

文章编号:1004-9037(2014)06-0874-11

偏振调制微波光子信号处理

潘时龙 张亚梅

(雷达成像与微波光子技术教育部重点实验室,南京航空航天大学电子信息工程学院,南京,210016)

摘要:微波光子信号处理具有带宽大、调谐性好、对电磁干扰不敏感、易于实现并行系统等优点,在过去数十年中受到了学术界的重视。相比于传统的电光相位调制和电光强度调制,偏振调制将待调制信息转换到光的一个二维参量(偏振)上,从而在实现信号处理时可提供更多的自由度和灵活性。在偏振调制器后连接一个检偏器,通过调节检偏器的检偏角去掉偏振调制的一个维度,即可实现相位调制和强度调制,因而任何基于相位调制和强度调制的微波光子信号处理都能基于偏振调制实现。同时,将偏振调制器的输出分成多路,每一个支路上都插入一个检偏器,则基于一个偏振调制器就可同时实现多个调制方式,从而进一步实现并行信号处理或多功能一体信号处理。此外基于单边带偏振调制,可利用非常简单的装置实现幅相无耦合的微波移相器,进而实现相位编码、复抽头系数滤波器、光控相控阵等信号产生或处理功能。本文建立了偏振调制的基本数学模型,并对基于偏振调制的多种微波光子信号处理功能进行了原理分析。

关键词:微波光子学;信号处理;偏振调制

中图分类号: TN29 **文献标志码:** A

Polarization Modulated Microwave Photonic Signal Processing

Pan Shilong, Zhang Yamei

(Key Laboratory of Radar Imaging and Microwave Photonics, Ministry of Education, College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: Microwave photonic signal processing has drawn a lot of attentions in the past decades due to the distinct advantages brought by the photonic technology, such as broad bandwidth, large tunability, immunity to electromagnetic interference and capability to perform parallel processing. As compared with the conventional electro-optical phase modulation and intensity modulation, polarization modulation converts (Ratio frequency) RF signal to be processed to an optical parameter with two degrees of freedom (i. e. polarization). By connecting a polarizer to the polarization modulator, to remove one degree of freedom, the phase modulation and intensity modulation can be easily obtained. As a result, any microwave photonic signal processing based on phase modulation and intensity modulation can be realized based on the polarization modulation. If the output of a polarization modulator is split into several branches and in each branch a polarizer is incorporated, multiple modulation schemes can be implemented simultaneously, which can be used to achieve multichannel or multifunction signal processing. In addition, based on the single sideband polarization modulation, a high performance photonic microwave phase shifter can be realized, which can be further applied to implement phase coding, microwave filtering and beamforming network. This paper will establish a theoretical model of the polarization modulation and describe the principle of the polarization-modulation-based signal processing systems.

Key words: microwave photonics; signal processing; polarization modulation

基金项目:国家自然科学基金优秀青年基金(61422108)资助项目;国家重点基础研究发展计划(“九七三”计划)(2012CB315705)资助项目;江苏省杰出青年基金(BK2012031)资助项目;中央高校基本科研业务费资助项目。

收稿日期:2014-11-17; **修订日期:**2014-11-26

引言

微波光子信号处理通过电光转换将微波信号变换成光信号,在光域对微波信号的幅度、相位、频率等进行处理控制,再通过光电转换得到处理后的微波信号。它可有效克服传统电学信号处理在损耗、带宽、电磁干扰和幅相耦合上的种种限制,是高频宽带信号处理的有效途径^[1-5]。对于微波光子信号处理系统来说,电光调制器是其中最为关键的器件之一,主要用于实现电信号到光信号的转换。当前典型的电光调制主要有电光强度调制和电光相位调制两种,即将电信号调制到光载波的强度或者相位上。然而这两种调制方式仅利用了光的一个维度来承载信息。偏振调制是人们近些年发展出来的一种特殊的电光调制方式,可对光信号的 TE 分量和 TM 分量进行相反的相位调制^[6]。通过在一个偏振调制器后级联一个检偏器可实现不同的调制功能,包括相位调制和啁啾可调的强度调制等。因此,所有基于相位调制和强度调制的微波光子系统,均可基于偏振调制实现。此外,若将偏振调制器的输出信号分为多路,各连接一个检偏器,即可同时得到不同的调制。这些特性将给微波光子信号处理带来前所未有的灵活度。

本文首先建立了偏振调制的数学模型,然后介绍偏振调制微波光子信号处理的基本原理、主要功能和实现方法,包括微波光子移相、微波光子滤波、光控光束形成等线性微波信号处理,以及微波光子倍频、变频等非线性微波信号处理。对偏振调制微波光子信号处理的挑战和未来发展方向也进行了一些讨论。

1 偏振调制的等效模型

偏振调制可以通过多种方式实现,例如半导体光放大器中的交叉偏振调制^[7]、高非线性介质中的偏振旋转^[8]、未嵌入起偏器的相位调制器^[9]和基于 GaAs 材料的偏振调制器^[6]等。这些偏振调制实现方式基本上都可用图 1 所示的装置进行等效:进入偏振调制器的光信号由偏振分束器分成 TE 模和 TM 模两路,分别在两个并行的相位调制器中经历调制系数相反的相位调制;移相器对其中一路进行相位偏置;然后,偏振合束器将两个垂直偏振态合并形成偏振调制。值得指出的是,图 1 仅是偏振调制器的等效示意图,实际的偏振调制器一般并没有将 TE 模和 TM 模在空间上分开,或者只对其

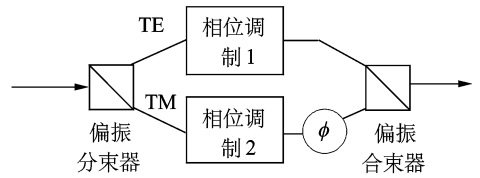


图 1 偏振调制器的等效模型

Fig. 1 Equivalent model of polarization modulator

中一个模式进行相位调制。假设输入偏振调制器的光信号为

$$E_{in} \propto \exp(j\omega_c t) \quad (1)$$

其中 ω_c 为光载波的频率。当一个驱动信号 $\varphi(t)$ 从偏振调制器的射频端口输入,根据偏振调制的等效模型,输出的信号可表达为

$$E_{out} \propto \begin{bmatrix} \exp(j\omega_c t + j\gamma\varphi(t)) \\ \exp(j\omega_c t - j\gamma\varphi(t) + j\varphi) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中 γ 为偏振调制器的调制系数, φ 为两偏振态之间的相位差。该相位差在图 1 中是通过改变偏振控制器的偏置电流获得,实际系统中也可通过调节偏振调制器前后的偏振控制器调节。若在偏振调制器后接一个检偏器将两偏振态上的信号合并到一个偏振方向,则可以得到

$$E_a \propto \cos\alpha \exp(j\omega_c t + j\gamma\varphi(t)) + \sin\alpha \exp(j\omega_c t - j\gamma\varphi(t) + j\varphi) \quad (3)$$

其中 α 为检偏器的检偏角。

当 $\alpha = 45^\circ$ 或 -45° 时,上式可以改写为

$$E_{\pi/4} \propto \exp\left(j\omega_c t + j\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left(\gamma\varphi(t) - \frac{\varphi}{2}\right) \quad (4(a))$$

$$E_{-\pi/4} \propto \exp\left(j\omega_c t + j\frac{\varphi}{2} + j\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(\gamma\varphi(t) - \frac{\varphi}{2}\right) \quad (4(b))$$

式(4)是电光强度调制的典型表达式,亦即检偏器的检偏角为 $\pm 45^\circ$ 时,偏振调制器级联检偏器可实现无啁啾的强度调制。而当 $\alpha = 0^\circ$ 或 90° 时,式(3)变为

$$E_0 \propto \exp(j\omega_c t + j\gamma\varphi(t)) \quad (5(a))$$

$$E_{\pi/2} \propto \exp(j\omega_c t - j\gamma\varphi(t) + j\varphi) \quad (5(b))$$

式(5(a))为 $\alpha = 0^\circ$ 的结果,式(5(b))为 $\alpha = 90^\circ$ 的结果。从上述两个公式可以看出,当检偏器的起偏方向对准了两偏振主轴中的一个轴时,可以得到调制系数相反的相位调制。

当检偏角度为其他数值时,式(3)可以改写为

$$E_a \propto \cos\alpha \exp\left(j\omega_c t + j\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left(j\gamma\varphi(t) - j\frac{\varphi}{2}\right) +$$

$$(\sin\alpha - \cos\alpha) \exp(j\omega_c t - j\gamma\varphi(t) + j\varphi) \quad (6)$$

从式(6)可以看出,当 α 为其他角度时,信号中既包含强度调制项(第一项),也包含相位调制项(第二项)。这种调制被称为带啁啾的强度调制。通过改变 α 可以实现啁啾系数的调节。

从上述分析可以得出结论,由偏振调制器级联检偏器可以实现无啁啾的强度调制、相位调制以及啁啾可调的强度调制,因此,任何基于强度调制和相位调制的微波光子信号处理功能均可以用偏振调制实现。若将偏振调制器的输出信号分为多路,各连接一个检偏器,即可同时得到不同的调制。这些特性将给微波光子信号处理带来前所未有的灵活度。

此外,啁啾可调的强度调制还可以补偿链路色散或与色散介质形成可调谐的微波滤波效应^[10-11]。令 $\varphi(t) = \cos(\omega_m t)$,即偏振调制器的驱动口加载了单频微波信号。当式(6)中的信号送入色散介质后,由于色散效应的影响,光信号的表达式可以写为

$$E(t) \propto e^{j\omega_c t} [J_0(\gamma) (e^{j(\varphi+\theta_0)} \cos\alpha + e^{j\theta_0} \sin\alpha) + J_1(\gamma) \cos\alpha (e^{j(\omega_m t + \frac{\pi}{2} + \varphi + \theta_{+1})} - e^{j(-\omega_m t - \frac{\pi}{2} + \varphi + \theta_{-1})}) + J_1(\gamma) \sin\alpha (e^{j(\omega_m t + \frac{3\pi}{2} + \theta_{+1})} - e^{j(-\omega_m t - \frac{3\pi}{2} + \theta_{-1})})] \quad (7)$$

式中: J_n 是第 n 阶第一类贝塞尔函数, θ_0 是色散引入的载波相移, θ_{+1} 和 θ_{-1} 分别为色散引入的上下二阶边带相移^[12]。在得到式(7)的过程中,还作了小信号调制的假设,从而忽略了二阶以上的边带。用泰勒函数展开色散介质的传播常数 β 可得

$$\begin{cases} \theta_0 = z\beta(\omega_c) \\ \theta_{-1} = z\beta(\omega_c) - \tau_0\omega_m + \frac{1}{2}D_\omega\omega_m^2 \\ \theta_{+1} = z\beta(\omega_c) + \tau_0\omega_m + \frac{1}{2}D_\omega\omega_m^2 \end{cases} \quad (8)$$

式中: z 是色散介质的长度, $\tau_0 = z\beta'(\omega_c)$, $D_\omega = z\beta''(\omega_c)$, β' 和 β'' 分别是 β 关于光信号角频率的一阶导数和二阶导数。

式(8)中的光信号经过光电探测器平方检波后转换为电信号。忽略掉其直流分量后,得到的信号表达式为

$$i_{PD} \propto 2J_0 J_1 [\sin 2\alpha \cos(\frac{1}{2}D_\omega\omega_m^2) \sin\varphi + \cos 2\alpha \sin(\frac{1}{2}D_\omega\omega_m^2)] \cos[\omega_m(t - \tau_0)] \quad (9)$$

调节偏振调制器的直流偏置,或者调节偏振调制器前后的偏振控制器使 $\varphi = \pi/2$,则式(9)可重写为

$$i_{PD} \propto 2J_0 J_1 \sin(2\alpha + \frac{1}{2}D_\omega\omega_m^2) \cos[\omega_m(t - \tau_0)] \quad (10)$$

从式(10)可以看出,经过色散介质的微波功率随着角频率 ω_m 的平方而发生周期性变化,从而形成滤波效应。滤波器的中心频率可由下式求出

$$2\alpha + \frac{1}{2}D_\omega\omega_m^2 = (2k+1)\frac{\pi}{2}, k=0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (11)$$

亦即

$$\omega_{\max} = \sqrt{((2k+1)\pi - 4\alpha)/D_\omega}, k=0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (12)$$

从式(12)可以看出,通过调节检偏角 α ,可以实现滤波峰的连续可调。该滤波器可被用于光电振荡器中实现中心频率的调谐^[11]。如果色散介质为光纤,上述系统构成了一条模拟光纤链路。显然,通过调节 α ,可将链路的传输峰移动到任意频率,从而有效克服光纤色散的影响^[10]。

2 基于偏振调制的倍频技术

新一代军事和民事应用,特别是宽带无线通信系统、高精度雷达和先进电子对抗系统,其工作频率正向着频谱资源更丰富、信息容量更大、传输质量更高(波束更窄、副瓣更低)和终端设备体积更小的毫米波段迈进。微波频率的不断提高,给微波信号的产生带来了巨大的挑战。微波光子倍频利用光子技术频率高、带宽大、调谐范围大以及抗电磁干扰能力强等优势来实现低频信号向高频信号的转换,是实现高质量高频信号产生的有效途径。微波光子倍频首先通过电光调制将微波信号调制到光载波上,然后通过控制电光调制器的偏置点、级联多个调制器或使用光滤波器来调控光谱中的谐波分量,从而得到频率间隔为基频整数倍的两个相干光波长,最后在光电探测器中拍频产生具有不同倍频因子的微波信号。当前利用微波光子倍频技术已经实现了二倍频^[13-19]、四倍频^[20-25]、六倍频^[26-28]、八倍频^[29-34]、十二倍频^[35]和十八倍频^[36]。由于偏振调制器级联检偏器可以实现相位调制或幅度调制,显然,这些倍频技术均可基于偏振调制器实现^[16,24-25,28]。

然而上述系统中均需要微波振荡器产生基频信号。一般来说,微波振荡器产生微波信号的质量几乎完全决定于振荡腔的储能性能。要产生高质量的微波信号,必须实现高 Q 值和低损耗的储能单元。当前,高性能微波振荡器大多基于电子学

(例如电介质振荡器)和声学(例如晶体振荡器)储能单元。这些单元在吉赫兹以上频率工作时,其储能性能会急剧下降,所产生的高频微波具有较大的相位噪声和较低的频谱纯度。为了解决这个问题,人们提出一种基于光子学储能单元的微波振荡器,可产生从数兆赫兹到数十吉赫兹的高纯度微波和毫米波信号。这种振荡器被命名为光电振荡器^[37-38],一般是由光源、电光调制器、高 Q 光储能单元(或一定长度的光纤)、光电探测器、带通滤波器、微波放大器、移相器、微波耦合器等组成的正反馈回路。振荡的能量来自于电光调制器前的注入光,注入光经过电光调制后变成载有特定频率的光信号,这个光信号被光电探测器转化成电信号后放大,再经过带通滤波器滤出特定频率,一部分用于输出,一部分反馈入电光调制器的射频输入端口,完成一次循环过程。这样不断循环,最终形成稳定的振荡。

传统的基于光强度调制器的光电振荡器只能实现基频信号的产生。为得到高频信号必须要增加腔内光电器件的带宽,这将大大增加系统的复杂度和成本。为了解决这个问题,可以利用光电器件的非线性效应,在光电振荡器中直接进行倍频^[14-19]。然而,倍频光电振荡器本身也是个振荡器,亦即在实现倍频的同时必须要产生基频信号来维持振荡。由于传统的电光调制器难以同时提供高频谱纯度的倍频信号和基频信号,提出了基于偏振调制的倍频光电振荡器方案。其基本思路为:将偏振调制器的输出分成两路,分别接上一个检偏器,其中一路通过控制检偏器的检偏角度及附加相移使等效的强度调制器偏置于线性点,亦即式(4)中 $\varphi = \pi/2$,从而产生基频振荡信号,反馈回偏振调制器的射频输入口维持系统的振荡;另一路则通过控制检偏器将等效的强度调制器偏置于最低点或者最高点,亦即式(4)中 $\varphi = 0$ 或 π ,从而实现二倍频^[16]。辅以陷波滤波器,还可实现四倍频^[24-25]或六倍频^[28]信号的产生。

图 2 为一个典型的偏振调制倍频光电振荡器^[24]的原理示意图。系统分为两个部分,一部分是基频光电振荡环,用于提供高稳定的基频微波信号,另一部分是光倍频模块,用于获得高频信号,两部分共享同一个偏振调制器。该振荡器的工作原理如下:激光器产生的光载波输入到偏振调制器,偏振调制器前的偏振控制器用于控制光载波的偏振态,使之与偏振调制器主轴成 45° ;偏振调制器的输出端分成两路,下路组成一个包含双环的光电

振荡器,该双环由一个偏振分束器、两段不同长度的单模光纤和一个偏振合束器组成^[39],主要用于抑制振荡环路中的竞争模式;上路通过调节偏振控制器和偏振分束器(可等效为检偏器)将等效的强度调制器偏置于最高点,实现奇次谐波的抑制,使得输出光信号中只剩余光载波与正负二阶边带(忽略其他的高次模);在检偏器后外接一个中心频率固定的滤波器,可将光载波滤除,此时光信号中只剩余正负二阶边带,在光电探测器中即可拍频得到四倍于基频信号频率的微波信号。图 3 为基频为 10 GHz 时四倍频光电振荡器的电频谱。由于实验中难以将其他模式完全抑制,仍然可以观测到一定的 10, 20, 30 GHz 分量,但都比 40 GHz 分量小 26 dB 以上。

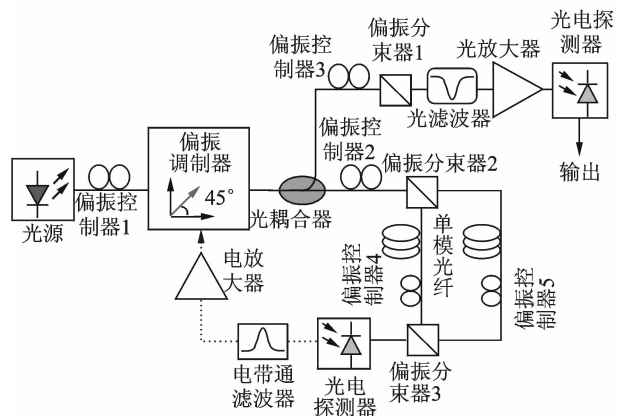


图 2 基于偏振调制的四倍频光电振荡器

Fig. 2 Schematic diagram of polarization-modulated frequency-quadrupling optoelectronic oscillator

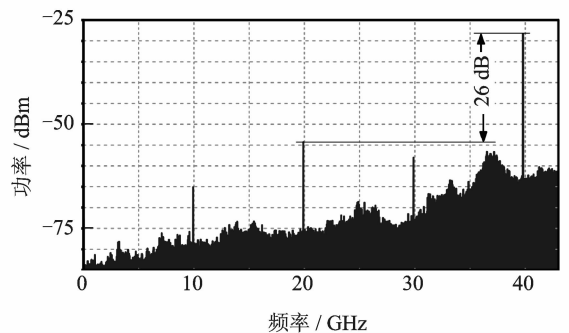


图 3 四倍频光电振荡器的典型电频谱

Fig. 3 Typical electrical spectra of frequency-quadrupling optoelectronic oscillator

基于偏振调制的倍频光电振荡器避免了昂贵且性能较低的高频微波器件的使用,系统中只用了一个激光器和一个调制器,具有成本低、性能高、操作灵活等突出优点。此外,倍频光电振荡器还可用于实现其他信号处理功能,例如进行多通道信号格

式变换^[40]、信号再生^[40]、串并变换^[40]、上下变频^[41]等,从而将微波信号产生和非线性信号处理等功能结合到一个简单的系统中,这些都是传统强度调制或者相位调制光电振荡器难以实现的。

3 基于偏振调制的微波光子幅相控制

对信号的幅度相位进行控制是绝大多数线性微波信号处理功能的基础。基于幅相操纵,进而可通过有限冲击响应多抽头滤波器或天线阵列对信号的频谱和空间分布进行控制。在光域改变微波的幅度,虽然会引起光信号相位的变化,但该相位在光电转换时会丢失,从而不会影响到微波信号的相位。因此微波光子幅相控制的关键在于如何运用光子手段实现幅相不耦合、大带宽、大移相范围的微波相位控制。早期的微波光子移相器主要由慢光法^[42-45]、光矢量和法^[46]和外差混频技术^[47]等方法实现。慢光法的基本原理是通过某种介质减慢光的速度,引入时延,从而实现相移。常见的慢光器件或效应有半导体光放大器^[42-43]、受激布里渊散射^[44]以及微环^[45]等,但这些器件或效应引发的微波相移不无例外地伴随着载流子浓度的变化或谐振峰的移动,必然会引起微波幅度的显著变化,从而造成幅相耦合。此外,这类方法也存在着带宽小、移相范围小或者需要复杂的控制电路、功耗大等问题,阻碍其实用。光矢量和法一般是通过控制两个具有不同相位的光微波信号的幅度,使其矢量叠加后合成的微波信号相位发生变化。这种方法虽然可以做到幅相不耦合,但需要精确控制两个参数来实现相移。外差混频法首先产生两个相干光波长,其波长间隔为微波频率;然后对两光波长进行不同的相位调制,或对其中一个光波长进行相位调制另一个波长不调制;最后通过拍频将两光波长的相位差映射到所产生微波信号的相位上。这样,通过控制调制信号的幅度即可实现移相。这种方法的缺点在于需要使用光滤波器分离两个波长,或者通过特殊光栅、差分群延时单元或受激布里渊散射等方式得到偏振态垂直的两个光波长^[47]以便后续执行不同的相位调制。这些波长区分方法将给系统引入环境抖动噪声,或使得系统带宽受限、调谐范围变小。

为了解决上述问题,最近文献^[48]提出了一种基于偏振调制的微波光子移相器,结构原理图如图4所示。该系统主要由光源、偏振调制器、可调光滤波器、偏振控制器、检偏器和光电探测器组成。其中偏振调制器和光可调滤波器用于实现单边带

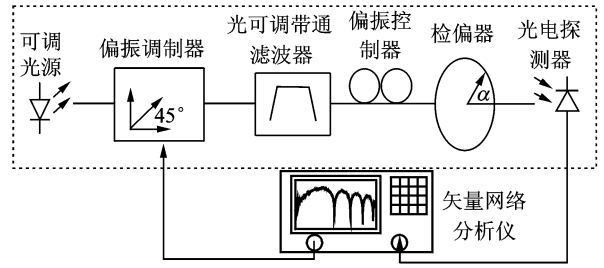


图4 基于偏振调制的微波光子移相器

Fig. 4 Schematic diagram of polarization-modulated microwave photonic phase shifter

偏振调制。令 $\varphi(t) = \cos(\omega_m t)$, 根据 Jacobi-Anger 展开关系,式(2)可以重写为

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \propto \begin{bmatrix} J_0 + jJ_1 \exp(j\omega_m t) - jJ_{-1} \exp(-j\omega_m t) \\ \exp(j\varphi) [J_0 - jJ_1 \exp(j\omega_m t) + jJ_{-1} \exp(-j\omega_m t)] \end{bmatrix} \quad (13)$$

利用滤波器滤除+1阶边带,可得

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \propto \begin{bmatrix} J_0 + J_{-1} \exp(-j0 + J_{-1} \exp(-j(\omega_m t + \frac{\pi}{2}))) \\ \exp(j\varphi) [J_0 + J_{-1} \exp(-j(\omega_m t - \frac{\pi}{2}))] \end{bmatrix} \quad (14)$$

由式(14)可以看出,光载波与剩余的光边带之间的相位差在两个正交偏振态上互补。值得一提的是,这样的单边带偏振调制还可通过级联两个偏振调制器实现^[49]。将单边带偏振调制信号送入检偏角为 α 的检偏器,然后进行光电探测,则得到的电流为

$$I(t) \propto J_0^2 (1 + \sin 2\alpha \cos \varphi) + J_{-1}^2 (1 - \sin 2\alpha \cos \varphi) - 2J_0 J_{-1} (\cos 2\alpha \sin \omega_m t + \sin 2\alpha \cos \omega_m t \sin \varphi) \quad (15)$$

当 $\varphi = \pi/2$, 式(15)可以简化为

$$I(t) \propto J_0 J_{-1} \cos \left(\omega_m t + 2\alpha + \frac{\pi}{2} \right) \quad (16)$$

从式(16)可以看出,如果调节 α 在 $[0, \pi]$ 范围内变化,所得信号的相移可覆盖整个 2π 范围。此外,在相移调节过程中,幅度保持不变。

图5为基于偏振调制的微波光子移相器的典型相位响应。实验中,通过调节检偏器的检偏角,实现了 $10 \sim 40$ GHz 微波信号的相位在 360° 范围内连续可调。该系统的工作频率下限决定于光滤波器的滤波斜率,上限受限于所使用的光电器件的

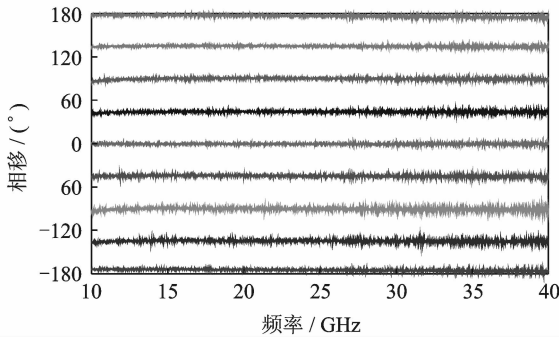


图 5 偏振调制微波光子移相器的相位响应(从 -180° 到 180°)

Fig. 5 Frequency responses of polarization-modulated microwave photonic phase shifter

工作带宽 (40 GHz)。移相时幅度抖动小于 0.5 dB。

在图 4 中, 如果将检偏器前的手动偏振控制器换成一个电控偏振控制器或一个偏振调制器, 则可实现电调移相器。考虑到偏振调制器的带宽可到 50 GHz 以上, 该电调移相器的调谐频率也可到数十 GHz, 这样的移相器已可以对微波信号进行高速相位编码。图 6 为该相位编码器典型的编码结

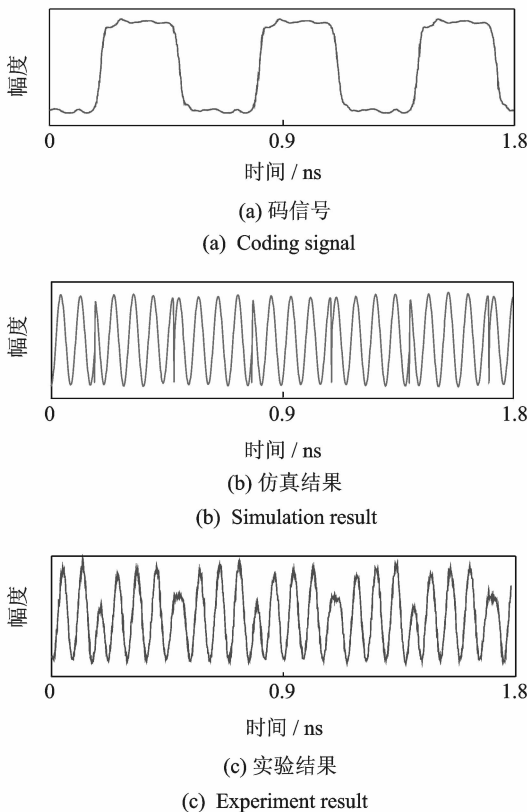
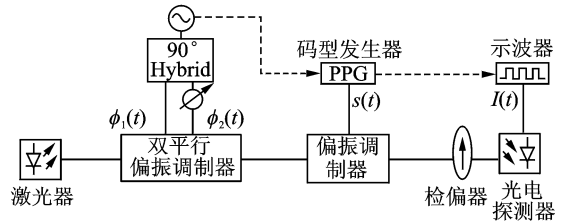


图 6 基于偏振调制的微波光子相位编码信号
Fig. 6 Generated phase-coded signal of polarization-modulated phase-coded signal generator

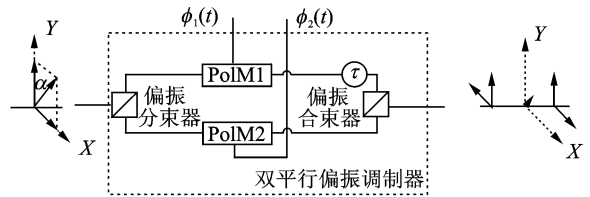
果^[50]。在该系统中, 实现了 12.5 GHz 和 40 GHz 的相位编码信号, 编码速度达到了 10 Gb/s。

此外, 为了使用低频器件实现高频信号的相移或相位编码, 还提出使用双平行偏振调制器实现具有正交偏振的抑制载波双边带调制信号^[51], 如图 7 所示。该系统采用一对正交射频信号驱动双平行偏振调制器, 从而在调制器的输出端得到正交偏振的正负一阶边带。然后对这两个边带进行相反的相位调制, 即可实现可调谐的相移或相位编码。实验中使用 10 GHz 和 20 GHz 信号分别得到了 20 GHz 和 40 GHz 的相位编码信号。



(a) 系统框图

(a) Schematic diagram of phase-coded signal generator



(b) 双平行偏振调制器结构框图

(b) Architecture of dual parallel polarization modulator

图 7 基于双平行偏振调制器的相位编码系统

Fig. 7 Schematic diagram of phase-coded signal generator based on dual-parallel polarization modulator

4 基于偏振调制的微波光子滤波器和光控波束成形

线性微波光子信号处理本质上就是实现具有特定幅度和相位响应的微波光子滤波器。与传统电域微波滤波器相比, 微波光子滤波器具有带宽大、调谐重构性能好、能支持并行滤波等优点。微波光子滤波器按抽头系数的性质可分成 3 类^[1-5, 52]: 正抽头系数滤波器, 负抽头系数滤波器和复抽头系数滤波器三类。正抽头系数微波光子滤波器最早被提出, 通过对信号进行简单的延时加权即可形成, 这种滤波器结构简单, 但是只能实现低通滤波。为了实现带通滤波, 负抽头系数微波光子滤波器被提出, 主要通过对抽头系数引入 180° 的相位差实现。负抽头系数可以通过将光电调制器

偏置于相反的偏置点、采用平衡光电探测等方式实现。偏振调制器在与主轴成 45° 的两个垂直偏振态上具有相反的幅度调制,如式(4)所示,因而可以直接基于单个调制器实现一对正负抽头。加拿大渥太华大学的姚建平教授于 2007 年提出了这样的负抽头微波光子滤波器^[53]。该系统的原理图如图 8 所示,其中两抽头之间的延时由一段偏振保持光纤提供。该系统的系统传输函数为

$$|H(f)| \propto (1 + \exp(j\pi)\exp(-j2\pi fT)) \propto |\sin(\pi fT)| \quad (17)$$

从式(17)可以看出,系统的响应形状是带通的形状。基于该微波光子滤波器,实现了不同调制形式的超宽带信号的产生,并对其传输性能进行的测试^[54]。然而,仅具有正负抽头系数的滤波器频率响应只能通过改变抽头间的延时进行调谐,而延时的改变必然引起滤波器自由谱区范围变化,从而使滤波形状发生变化。

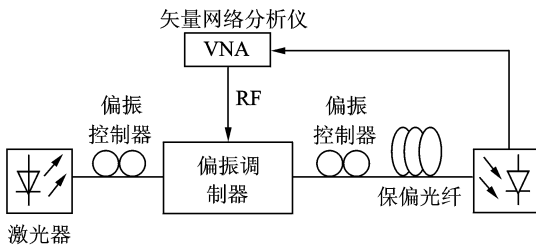


图 8 基于偏振调制的负抽头微波光子滤波器

Fig. 8 Schematic diagram of polarization-modulated microwave photonic filter with negative coefficient

为了解决上述问题,人们提出了复抽头系数微波光子滤波器。通过改变复抽头系数的相位分量,滤波器的响应可在自由频谱范围内连续可调谐,且滤波器的形状不发生改变^[55-62]。

复系数微波光子滤波器的传输函数可写为

$$H(f) = a_0 + a_1 \exp(j\theta) \exp(-j2\pi fT) + a_2 \exp(j2\theta) \exp(-j2\pi f2T) + \dots + a_n \exp(jn\theta) \exp(-j2\pi fnT) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp\left\{jn2\pi T\left(\frac{\theta}{2\pi T} - f\right)\right\} \quad (18)$$

从上式可以看出,系统响应的中心频率与各个抽头之间的相移量 θ 有关,当相移大小发生变化时,滤波器的中心频率也会随着发生变化。若相移大小可在 360° 范围内变化,则系统的频率响应可在整个自由频谱范围内连续可调谐,且调谐时系统响应的形状不发生变化。

基于前面介绍的偏振调制微波光子移相器,实验实现了二抽头和四抽头复系数微波光子滤波

器^[63-65]。图 9 为基于偏振调制的四抽头复系数微波光子滤波器的结构示意图^[65],其中激光器阵列用于产生 N 路光载波;偏振调制器用于将待滤波的信号调制到 N 路光载波上;波分复用器或波分解复用器用于将 N 路光载波合并或者分离。由于波分复用器每一个通道都具有带通特性,可将各光载波的波长置于各滤波通道的边沿,从而同时在每一路实现单边带滤波;偏振控制器用于控制光信号的偏振态;可调光延时线用于控制相邻两路间的延时差;检偏器用于将单边带偏振调制的信号合并成同一个偏振态后送入光电探测器拍频。系统中光源、光偏振调制器、波分复用器/波分解复用器、检偏器、光电探测器和每一路的偏振控制器实现了多个微波光子移相器,通过控制每一路移相器的相移,即可改变每一个抽头系数的相位分量,从而实现滤波器响应在整个自由频谱范围内的连续调谐。图 10 是该滤波器的典型频率响应。若控制各光载波的功率,还可实现各抽头系数幅度部分的改变,从而实现滤波形状的重构。本系统充分发挥了偏振调制的灵活性,通过将偏振调制器的输出分成多路,通过简单调节各支路中的偏振控制器实现了多个相位的控制,这是其他微波光子移相器难以实现的。

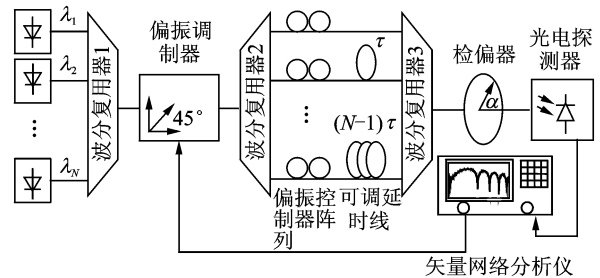


图 9 四抽头复系数微波光子滤波器的原理示意图

Fig. 9 Schematic diagram of four-tap microwave photonic filter with complex coefficients

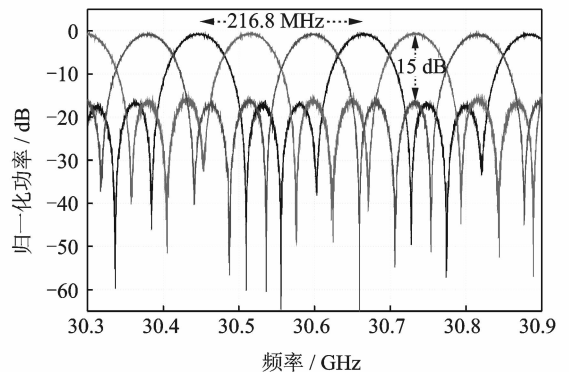


图 10 四抽头复系数微波光子滤波器的频率响应

Fig. 10 Frequency responses of four-tap microwave photonic filter

若将图 9 结构中的各通道信号分别送入不同的光电探测器,将光信号转换成电信号,再利用天线单元发射出去,即可实现光控相控阵天线^[66]。由于各路信号在光域不再叠加,因此无需多个激光波长来防止光干涉,系统中只需使用一个光源即可。图 11 为基于偏振调制的光控相控阵天线结构示意图,其中光源、单边带偏振调制器、偏振控制器、偏振分束器和光电探测器实现了微波光子移相器,用以控制各路微波信号的相移。各路移相器共用光源、单边带偏振调制器和光分路器,整个结构较为简单。经过移相后的信号由 N 个天线发射出去,在空间叠加干涉,从而在特定方向形成波束。由于该系统所使用的微波光子移相器具有极大的工作带宽(10~40GHz),因而该光控波束形成网

络可与不同波段的天线级联实现相控阵。实验中实现了 14 GHz 的相控阵天线,测得的天线方向图如图 12 所示。通过控制各路相移实现了波束在正负 30°范围内的连续扫描。

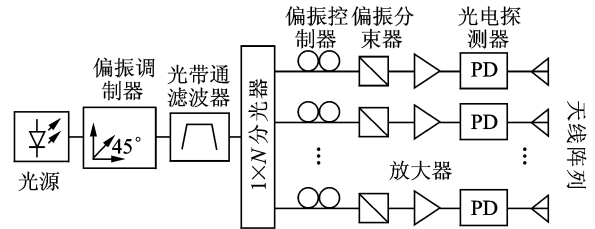


图 11 基于偏振调制的光控相控阵天线结构示意图
Fig. 11 Schematic diagram of optically controlled beamforming network based on polarization modulation

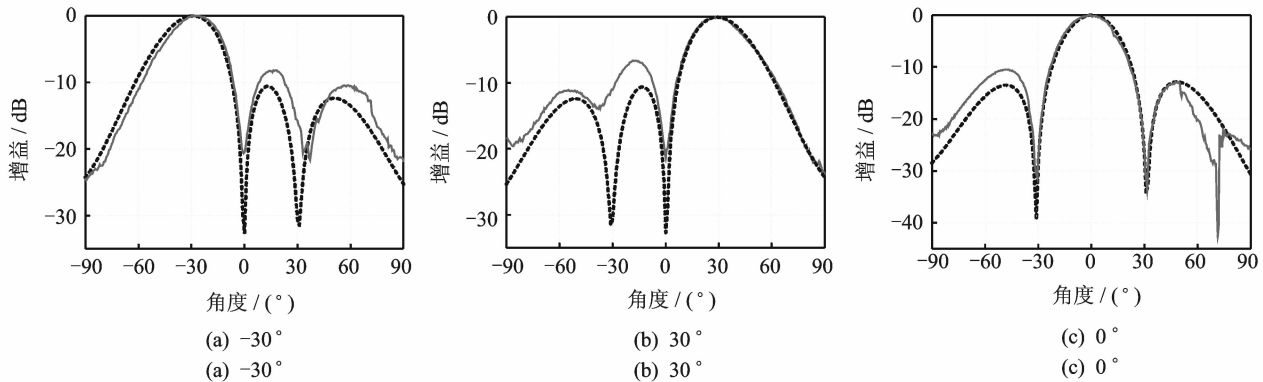


图 12 基于偏振调制的相控阵天线方向图

Fig. 12 Radiation patterns of phased antenna array based on optically controlled beamforming network

5 结束语

偏振调制的二维相位调制特性赋予了微波光子信号处理极大的灵活性,不仅可实现基于强度调制或相位调制的所有微波光子信号处理功能,还可以获得较多传统调制器难以实现的功能。通过偏振调制器级联不同调制器或者多个偏振调制器级联,还可以进一步增加对光信号的操纵维度,从而有助于实现更多更复杂的信号处理功能。当前关于偏振调制微波光子信号处理的研究已经取得了良好的进展,但仍然有较多问题需要更深入的研究,包括偏振稳定性、精确偏振控制、单片集成、多信道信号处理、多功能一体化、光域高效互联问题等。相信再经过数年的发展,偏振调制微波光子信号处理将越来越接近实用,最终能在实际系统中发挥作用。

参考文献:

[1] Minasian R A. Photonic signal processing of micro-

wave signals[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(2): 832-846.

- [2] Pan S, Zhu D, Zhang F. Microwave photonics for modern radar systems [J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2014, 31(3): 219-240.
- [3] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds [J]. Nature Photonics, 2007, 1(6): 319-330.
- [4] Yao J. Microwave photonics [J]. Journal of Light-wave Technology, 2009, 27(3): 314-335.
- [5] Capmany J, Li G F, Lim C, et al. Microwave photonics: Current challenges towards widespread application [J]. Optics Express, 2013, 21(19): 22862-22867.
- [6] Bull J D, Jaeger N A, Kato H, et al. 40-GHz electro-optic polarization modulator for fiber optic communications systems [C]//SPIE Photonics North. Optical Components and Devices. Bellingham: SPIE, 2004: 133-143.

- [7] Soto H, Erasme D, Guekos G. Cross-polarization modulation in semiconductor optical amplifiers[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1999, 11(8): 970-972.
- [8] Lee J Y, Yin L, Agrawal G P, et al. Ultrafast optical switching based on nonlinear polarization rotation in silicon waveguides[J]. *Optics Express*, 2010, 18(11): 11514-11523.
- [9] Compain E, Drevillon B. High-frequency modulation of the four states of polarization of light with a single phase modulator [J]. *Review of Scientific Instruments*, 1998, 69(4): 1574-1580.
- [10] Zhang H, Pan S, Huang M, et al. A polarization-modulated analog photonic link with compensation of the dispersion-induced power fading[J]. *Optics Letters*, 2012, 36(5), 866-868.
- [11] Tang Z, Pan S, Zhu D, et al. Tunable optoelectronic oscillator based on a polarization modulator and a chirped FBG [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(17): 1487-1489.
- [12] Yao J, Zeng F, Wang Q. Photonic generation of ultrawideband signals [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2007, 25(11): 3219-3235.
- [13] Oreilly J J, Lane P M, Heidemann R, et al. Optical generation of very narrow linewidth millimetre wave signals[J]. *Electronics Letters*, 1992, 28(25): 2309-2311.
- [14] Shin M, Grigoryan V S, Kumar P. Frequency-doubling optoelectronic oscillator for generating high-frequency microwave signals with low phase noise[J]. *Electronics Letters*, 2007, 43(4): 242-244.
- [15] Wang L, Zhu N, Li W, et al. A frequency-doubling optoelectronic oscillator based on a dual-parallel Mach - Zehnder modulator and a chirped fiber Bragg grating[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 23(22): 1688-1690.
- [16] Pan S, Yao J. A frequency-doubling optoelectronic oscillator using a polarization modulator [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, 21(13): 929-931.
- [17] Wang L, Zhu N, Li W, et al. A frequency-doubling optoelectronic oscillator based on a dual-parallel Mach - Zehnder modulator and a chirped fiber Bragg grating[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 23(22): 1688-1690.
- [18] Qiao Y, Zheng S, Chi H, et al. A frequency-doubling optoelectronic oscillator based on phase modulator[C]// *IEEE 2012 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*. [S. l.]: IEEE, 2012;10-13.
- [19] Yang B, Jin X, Chi H, et al. Optically tunable frequency-doubling Brillouin optoelectronic oscillator with carrier phase-shifted double sideband modulation [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(12): 1051-1053.
- [20] O'Reilly J J, Lane P M. Fibre-supported optical generation and delivery of 60 GHz signals[J]. *Electronics Letters*, 1994, 30(16): 1329-1330.
- [21] Qi G, Yao J, Seregelyi J, et al. Generation and distribution of a wide-band continuously tunable millimeter-wave signal with an optical external modulation technique[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, 53(10): 3090-3097.
- [22] Zhang J, Chen H, Chen M, et al. A photonic microwave frequency quadrupler using two cascaded intensity modulators with repetitious optical carrier suppression[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(14): 1057-1059.
- [23] Lin C T, Shih P T, Chen J, et al. Optical millimeter-wave signal generation using frequency quadrupling technique and no optical filtering[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2008, 20(12): 1027-1029.
- [24] Zhu D, Pan S, Ben D. Tunable frequency-quadrupling dual-loop optoelectronic oscillator [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(3): 194-196.
- [25] Zhu D, Liu S, Ben D, et al. Frequency-quadrupling optoelectronic oscillator for multichannel upconversion[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25: 426-429.
- [26] Li W, Yao J. Investigation of photonic assisted microwave frequency multiplication based on external modulation [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010, 58(11): 3259-3268.
- [27] Shi P, Yu S, Li Z, et al. A novel frequency sextupling scheme for optical mm-wave generation utilizing an integrated dual-parallel Mach-Zehnder modulator [J]. *Optics Communications*, 2010, 283(19): 3667-3672.
- [28] Pan S, Yao J. Tunable subterahertz wave generation based on photonic frequency sextupling using a polarization modulator and a wavelength-fixed notch filter [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010, 58(7): 1967-1975.
- [29] Li W, Yao J. Microwave generation based on optical domain microwave frequency octupling [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(1): 24-26.

- [30] Chen Y, Wen A, Shang L. Full-duplex radio-over-fiber system based on a novel octupling mm-Wave generation scheme [J]. *Fiber and Integrated Optics*, 2011, 30(4): 231-239.
- [31] Lin C T, Shih P T, Jiang Jr W, et al. A continuously tunable and filterless optical millimeter-wave generation via frequency octupling[J]. *Optics Express*, 2009, 17(22): 19749-19756.
- [32] Yin X, Wen A, Chen Y, et al. Studies in an optical millimeter-wave generation scheme via two parallel dual-parallel Mach-Zehnder modulators [J]. *Journal of Modern Optics*, 2011, 58(8): 665-673.
- [33] Vidal B, James J, Nkansah A, et al. Microwave generation through photonic octupling based on phase modulation and brillouin amplification[C]//2011 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP 2011). Singapore;MWP,2011: 125-128.
- [34] Zhang Y, Pan S. Experimental demonstration of frequency-octupled millimeter-wave signal generation based on a dual-parallel Mach-Zehnder modulator [C]// 2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Wireless Technology and Applications (IMWS). [S. l.]: IEEE, 2012: 1-4.
- [35] Li W, Yao J. Microwave and Terahertz generation based on photonic assisted microwave frequency twelvupling with large tunability[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2010, 2(6): 954-959.
- [36] Wang T, Chen H, Chen M, et al. High-spectral-purity millimeter-wave signal optical generation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(12): 2044-2051.
- [37] Yao X S, Maleki L. Optoelectronic microwave oscillator [J]. *Journal of Optical Society of America B*, 1996, 13(8): 1725-1735.
- [38] Eliyahu D, Seidel D, Maleki L. RF amplitude and phase-noise reduction of an optical link and an optoelectronic oscillator [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, 56(2): 449-456.
- [39] Cai S, Pan S, Zhu D, et al. Coupled frequency-doubling optoelectronic oscillator based on polarization modulation and polarization multiplexing[J]. *Optics Communications*, 2012, 285(6): 1140-1143.
- [40] Pan S, Yao J. Multichannel optical signal processing in NRZ systems based on a frequency-doubling optoelectronic oscillator [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2010, 16(5): 1460-1468.
- [41] Liu S, Zhu D, Pan S. Wideband signal upconversion and phase shifting based on a frequency tunable optoelectronic oscillator[J]. *Optical Engineering*, 2014, 53(3): 036101-036101.
- [42] Xue W, Sales S, Capmany J, et al. Wideband 360 microwave photonic phase shifter based on slow light in semiconductor optical amplifiers[J]. *Optics Express*, 2010, 18(6): 6156-6163.
- [43] Sancho J, Lloret J, Gasulla I, et al. 2π microwave photonic phase shifter based on single semiconductor optical amplifier [C]// 2011 International Topical Meeting on Microwave Photonics(MWP 2011). Singapore;MWP,2011: 69-72.
- [44] Loayssa A, Lahoz F J. Broad-band RF photonic phase shifter based on stimulated Brillouin scattering and single-sideband modulation[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2006, 18(1): 208-210.
- [45] Pu M, Liu L, Xue W, et al. Tunable microwave phase shifter based on silicon-on-insulator microring resonator[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(12): 869-871.
- [46] Sun X, Fu S, Xu K, et al. Photonic RF phase shifter based on a vector-sum technique using stimulated Brillouin scattering in dispersion shifted fiber [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010, 58(11): 3206-3212.
- [47] Li Z, Yu C, Dong Y, et al. Linear photonic radio frequency phase shifter using a differential-group-delay element and an optical phase modulator[J]. *Optics Letters*, 2010, 35(11): 1881-1883.
- [48] Pan S, Zhang Y. Tunable and wideband microwave photonic phase shifter based on a single-sideband polarization modulator and a polarizer[J]. *Optics Letters*, 2012, 37(21): 4483-4485.
- [49] Zhang Y, Zhang E, Pan S. Optical single sideband, modulation with tunable optical carrier-to-sideband ratio[R]. *IEEE Photonics Technology Letter*, 2014, 26(7): 653-655.
- [50] Zhang Y, Pan S. Generation of phase-coded microwave signals using a polarization-modulator-based photonic microwave phase shifter [J]. *Optics Letters*, 2013, 38(5): 766-768.
- [51] Liu S, Zhu D, Wei Z, et al. Photonic generation of widely tunable phase-coded microwave signal based on a dual-parallel polarization modulator[J]. *Optics Letters*, 2013, 39(13): 3958-3961.
- [52] Capmany J, Ortega B, Pastor D. A tutorial on microwave photonic filters [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2006, 24(1): 201.

- [53] Yao J, Wang Q. Photonic microwave bandpass filter with negative coefficients using a polarization modulator[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(9): 644-646.
- [54] Pan S, Yao J. UWB-over-fiber communications: modulation and transmission[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(16): 2445-2455.
- [55] Loayssa A, Capmany J, Sagues M, et al. Demonstration of incoherent microwave photonic filters with all-optical complex coefficients[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2006, 18(16): 1744-1746.
- [56] Li W, Zhu N H, Wang L X. Continuously tunable microwave photonic notch filter with a complex coefficient[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2011, 3(3): 462-467.
- [57] Sagues M, Loayssa A, Capmany J. Multitap complex-coefficient incoherent microwave photonic filters based on stimulated Brillouin scattering[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(16): 1194-1196.
- [58] Lloret J, Sancho J, Pu M, et al. Tunable complex-valued multi-tap microwave photonic filter based on single silicon-on-insulator microring resonator [J]. *Optics Express*, 2011, 19(13): 12402-12407.
- [59] Xue X, Zheng X, Zhang H, et al. Highly reconfigurable microwave photonic single-bandpass filter with complex continuous-time impulse responses[J]. *Optics Express*, 2012, 20(24): 26929-26934.
- [60] Yi X, Huang T X H, Minasian R A. Tunable and reconfigurable photonic signal processor with programmable all-optical complex coefficients[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010, 58(11): 3088-3093.
- [61] Li X, Dong J, Yu Y, et al. A tunable microwave photonic filter based on an all-optical differentiator [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 23(5): 308-310.
- [62] Sagues M, GarcYa O R, et al. Multi-tap complex-coefficient incoherent microwave photonic filters based on optical single-sideband modulation and narrow band optical filtering[J]. *Optics Express*, 2008, 16(1): 295-303.
- [63] Zhang Y, Pan S. Complex coefficient microwave photonic filter using a polarization-modulator-based phase shifter[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(2): 187-189.
- [64] Zhang Y M, Pan S L. A tunable and dispersion-insensitive microwave photonic filter[J]. *Science China Technological Sciences*, 2013, 56(3): 603-607.
- [65] Zhang Y, Pan S. Tunable multitap microwave photonic filter with all complex coefficients[J]. *Optics Letters*, 2013, 38(5): 802-804.
- [66] Zhang Y, Wu H, Zhu D, et al. An optically controlled phased array antenna based on single sideband polarization modulation[J]. *Optics Express*, 2014, 22(4): 3761-3765.

作者简介:潘时龙(1982-),男,教授,博士生导师,研究方向:微波光子学, E-mail: pans@nuaa.edu.cn;张亚梅(1990-),女,博士研究生,研究方向:微波光子学。

