-1746.
- [5] Sagues M., Loayssa A., and Capmany J.. Multi-tap complex-coefficient incoherent microwave photonic filters based on stimulated Brillouin scattering. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(13-16): 1194-1196.
- [6] Sagues M., Olcina R. G., Loayssa A., et al. Multi-tap complex-coefficient in coherent microwave photonic filters based on optical single-sideband modulation and narrowband optical filtering. Optics Express, 2008, 16(1): 295-303.
- [7] Yan Y. and Yao H. P. A tunable photonic microwave filter with a complex coefficient using an optical RF phase shifter. IEEE, Photonics Technology Letters, 2007, 19(17-20): 1472-1474.
- [8] Xue W.Q., Sales S., Mork J., et al. Widely Tunable Microwave Photonic Notch Filter Based on Slow and Fast Light Effects. IEEE Photonics Technology Letters, 2009, 21(1-4): 167-169.
- [9] Jiangping Yao. Photonics for microwave signal filtering. IEEE Sarnoff Symposium SARNOFF '09, 2009: 1-5.
- [10] Electron Lett. Tunable microwave photonic filter for noise and interference suppression in UMTS base stations [J]. Electronics Letters, 2004, 40 (16) : 1-2.
- [11] Hunter D. B. and Minasian R. A. Tunable microwave fiber-optic bandpass filters. IEEE Photonics Technology Letters, 1999, 11(7): 874-876.
- [12] Chan E H W, Minasian R A. Reflective amplified recirculating delay line bandpass filter[J]. J. Lightwave Technol., 2007, 25 (6): 1141-1146
- [13] S. Sale, J. Capmany, J. Marti, and D. Pastor. Experimental demonstration of fiber-optic delay line filters with negative coefficients. Electron. lett., Jun.1995, 31(13): 1059-1096.
- [14] F. Coppinger, S. Yegnanarayanan, P.D. Trinh , and B. Jalali.. All-optical RF filter using amplitude inversion

in a semiconductor optical amplifier. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Aug. 1997, vol. 45(8): 1473-1477.

[15] J. Capmany, D. Pastor, A. Martinez, B. Ortega, and S. Sale. Microwave photonics filter with negative coefficients based on phase inversion in an electro-optic modulator. Opt. Lett., Aug. 2003, 28(16): 1415-1417.

[16] F. Zeng, J. Wang, and J. P. Yao. All-optical microwave bandpass filter with negative coefficients based on a phase modulator and linearly chirped fiber Bragg gratings, Opt. Lett., Sep. 2005, vol.30(17): 2203-2205.

[17] J. Wang, F. Zeng, and J. P. Yao. All-optical microwave bandpass filter with negative coefficients based on PM-IM conversion, IEEE Photon. Technol. Lett., Oct. 2005, 17(10): 2176-2178.

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/>