

基于 PDM-DMZM 的多通道变频移相信号产生

李赫¹, 赵尚弘^{1*}, 于丽娜², 林涛¹, 张昆¹, 王国栋¹, 蒋炜³, 李轩¹

¹空军工程大学信息与导航学院, 陕西 西安 710077;

²数字工程与先进计算国家重点实验室, 江苏 无锡 214123;

³中国空间技术研究院西安分院, 陕西 西安 710077

摘要 提出一种可实现相位调谐的微波光子上、下变频信号生成方案,其主要器件为偏振复用-双驱动马赫-曾德尔调制器(PDM-DMZM)。在所提方案中通过调节调制器直流偏置点实现上、下变频信号的切换,通过调节偏振控制器实现相位连续调谐,该方案可扩展为多通道独立相位调谐系统。仿真结果表明,频率为 10 GHz 的射频信号可以分别转换为下变频信号(1 GHz)和上变频信号(19 GHz),其相位可在 $0^\circ \sim 360^\circ$ 范围内连续调谐,且不同相位下生成信号的功率最大波动在 0.3 dB 以内,杂散信号抑制比可保持在 20 dB 以上,系统的最大输入频率可调范围为 0.5~65.0 GHz,生成的移相信号频率可覆盖几 GHz 到 130 GHz。

关键词 光通信; 微波光子; 上、下变频; 全范围移相; 多通道独立相位调谐系统

中图分类号 TN29

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL202047.1205004

Generation of Multichannel Frequency Conversion Signal with Full Range Phase Shift Based on PDM-DMZM

Li He¹, Zhao Shanghong^{1*}, Yu Lina², Lin Tao¹, Zhang Kun¹, Wang Guodong¹,
Jiang Wei³, Li Xuan¹

¹Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China;

²State key Laboratory of Mathematical Engineering and Advanced Computing, Wuxi, Jiangsu 214123, China;

³Xi'an Branch of National Key Laboratory on Space Technology, Xi'an, Shaanxi 710077, China

Abstract In this study, a microwave photon up and down-conversion signal generation scheme is proposed to realize phase tuning. The main component of this scheme is a polarization multiplexing dual-drive Mach-Zehnder modulator (PDM-DMZM). In the proposed scheme, up and down-conversion signals switching can be realized by adjusting the direct current bias point of the modulator. Further, the phase is continuously tuned by adjusting the polarization controller. The proposed scheme can be extended to a multichannel independent phase tuning system. Simulation results show that the radio frequency signal with a frequency of 10 GHz can be converted into a down-conversion signal (1 GHz) and an up-conversion signal (19 GHz). Its phase can be continuously tuned in the range of $0^\circ \sim 360^\circ$ and generated under different phases. The maximum power fluctuation of the signal is less than 0.3 dB, the spurious signal suppression ratio can be maintained above 20 dB, the maximum input frequency of the system can be adjusted from 0.5 to 65.0 GHz, and the frequency of the generated phase-shifted signal can range from several GHz to 130 GHz.

Key words optical communication; microwave photonics; up and down-conversion; full range phase shift; multi-channel independent phase tuning system

OCIS codes 060.4510; 350.3950; 350.4010; 350.5030

收稿日期: 2020-04-07; 修回日期: 2020-05-18; 录用日期: 2020-07-20

基金项目: 国家自然科学基金(61571461, 61231012)、陕西省自然科学基金(2019JQ707)、陕西省科技新星基金(2019KJXX-082)

*E-mail: zhaoshangh@aliyun.com

1 引 言

与带宽较窄(几个 GHz)、频率较低(几十 GHz)和传输损耗较大(0.6 dB/m)的微波技术相比,微波光子技术因其具有带宽宽(十几 GHz)、频率高(THz)、光纤传输损耗小(0.0002 dB/m)和抗电磁干扰等优点,可以实现微波信号的产生、处理、传输和控制,所以该技术已成为近年来的研究热点之一^[1-3]。微波光子移相和变频技术可以实现 360°的宽带相位控制以及发射、接收机中微波信号的上、下变频,该技术在毫米波波束形成、相控阵雷达和相位编码雷达、电子战和卫星有效载荷等系统中都承担着相应的任务^[4-7],因此国内外学者在微波光子变频^[8-16]和移相方面^[17-22]均提出了许多结构紧凑和性能良好的方案。然而,文献[8-22]的结构能实现微波信号的变频或移相一种功能,所以在微波光子系统与链路中需要多个结构来实现所需的多种功能,但这增加了整个系统的复杂度、体积、成本和损耗,为此人们迫切希望在同一结构中可以同时实现变频和移相两种功能。

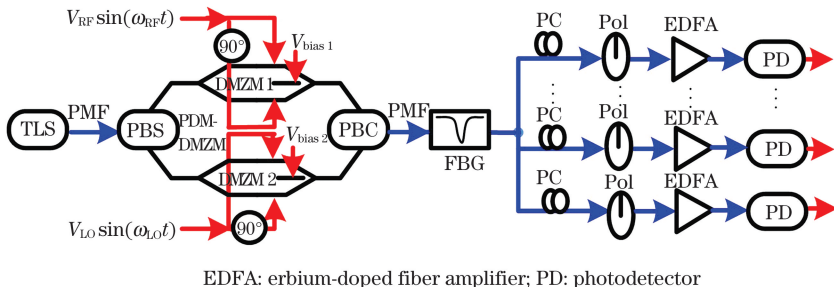
近年来,可以同时实现变频与移相功能的方案主要分为三种^[23-31]:下变频移相信号生成方案^[23-27],如北京交通大学研究小组提出基于双驱动马赫-曾德尔调制器(DMZM)和光纤布拉格光栅(FBG)的下变频移相信号产生方案^[23],该类方案不能将移相与上变频结合,因此不适用于基于相控阵技术的发射机;上、下变频移相信号同时生成方案^[28-30],如北京交通大学研究小组提出基于单个的双偏振-双驱动马赫-曾德尔调制器(DP-DMZM)的混频移相生成方案^[29],该类方案可以解决第一类方案存在的问题,但在光电转换后需要增加额外的电子器件将两路变频信号分离,因此不适用于多倍频程系统;上变频移相信号生成与下变频移相信号生成方案,如暨南大学研究小组提出基于双偏振-双平

行马赫-曾德尔调制器(DP-DPMZM)与偏振调制器(PolM)级联的变频移相信号生成方案^[31],该方案可以解决前两类方案存在的问题,但在扩展成多通道的变频移相系统方面有一定的困难。

基于此,本文提出一种独立多通道的上、下变频移相信号产生方案,其主要器件为偏振复用-双驱动马赫-曾德尔调制器(PDM-DMZM),该器件可以产生两路偏振正交的单边带(SSB)调制信号。首先将 FBG 作为光窄带滤波器以滤除光载波,得到两路偏振正交的一阶信号,然后使用一个偏振控制器(PC)在两路正交信号中引入等值反向的可调相位,最后经过光电转换产生上、下变频移相信号。与可实现变频与移相功能的方案相比^[23-31],所提方案主要有三点改进之处。1)仅通过改变调制器的偏置电压就能切换产生上、下变频移相信号,即可以在接收机中将射频(RF)信号下变频至中频(IF)信号,以便后续信号的处理,也可以在发射机中将 RF 信号上变频至高频(HF)信号,以满足未来高频段和宽带宽的系统需求。2)减少上、下变频信号同时产生方案中后续使用电滤波器分离不同频率信号的操作,这可以降低系统的复杂度,可应用于多倍频程系统。3)仅通过调整 PC 就可实现全范围相位的连续调谐,且 PC 前的器件可以多通道共享,因此容易扩展为独立多通道相位调谐系统,以满足多通道、多功能微波光子链路或系统的结构和性能需求。

2 基本原理

图 1 为基于 PDM-DMZM 的多通道上、下变频移相信号产生结构,该结构的主要器件 PDM-DMZM 由偏振分束器(PBS)、偏振合束器(PBC)和 2 个平行放置的 DMZM 组成。当可调谐激光器(TLS)输出光载波时,使其偏振方向与 PDM-DMZM 中的一个主轴间的夹角为 45°,光载波通过保偏光纤(PMF)注入到调制器后被分成功率



EDFA: erbium-doped fiber amplifier; PD: photodetector

图 1 基于 PDM-DMZM 的上、下变频多通道移相信号产生结构示意图

Fig. 1 Schematic of up and down-conversion multi-channel phase shift signal generation based on PDM-DMZM

相等且偏振正交的两路光信号,并分别进入两个子调制器中。微波信号发生器输出的 RF 信号首先经过功分器分成两路功率相等的信号,上路 RF 信号直接驱动 DMZM 1 上路的马赫-曾德尔调制器,下路的 RF 信号经过一个 90° 的电耦合器后驱动 DMZM 1 下路的马赫-曾德尔调制器,另一路输出(LO)信号经过与 RF 信号相同的操作后用以驱

动 DMZM 2。其中 V_{RF} 、 V_{LO} 和 ω_{RF} 、 ω_{LO} 分别为两路驱动信号的电压和角频率, t 为信号传输时间, $V_{bias 1}$ 和 $V_{bias 2}$ 分别为上、下两路 DMZM 的直流偏置电压。

设光载波为 $E_c \exp(j\omega_c t)$, 其中 E_c 和 ω_c 分别为光载波的幅度和角频率, 则 PDM-DMZM 输出的信号可表示为^[32]

$$\mathbf{E}_{\text{PDM-DMZM}}(t) = \begin{bmatrix} E_x(t) \\ E_y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{E_c}{2} \exp(j\omega_c t) \{ \exp[j\beta_{RF} \sin(\omega_{RF} t)] + \exp(j\varphi_{bias 1}) \exp[j\beta_{RF} \sin(\omega_{RF} t + \pi/2)] \} \\ \frac{E_c}{2} \exp(j\omega_c t) \{ \exp[j\beta_{LO} \sin(\omega_{LO} t)] + \exp(j\varphi_{bias 2}) \exp[j\beta_{LO} \sin(\omega_{LO} t + \pi/2)] \} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中: $E_x(t)$ 和 $E_y(t)$ 分别表示信号在 X 偏振方向与 Y 偏振方向的幅度; β_{RF} 和 β_{LO} 分别表示 RF 信号和 LO 信号的调制系数, 其中 $\beta_{RF} = (\pi/V_\pi) V_{RF}$, $\beta_{LO} = (\pi/V_\pi) V_{LO}$, V_π 为调制器的半波电压; $\varphi_{bias 1}$ 和 $\varphi_{bias 2}$ 分别表示 DMZM 1 和 DMZM 2 的偏置电压在其上、

下两路引入的相位差, 其中 $\varphi_{bias 1} = (\pi/V_\pi) V_{bias 1}$, $\varphi_{bias 2} = (\pi/V_\pi) V_{bias 2}$ 。当调整调制器的直流偏置电压使其满足 $\varphi_{bias 1} = -\pi/2$ 和 $\varphi_{bias 2} = -\pi/2$ 时, DMZM 1 和 DMZM 2 都在正交偏置点(QTP)处工作, 使用 Jacobi-Anger 展开式简化(1)式可得

$$\mathbf{E}_{\text{PDM-DMZM}}(t) = \begin{bmatrix} E_x(t) \\ E_y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{E_c}{2} \exp(j\omega_c t) [J_0(\beta_{RF})(1-j) + 2J_1(\beta_{RF}) \exp(j\omega_{RF} t)] \\ \frac{E_c}{2} \exp(j\omega_c t) [J_0(\beta_{LO})(1-j) + 2J_1(\beta_{LO}) \exp(j\omega_{LO} t)] \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中: $J_0(\cdot)$ 和 $J_1(\cdot)$ 表示第一类 0 阶和 +1 阶的贝塞尔函数。在小信号调制的情况下, +1 阶以上的边带信号因其强度很小而忽略不计, 因此 PDM-DMZM 输出端的 -1 阶信号被抑制, 在 PDM-DMZM 输出的光谱中可以看到两路偏振正交、包含载波和 +1 阶的 SSB 信号, 如图 2(a1) 所示。偏振正交的 SSB 信号经过保偏光纤后注入 FBG 中以滤除载波, 在 FBG 的输出端得到两路偏振正交的 +1 阶信号, 如图 2(a2) 所示。FBG 输出的偏振正交双波长信号通过多通道光功分器后分成多个信号, 在每个通道中使用 PC 在两个 +1 阶信号上引入大小相等且方向相反的可调相位 $\theta/2$ ^[33-35], 其中 θ 为由 PC 双

折射引起的两个正交分量的相位差, 如图 2(a3) 所示。

直列式光纤 PC 由两个四分之一波片和一个半波板组成^[36], 用于引入偏振相关相位。所有输入的信号都可以通过调整三个波片来转换成任意的偏振状态(SOP)信号。对于前向入射光, PC 的传输函数 \mathbf{F} 可表示为

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp(j\theta/2) & 0 \\ 0 & \exp(-j\theta/2) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

式中: α 表示 PC 的偏振旋转角度。当 $\alpha = 45^\circ$ 时, FBG 输出的偏振正交双波长信号从前向射入 PC 中, 则输出信号可表示为

$$\mathbf{E}_{\text{PC}} = \mathbf{F} \times \mathbf{E}_{\text{FBG}} = \begin{bmatrix} \cos 45^\circ & -\sin 45^\circ \\ \sin 45^\circ & \cos 45^\circ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp(j\theta/2) & 0 \\ 0 & \exp(-j\theta/2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x(t) \\ E_y(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} E_c \exp(j\omega t) \begin{bmatrix} J_1(\beta_{RF}) \exp(j\omega_{RF} t + j\theta/2) \\ J_1(\beta_{LO}) \exp(j\omega_{LO} t - j\theta/2) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

式中: \mathbf{E}_{PC} 表示 PC 的输出信号; \mathbf{E}_{FBG} 表示 FBG 的输出信号。从(4)式可以看到, 在两个 +1 的边带阶

信号上引入大小相等且方向相反的可调相位,即可调相位为 $\theta/2$ 。

接下来调整 Pol,使其偏振方向与输出的两个

正交偏振信号之间的夹角为 45° ,矢量合成后的信号由 EDFA 放大后进入 PD 中进行光电转换,下变频移相信号中的交流分量为

$$I_{AC}(t) \propto \frac{G_{OA}^2 E_c^2 R}{4} J_1(\beta_{RF}) J_1(\beta_{LO}) \cos [(\omega_{RF} - \omega_{LO}) t + \theta], \quad (5)$$

式中: G_{OA} 表示 EDFA 的增益系数; R 为光电探测器的响应度。从(5)式可以看到,该结构可产生频率为 $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ 的下变频信号,其相位可通过调整各通道的 PC 来实现全范围连续调谐,如图 2(a4)所示。同理,当 $\varphi_{bias 1} = \pi/2$ 和 $\varphi_{bias 2} = \pi/2$ 时,DMZM 1 和 DMZM 2 产生信号中的 +1 阶光边带信号被抑制,此时使用 FBG 来滤除载波,使用 Pol、EDFA 和 PD 对由 PC 引入偏振相关相位进行矢量合成,经过放大和光电转换后,产生频率为 $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ 的下变频移相信号。

当 $\varphi_{bias 1} = -\pi/2$ 和 $\varphi_{bias 2} = \pi/2$ 时,DMZM 1 产生信号中的 -1 阶边带信号被抑制,因此在光谱中可以看到具有 +1 阶边带和载波的 SSB 信号; DMZM 2 产生信号中的 +1 阶边带信号被抑制,在光谱中可以看到具有 -1 阶边带和载波的 SSB 信号,如图 2(b1)所示,使用 FBG 滤除载波后得到的信号如图 2(b2)所示,则输出信号为

$$\mathbf{E}_{FBG}(t) = \begin{bmatrix} E_x(t) \\ E_y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_c \exp(j\omega_c t) J_1(\beta_{RF}) \exp(j\omega_{RF} t) \\ E_c \exp(j\omega_c t) J_{-1}(\beta_{LO}) \exp(-j\omega_{LO} t) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

式中: $J_{-1}(\cdot)$ 表示第一类 -1 阶的贝塞尔函数。FBG 输出端的信号由 PC 引入可调相位,如图 2(b3)所示,经过 EDFA 和 PD 放大和光电转换后得到信号中的交流分量为

$$I_{AC}(t) \propto \frac{G_{OA}^2 E_c^2 R}{4} \times J_1(\beta_{RF}) J_{-1}(\beta_{LO}) \cos [(\omega_{RF} + \omega_{LO}) t + \theta]. \quad (7)$$

从(7)式可以看到,该结构可产生频率为 $\omega_{RF} + \omega_{LO}$ 的上变频移相信号,其相位可通过调整各通道的 PC 来实现全范围调谐,如图 2(b4)所示。同理,当 $\varphi_{bias 1} = \pi/2$ 和 $\varphi_{bias 2} = -\pi/2$ 时,该结构同样可以产生频率为 $\omega_{RF} + \omega_{LO}$ 的上变频移相信号。当 $\omega_{RF} = \omega_{LO}$ 时,产生的信号为二倍频移相信号。

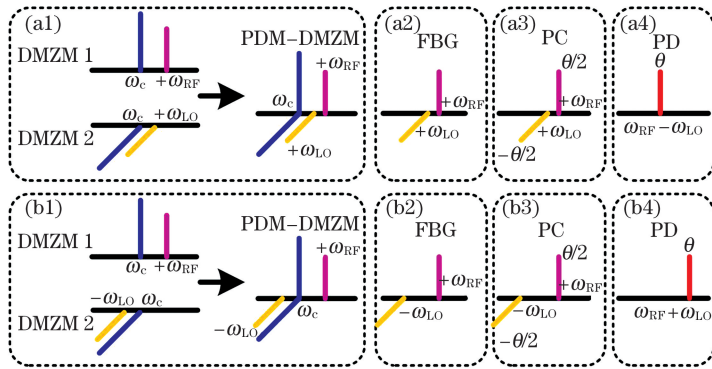


图 2 不同器件在不同情况下的输出光谱/电谱示意图。(a1)~(a4)下变频移相;(b1)~(b4)上变频移相

Fig. 2 Schematic of output spectra/electric spectra of different devices under different conditions. (a1)~(a4) down-conversion phase shift; (b1)~(b4) up-conversion phase shift

综上所述,多通道变频信号的相位仅通过调整各通道的 PC 就可以实现独立通道的全范围连续调谐,最小相位调节度数取决于 PC 的最小调节限度。当 R 、 G_{OA} 、输入光信号的强度 E_{in} 以及 β_{RF} 和 β_{LO} 保持不变,并应用特定的自动偏压控制电路^[37-38]时,各路变频移相信号的幅度响应平坦,满足多通道微波光子系统独立相位可调的需求。

3 仿真结果与分析

3.1 变频与移相功能的仿真实验

为了验证所提方案的可行性,基于商用光学仿真软件 OptiSystem 按照图 1 的结构,并依据文献[29-30,39-48]中的实验数据以及目前可商用器件的实际参数进行参数的设置和仿真。TLS 发射

频率为 193.1 THz、功率为 10 dBm 的光载波, PDM-DMZM 的半波电压和消光比 (ER) 分别为 3.5 V 和 30 dB。RF 信号和 LO 信号的功率均设置为 15 dBm, 频率分别为 10 GHz 和 9 GHz。FBG 具有 193.1 THz 的中心频率 ω_m 和 10 GHz 的带宽 $B^{[39]}$ 。调制器的直流偏置电压分别设置为 $\varphi_{bias 1} = -\pi/2$ 、 $\varphi_{bias 2} = -\pi/2$ 和 $\varphi_{bias 1} = -\pi/2$ 、 $\varphi_{bias 2} = \pi/2$, 用来实现下、上变频移相信号的产生。仿真模拟过程中, FBG 的功率响应如图 3 所示, 测量得到的 PDM-DMZM 与 FBG 输出的光谱以及 PD 输出的

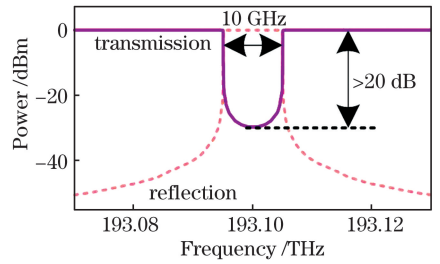


图 3 FBG 的功率响应

Fig. 3 Power response of FBG

电谱如图 4 所示。

电谱如图 4 所示。

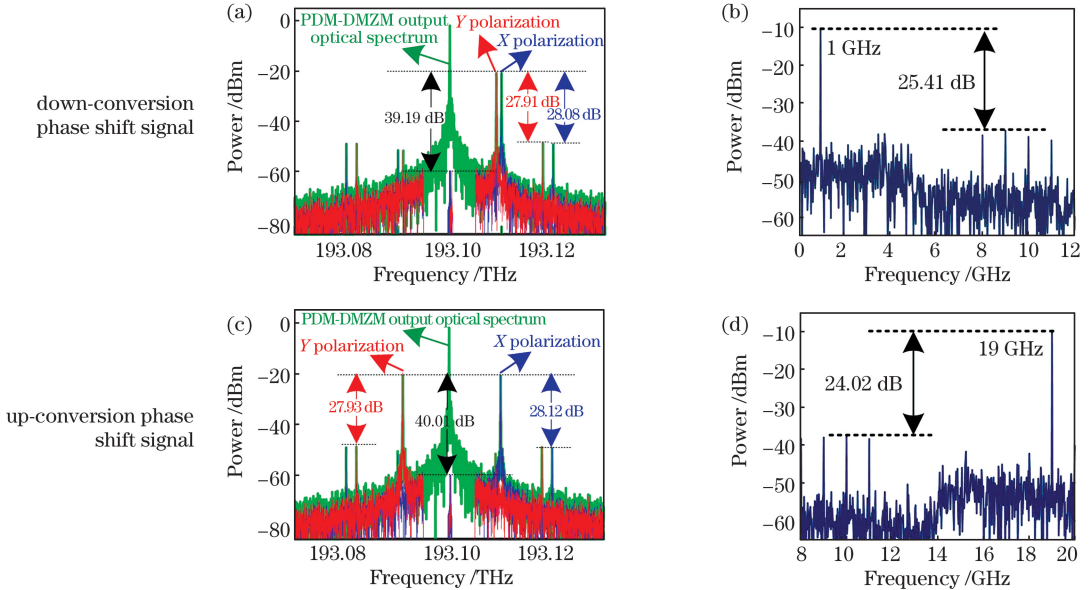


图 4 不同器件的性能曲线。(a)(c)光谱;(b)(d)电谱

Fig. 4 Performance curves of different devices. (a)(c) Spectra; (b)(d) electric spectra

从图 4(a)可以看到, 当产生变频移相信号时, FBG 可以有效抑制载波, 从而获得 40 dB 左右的载波抑制比, 并得到一对偏振正交的一阶边带信号, 且在 X 偏振方向和 Y 偏振方向的光杂散带抑制比 (OSSR) 均在 20 dB 以上, 说明 FBG 具有较好的载波抑制效果、光杂散带抑制效果和偏振隔离度。从图 4(b)可以看到, 在实现两种功能的同时可分别得到 1 GHz 的下变频信号和 19 GHz 的上变频信号, 电谱中的杂散信号抑制比 (USSR) 均在 24 dB 以上, 表明该结构具有良好的变频功能, 后续不需要特别增加滤波器对信号进行分离, 说明该结构可用于众多微波光子系统的发射和接收。

接下来调节任意一个通道的 PC 进行相位调谐, 绘制不同相位下的变频移相信号波形, 如图 5(a) 所示。从图 5(a) 可以看到, 当 PC 引入的可调相位在 $0^\circ \sim 360^\circ$ 之间时, 可以实现变频信号的全范围相位调谐。记录不同相位下移相信号功率和 USSR 的变化

曲线, 如图 5(b) 所示。从图 5(b) 可以看到, 当进行相位调谐时, 两种信号的最大功率波动都在 0.3 dB 以内, USSR 都在 20 dB 以上, 说明所提方案可以获得具有较平坦的功率响应和较好的信号质量。

3.2 直流偏置点漂移对系统性能的影响

集成的 PDM-DMZM 有两个独立作用的直流偏置点, 在实际应用中, 直流偏置电压的漂移将在一定程度上不可避免地影响变频移相信号的质量, 因此接下来主要探究两个直流偏置点同时漂移时对移相信号功率平坦度和 USSR 的影响。将两个直流偏置电压的偏移值设置在 $-5\% \sim 5\%$ 之间, 保证 PC 引入的可调相位为 0° , 其他参数的设置同变频与移相功能仿真模拟保持一致, 变频移相信号的功率及 USSR 随着直流偏置点漂移的变化曲线, 如图 6 所示。从图 6 可以看到, 当两个直流偏置电压的偏移值在 $-5\% \sim 5\%$ 之间且同时漂移时, 上、下变频移相信号的功率均在 0.1 dB 以内波动, USSR 均在 20 dB

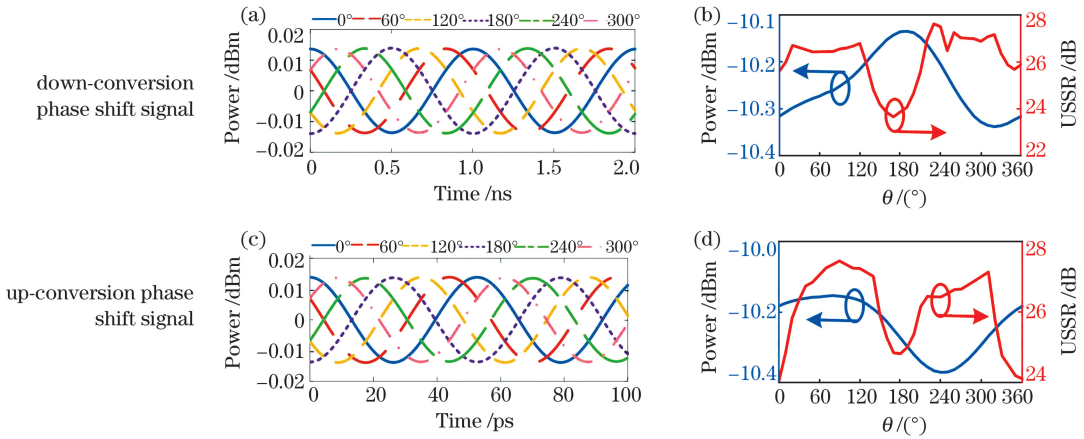


图 5 变频移相信号在不同相位的性能曲线。(a)(c) 波形；(b)(d) 移相信号功率和 USSR

Fig. 5 Performance curves of variable frequency phase shift signal in different phases. (a)(c) Waveforms; (b)(d) phase shift signal power and USSR

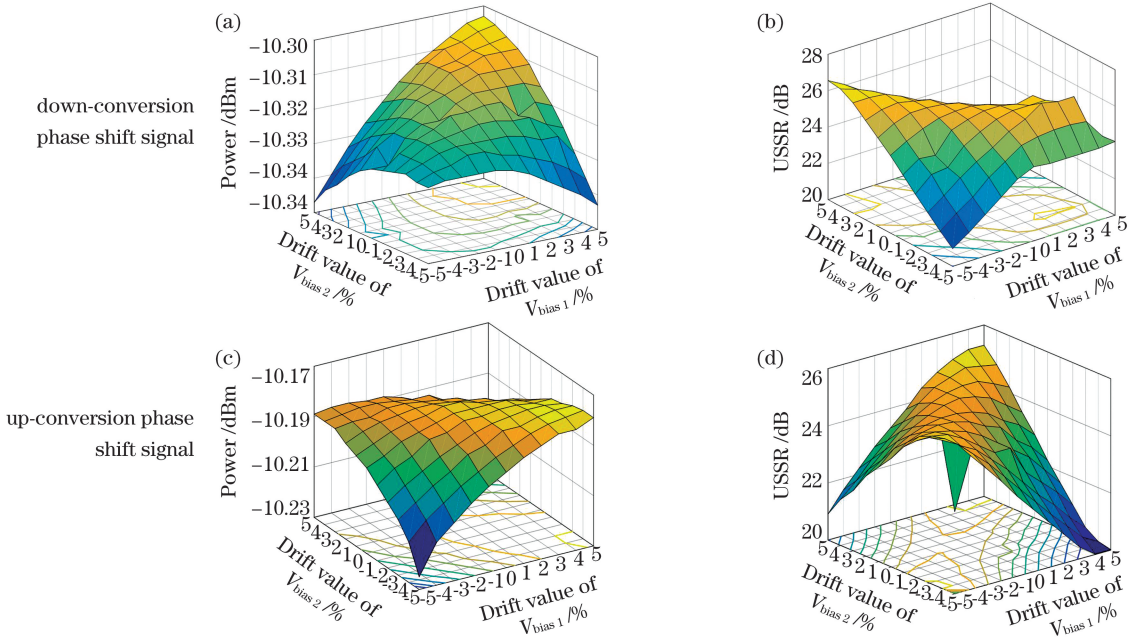


图 6 直流偏置点漂移在不同情况下对变频移相信号的影响示意图。(a)(c) 功率；(b)(d) USSR

Fig. 6 Schematic of influence of direct current bias point drift on frequency conversion phase shift signal under different conditions. (a)(c) Power; (b)(d) USSR

以上,表明所提方案对直流偏置漂移具有较好的鲁棒性。

3.3 非理想消光比对系统性能的影响

仿真模拟过程中,调制器的 ER 设置为 30 dB,但是受到制作工艺的限制,实际商用调制器的 ER 通常设置在 20 dB~30 dB 之间。保证 PC 引入的可调相位为 0°,其他参数的设置同变频与移相功能仿真模拟保持一致,研究非理想的 ER 对系统相关性能,尤其是变频信号的功率平坦度和 USSR 的影响,结果如图 7 所示。从图 7 可以看到,当 ER 的变化范围为 20 dB~30 dB 时,上、下变频移相信号的

功率都在 0.1 dB 以内波动,表明所提方案在 ER 恶化的情况下仍具有较平坦的功率响应,但是随着 ER 的恶化,系统对光杂散边带信号的抑制能力下降,导致 USSR 恶化。随着各种光电子器件与制造工艺的发展,目前大部分电光调制器的 ER 可达到 30 dB,甚至 40 dB 或更高^[49-51],为此可利于所提方案产生更高频谱纯度的变频移相信号。

3.4 本振信号幅度对系统性能的影响

系统的变频效率(CE)是指系统产生的变频信号功率与输入 RF 信号功率之比,仿真模拟过程中,可通过调整 LO 信号的功率来获取较大的

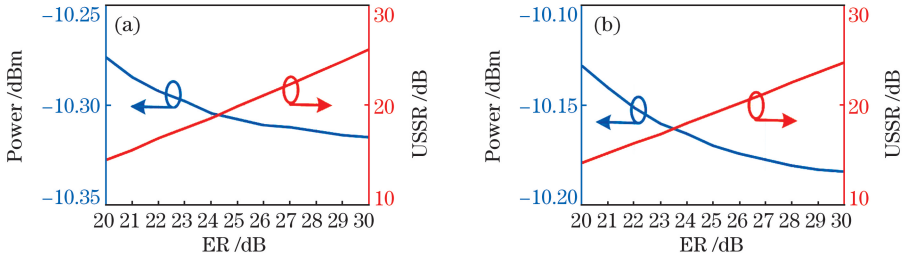


图 7 ER 恶化对信号平坦度和 USSR 的影响。(a)下变频移相信号;(b)上变频移相信号

Fig. 7 Effect of ER deterioration on signal flatness and USSR. (a) Down-conversion phase-shifted signal; (b) up-conversion phase-shifted signal

CE^[52]。首先将 LO 信号的功率范围设置在 1 dBm~28 dBm 之间,RF 信号功率和其他参数的设置同 3.1~3.3 节一致,测量系统的 CE 和 USSR,结果如图 8 所示。从图 8 可以看到,当 LO 信号的功率上升在 13 dBm 左右时,CE 和 USSR 都处于较高的水平,此时系统具有较好的性能;然

而随着 LO 信号功率的进一步增加,二阶光边带信号成为主要的光杂散边带信号,使得变频后的电谱中杂散边带信号的功率升高,有用信号的功率降低,因此 CE 和 USSR 也逐渐下降。综上所述,当 LO 信号的功率在 13 dBm 左右时,系统具有较好的性能。

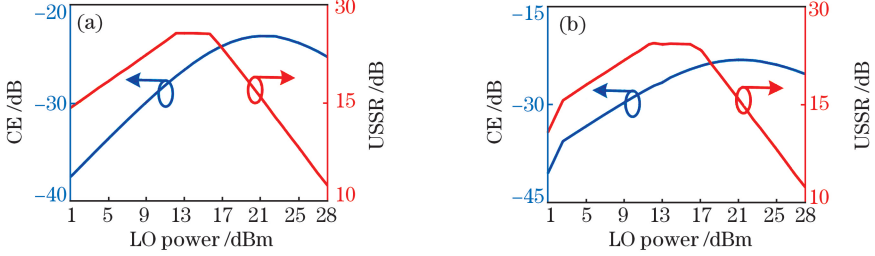


图 8 LO 信号功率对 CE 和 USSR 的影响。(a)下变频移相信号;(b)上变频移相信号

Fig. 8 Effect of LO signal power on CE and USSR. (a) Down-conversion phase-shifted signal; (b) up-conversion phase-shifted signal

4 讨论与分析

4.1 FBG 频率相关的幅频响应和相频响应对系统性能的影响

在所提多通道变频移相信号的产生方案中,FBG 可以用于滤除 PDM-DMZM 输出端偏振正交双波长信号中的光载波,从而在输出端得到两路偏振正交的载波以抑制一阶信号,用于后续的移相与变频处理。仿真模拟过程中,为了获得较明显的结果,设置的 FBG 参数可以使其传输幅度响应对反射带宽以外的

频率信号满足 $|H_t(\omega)|=1$,其中 $H_t(\omega)$ 为 FBG 的传输响应, $\omega \leq \omega_m - B/2$ 或 $\omega > \omega_m + B/2$,群延迟系数 $D=0$,即不同频率信号通过 FBG 后的幅度不变,引入相位为 0,使得变频信号的幅度在理论上是恒定的,其相位仅随着 PC 的引入在 360° 以内调谐。然而实际中的 FBG 参数不能如仿真结果一样理想,因此 FBG 频率相关的功率响应和相位响应不可避免地对变频信号的功率平坦度以及可调相位产生一定的影响。以下变频移相信号的产生方案为例,在 FBG 输出端输出偏振正交载波抑制的 SSB 信号为

$$\mathbf{E}_{\text{FBG}}(t) = \begin{bmatrix} E_x(t) \\ E_y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_c J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp(j\omega_c t) |H_t(\omega_c + \omega_{\text{RF}})| \exp[j\omega_{\text{RF}} t + jP_{H_t}(\omega_c + \omega_{\text{RF}})] \\ E_c J_1(\beta_{\text{LO}}) \exp(j\omega_c t) |H_t(\omega_c + \omega_{\text{LO}})| \exp[j\omega_{\text{LO}} t + jP_{H_t}(\omega_c + \omega_{\text{LO}})] \end{bmatrix}, \quad (8)$$

式中: $|H_t(\omega_c + \omega_{\text{RF}})|$ 和 $|H_t(\omega_c + \omega_{\text{LO}})|$ 分别表示在 $\omega_c + \omega_{\text{RF}}$ 和 $\omega_c + \omega_{\text{LO}}$ 频率处 FBG 的传输幅度响应和相位值; $P_{H_t}(\omega_c + \omega_{\text{RF}})$ 、 $P_{H_t}(\omega_c + \omega_{\text{LO}})$ 分别表

示在 $\omega_c + \omega_{\text{RF}}$ 和 $\omega_c + \omega_{\text{LO}}$ 频率处 FBG 的相位值。使用 Pol、EDFA 和 PD 对 SSB 信号进行合并、放大和光电转换,从而得到信号中的交流分量为

$$I_{AC}(t) \propto \frac{G_{OA}^2 E_c^2 R}{4} J_1(\beta_{RF}) J_1(\beta_{LO}) |H_t(\omega_c + \omega_{RF})| |H_t(\omega_c + \omega_{LO})| \times \cos\{(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \theta + [P_{H_t}(\omega_c + \omega_{RF}) - P_{H_t}(\omega_c + \omega_{LO})]\}. \quad (9)$$

从(9)式可以看到,变频后的信号功率有两项影响因子。一项是频率无关因子,包括 EDFA 的增益系数、光载波的功率、PD 的响应度和调制系数;另一项是由 FBG 引入的幅度因子 $|H_t(\omega_c + \omega_{RF})|$ 和 $|H_t(\omega_c + \omega_{LO})|$ 。当 $|H_t(\omega_c + \omega_{RF})| |H_t(\omega_c + \omega_{LO})|$ 值不为 1 时,不同频率信号变频后的功率不同,但是目前的加工技术越加精湛,使得 FBG 反射和传输响应的功率可以在 0.5 dB 以内波动^[40],因此由 FBG 引起的不同功率对系统性能不会产生很大的影响。

从(9)式可以看到,产生信号的相位由两项影响因子组成。一项是由 PC 引入的 θ ,另一项是由 FBG 频率相关的相位响应引入的频率相关因子 $P_{H_t}(\omega_c + \omega_{RF}) - P_{H_t}(\omega_c + \omega_{LO})$ 。实际应用中,FBG 的群延时系数不能达到 0,因此传输信号引入的相位也不为 0。当生成的变频信号频率固定时,FBG 对此频率信号引入的相位 $P_{H_t}(\omega_c + \omega_{RF}) - P_{H_t}(\omega_c + \omega_{LO})$ 为固定值,此时可以通过测量实际应用的 FBG 相位响应来预估此频率处 FBG 引入的相位值,从而在实际后续的移相处理中对其进行相应的补偿和调节。

4.2 系统的频率可调范围

多通道变频移相信号产生系统的频率可调范围主要受到系统中各元件工作带宽的限制,如 PDM-DMZM、90°电耦合器、电功分器、FBG 和 PD。目前,PD 的带宽可达到 500 GHz 以上^[53],商用 90°电耦合器和电功分器可以覆盖的频率可调范围分别为 0.5~67.0 GHz 和 0.5~65.0 GHz^[54-56],并且带宽为 75 GHz 的电光调制器已经得到了验证^[57-58],因此系统的频率可调范围被限制在 0.5~65.0 GHz 之间。在多通道变频移相信号产生方案中,为了利用 FBG 有效滤除光载波,需要将 FBG 的中心频率设置在光载波频率处,则 B 需要满足 $\min\{\omega_{RF}, \omega_{LO}\} \geq B/2$,因此 B 值越小,系统频率可调范围的下限频率越低。目前,具有 9 MHz 超窄陷波带宽的 FBG 已经得到了验证^[41],表明所提方案可以实现频率为 MHz 量级的微波信号的输入。近年来,先进的光纤光栅制造技术使反射率接近 100% 的 FBG 成为可能,FBG 的频率和带宽等参数可以在生产过程中通过改变各种参数进行调整^[40],因此具有合适参数的 FBG 可以使系统的输入频率

覆盖几 MHz 到上百 GHz,并有效滤除载波。综上所述,多通道变频移相信号产生系统的频率操作范围主要受到电耦合器和电功分器的限制,约为 0.5~65.0 GHz。

在上述情况下产生下变频移相信号,当 RF 信号和 LO 信号的频率相差较小时,可生成极低频率的中频移相信号;产生上变频移相信号,可生成最高 130 GHz 的高频移相信号,使该系统可覆盖目前的通信系统、电子战系统和雷达系统中的常用频段,例如 S 波段、C 波段、X 波段和 Ku 波段^[59],并且可以扩展至 K 波段、Ka 波段、U 波段和 V 波段,以满足未来更高频段、更大容量和更高速率的系统。

4.3 结构对比分析

目前,变频移相信号产生方案主要有三类,下面在三类方案中各选取一个方案,即北京交通大学研究小组^[23,29]和暨南大学研究小组^[31]提出的变频移相系统,与所提方案在实现功能、频率可调范围和生成信号覆盖范围、多通道系统扩展能力和成本方面进行详细的对比分析,结果如表 1 所示。从表 1 可以看到如下的情况。1)在实现功能方面,北京交通大学研究小组提出的变频移相系统只能实现下变频移相信号的产生,不能将移相与上变频结合^[23],无法满足高频发射机和相控阵波束形成网络中的需求;该研究小组提出的另一方案可实现上、下变频移相信号的同时产生^[29],但是后续需要额外的滤波器将信号分离,不能应用于多频倍程系统,当生成的上、下变频移相信号的频率相近时,会对滤波器的带宽等指标要求较高,增加系统的复杂度;暨南大学研究小组提出的方案可实现上变频移相信号或者下变频移相信号的产生^[31],但是该方案需通过 DP-DPMZM 与 PolM 的级联来实现移相信号的产生,级联结构增加了系统的插损、复杂度和成本;所提方案基于单个的 PDM-DMZM,可通过调节直流偏置点来实现上变频移相信号与下变频移相信号的切换产生,不需要后续增加电滤波器来分离信号,既可以在接收机中将信号下变频以便信号处理,也可在发射机中将信号上变频以满足高频系统的需求。2)在频率可调范围和生成信号覆盖范围方面,所提方案在器件参数优化选择的基础上,不仅可以将输入信号调谐 S 波段至 V 波段,产生信号的频率由于系统

表 1 不同方案结构的对比
Table 1 Comparison of structure with different schemes

Scheme	Function	Operating frequency/ GHz	Generated frequency	Power variation /dB	Means of multichannel phase tuning	Cost	Phase shift operation
Proposed scheme	Multichannel frequency up/down-conversion with phase tuning	0.5–65.0	Several MHz to 130 GHz	± 0.15	Adjusting PCs in multichannel	Lower	Complicated
Ref. [23]	Multichannel frequency down-conversion with phase tuning	12.0–20.0	Intermediate frequency	± 1.00	Adjusting DC biases of modulators in multichannel or wavelength of laser	Higher	Simple
Ref. [29]	Simultaneous frequency up-and down-conversion with phase tuning	DC to 4	8 GHz to 16 GHz/ 0 GHz to 4 GHz	± 1.00	No discussion	Higher	Simple
Ref. [31]	Frequency up/down-conversion with phase tuning	2.0–26.5	3.5 GHz to 26.5 GHz/ 0.5 GHz to 3.0 GHz	± 1.00	Adjusting DC bias of PolM	Higher	Simple

的多功能性可覆盖几 GHz 到 130 GHz,说明所提方案可以在一定程度上改善频率可调范围及生成信号覆盖范围。3)在多通道系统扩展能力和成本方面,北京交通大学研究小组提出的方案若扩展成多通道相位独立调谐系统^[23],则需要多个 FBG 和多调制器,这增加了系统的复杂性和成本;北京交通大学研究小组所提的另一方案^[29]由于需要对调节主调制器的直流偏置电压进行相位调谐,且后续需要电滤波器来实现变频信号的分离,因此不易扩展为多通道系统;暨南大学研究小组提出的变频移相系统^[31]通过调节 PolM 的直流偏置电压来实现相位调谐,若扩展为多通道相位调谐系统则需要多个 PolM,成本和复杂度大幅度增加;所提方案中 PC 前的器件都可以实现多通道共享,只需调节各路 PC 就能够以相对较少的成本来实现多通道相位独立调谐的功能。

所提方案的不足之处主要在于对 FBG 的性能指标要求较高,因为 FBG 的带宽会限制系统的最小输入频率,且 FBG 的相位响应和幅度响应不可避免地影响生成信号的功率平坦度和瞬时相位。此外,在所提方案中利用 PC 对各通道变频信号进行相位调谐,需要同时调节 PC 的三个波片。与北京交通大学^[23,29]和暨南大学研究小组^[31]提出方案中调节调制器直流偏置点来实现相位调谐相比,所提方案

在实际操作方面具有一定的复杂性。

5 结 论

本课题组提出一种基于 PDM-DMZM 的变频移相信号产生方案,调整调制器的直流偏置点可实现上、下变频移相信号的切换产生,通过设置 PC 的偏振引入相位可实现变频信号在 $0^\circ \sim 360^\circ$ 之间的相位调谐。由于 PC 前的器件可以多通道共享,因此该结构可扩展为独立多通道相位调谐系统。利用仿真模拟验证方案的上、下变频和移相功能,产生信号的最大功率波动在 0.3 dB 以内,杂散信号抑制比始终保持在 20 dB 以上。此外,本课题组又研究直流偏置点漂移、调制器消光比恶化和本振信号幅度对系统相关性能的影响,理论分析系统的频率可调范围以及 FBG 频率相关的功率响应和相位响应对变频移相信号功率平坦度和可调相位的影响。仿真结果表明,当直流偏置点的漂移值在 $-5\% \sim 5\%$ 以内、消光比在 25 dB 以上时,方案中的结构能够保持较好的性能。所提方案具有功率响应平坦、频率覆盖范围广和应用场景广泛的优点,可广泛应用于微波光子系统,例如毫米波相控阵波束形成网络、相控阵雷达系统^[60]和电子战系统。然而所提方案的不足之处在于 FBG 频率相关的功率和相位响应可在一定程度上影响移相信号的功率平坦度和可调相位,

在后续的研究中,本课题组将继续对所提方案中的结构进行改进,改善由 FBG 的频率相关参数造成生成信号频率相关的功率和相位波动的问题,例如使用具有相反群延时系数的色散光纤进行相位补偿,后续通过增加可调谐的电功率补偿器件实现功率补偿。

参 考 文 献

- [1] Wake D, Nkansah A, Gomes N J. Radio over fiber link design for next generation wireless systems[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(16): 2456-2464.
- [2] Pan S L, Zhu D, Zhang F Z. Microwave photonics for modern radar systems [J]. *Transactions of Nanjing University of Aeronautics and 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] Zhu Z H, Zhao S H, Li Y J, et al. Optimization of an analog intersatellite microwave photonics link with an optical preamplifier [J]. *Journal of the Optical Society of America A*, 2012, 29(12): 2525-2531.
- [5] Li C X, Zhang B F, Lu L, et al. Microwave photonic frequency conversion and phase-shifting technology of photoelectronic oscillator loop[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2019, 46(1): 0101001.
李诚鑫, 张宝富, 卢麟, 等. 光电振荡环路的微波光子变频与移相技术研究 [J]. *中国激光*, 2019, 46(1): 0101001.
- [6] Yao J P. Microwave photonics [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 314-335.
- [7] Zhu Z H, Zhao S H, Li Y J, et al. Optimization of intersatellite microwave photonic links by utilizing an optical preamplifier under dual-tone modulation [J]. *Applied Optics*, 2012, 51(28): 6818-6823.
- [8] Kim H J, Song J I. All-optical frequency down conversion technique utilizing a four-wave mixing effect in a single semiconductor optical amplifier for wavelength division multiplexing radio-over-fiber applications[J]. *Optics Express*, 2012, 20(7): 8047-8054.
- [9] Kim H J, Song H J, Chun J S, et al. All-optical frequency up-converter utilizing a four-wave mixing effect in a semiconductor optical amplifier[C]//2008 Global Symposium on Millimeter Waves, April 21-24, 2008, Nanjing, China. New York: IEEE, 2008: 108-110.
- [10] Yang B, Jin X F, Chen Y, et al. Photonic microwave up-conversion of vector signals based on an optoelectronic oscillator [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(18): 1758-1761.
- [11] Tang Z Z, Zhang F Z, Pan S L. Photonic microwave down converter based on an optoelectronic oscillator using a single dual-drive Mach-Zehnder modulator [J]. *Optics Express*, 2014, 22(1): 305-310.
- [12] Wang Y X, Li J N, Wang D Y, et al. Ultra-wideband microwave photonic frequency down converter based on carrier-suppressed single-sideband modulation[J]. *Optics Communications*, 2018, 410: 799-804.
- [13] Zhu Z H, Zhao S H, Li X, et al. High performance photonic microwave frequency down-conversion using a dual-drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator [J]. *Journal of Modern Optics*, 2019, 66(2): 143-152.
- [14] Yu H C, Li P X, Chen M H, et al. Photonic down conversion and linearization of microwave signals from the X- to K- band [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015, 27(19): 2015-2018.
- [15] Lin T, Zhao S H, Zhu Z H, et al. Multi-band frequency conversion scheme based on single optical frequency comb for satellite communication[J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(6): 0623002.
林涛, 赵尚弘, 朱子行, 等. 基于单光频梳的卫星通信多频段变频方法 [J]. *光学学报*, 2017, 37(6): 0623002.
- [16] Yang X W, Xu K, Yin J, et al. Optical frequency comb based multi-band microwave frequency conversion for satellite applications [J]. *Optics Express*, 2014, 22(1): 869-877.
- [17] 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.
- [18] Pagani M, Marpaung D, Choi D Y, et al. Tunable wideband microwave photonic phase shifter using on-chip stimulated Brillouin scattering [J]. *Optics Express*, 2014, 22(23): 28810-28818.
- [19] Liu X W, Sun C Z, Xiong B, et al. Broadband tunable microwave photonic phase shifter with low RF power variation in a high-Q AlN microring [J]. *Optics Letters*, 2016, 41(15): 3599-3602.
- [20] Chen Y. A wideband photonic microwave phase shifter with 360-degree phase tunable range based on a DP-QPSK modulator [J]. *Optics Communications*, 2018, 410: 787-792.
- [21] Wang W Y, Sun W H, Wang W T, et al. A wideband photonic microwave phase shifter using polarization-dependent intensity modulation [J]. *Optics Communications*, 2015, 356: 522-525.

- [22] Wang W T, Liu J G, Mei H K, et al. Widely tunable photonic-assisted microwave phase shifter based on single polarization multiplexing electro-optic modulator[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2016, 8(6): 5502008.
- [23] Jiang T W, Yu S, Wu R H, et al. Photonic down conversion with tunable wideband phase shift [J]. *Optics Letters*, 2016, 41(11): 2640-2643.
- [24] Zhang J L, Chan E H W, Wang X D, et al. Broadband microwave photonic sub-harmonic down converter with phase shifting ability [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2017, 9(3): 1-10.
- [25] Wang Y X, Li J N, Zhou T, et al. All-optical microwave photonic down converter with tunable phase shift [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2017, 9(6): 5503408.
- [26] Zhu Z H, Zhao S H, Li X, et al. Simultaneously frequency down-conversion, independent multichannel phase shifting and zero-IF receiving using a phase modulator in a Sagnac loop and balanced detection [J]. *Optics Communications*, 2018, 410: 389-395.
- [27] Lin T, Zhao S H, Zhu Z H, et al. Photonic microwave frequency conversion scheme with flexible phase shift[J]. *Journal of Modern Optics*, 2019, 66(2): 183-191.
- [28] Tang Z Z, Pan S L. A Microwave photonic system for simultaneous frequency mixing and phase shifting [C] // 2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), October 26-29, 2015, Paphos, Cyprus. New York: IEEE, 2015: 15667916.
- [29] Jiang T W, Wu R H, Yu S, et al. Microwave photonic phase-tunable mixer [J]. *Optics Express*, 2017, 25(4): 4519-4527.
- [30] Zhai W L, Wen A J, Zhang W, et al. A multichannel phase tunable microwave photonic mixer with high conversion gain and elimination of dispersion-induced power fading[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2018, 10(1): 5500210.
- [31] Li T, Chan E H W, Wang X D, et al. Broadband photonic microwave signal processor with frequency up/down conversion and phase shifting capability[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2018, 10(1): 5500112.
- [32] Zhu Z H, Zhao S H, Li X, et al. Dynamic range improvement for an analog photonic link using an integrated electro-optic dual-polarization modulator [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2016, 8(2): 7903410.
- [33] Yang L, Yu Y L. A new method to measure the birefringence of the single-mode fiber which is side-pressed using polarization controller [J]. *Computer Knowledge and Technology*, 2010, 6(10): 2534-2535.
- 杨磊, 余有龙. 一种利用偏振控制器测量径向受力光纤双折射的方法 [J]. *电脑知识与技术*, 2010, 6(10): 2534-2535.
- [34] Liao Y B. *Fiber optics* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2000.
- 廖延彪. *光纤光学* [M]. 北京: 清华大学出版社, 2000.
- [35] Liao Y B. *Polarization-sensitive optics* [M]. Beijing: Science Press, 2003.
- 廖延彪. *偏振光学* [M]. 北京: 科学出版社, 2003.
- [36] Pan S L, Yao J P. UWB-over-fiber communications: modulation and transmission [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(16): 2445-2455.
- [37] YY Labs Inc. Modulator bias controllers [EB/OL]. [2020-04-06]. <http://www.yylabs.com/products.php>.
- [38] PlugTech. Automatic bias control [EB/OL]. [2020-04-06]. <http://www.plugtech.hk/main/>.
- [39] Zhang Y M, Zhang F Z, Pan S L. Generation of frequency-multiplied and phase-coded signal using an optical polarization division multiplexing modulator [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 65(2): 651-660.
- [40] Othonos A, Kalli K, Pureur D, et al. *Fibre Bragg gratings* [M] // Venghaus H. *Wavelength filters in fibre optics*. Springer series in optical sciences. Heidelberg: Springer, 2006, 123: 189-269.
- [41] Painchaud Y, Aubé M, Brochu G, et al. Ultranarrowband notch filtering with highly resonant fiber Bragg gratings [C] // *Advanced Photonics & Renewable Energy*, June 21-24, 2010, Karlsruhe, Germany. Washington, D.C.: OSA, 2010: BTuC3.
- [42] Tang Z Z, Pan S L. Image-reject mixer with large suppression of mixing spurs based on a photonic microwave phase shifter [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(20): 4729-4735.
- [43] Yang F, Wang D Y, Wang Y X, et al. A microwave photonic phase-tunable mixer with local oscillator frequency doubling [J]. *Optics Communications*, 2019, 438: 141-146.
- [44] Pagán V R, Haas B M, Murphy T E. Linearized electrooptic microwave down conversion using phase modulation and optical filtering [J]. *Optics Express*, 2011, 19(2): 883-895.
- [45] Liu W L, Wang M G, Yao J P. Tunable microwave and sub-terahertz generation based on frequency quadrupling using a single polarization modulator [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(10): 1636-1644.

- [46] Zhang W, Wen A J, Gao Y S, et al. Large bandwidth photonic microwave image rejection mixer with high conversion efficiency[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2017, 9(3): 2681663.
- [47] Gao Y S, Wen A J, Zheng H X, et al. Photonic microwave waveform generation based on phase modulation and tunable dispersion [J]. *Optics Express*, 2016, 24(12): 12524-12533.
- [48] Zhu S, Li M, Zhu N H, et al. Transmission of dual-chirp microwave waveform over fiber with compensation of dispersion-induced power fading[J]. *Optics Letters*, 2018, 43(11): 2466-2469.
- [49] Fujitsu Optical Components Limited. 100 G/400 G LN modulator [EB/OL]. [2020-04-06]. <http://www.fujitsu.com/jp/group/foc/en/products/optical-devices/100gln/>.
- [50] Numata K, Chen J, Wu S, et al. Frequency stabilization of distributed-feedback laser diodes at 1572 nm for lidar measurements of atmospheric carbon dioxide[J]. *Applied Optics*, 2011, 50(7): 1047-1056.
- [51] iXBlue. MXER-LN-20 intensity modulator[EB/OL]. [2020-04-06]. <https://photonics.ixblue.com/product-detail/mxer-ln-20>.
- [52] Tang Z Z, Pan S L. Reconfigurable photonic microwave mixer using a 90° optical hybrid[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2016, 64(9): 3017-3025.
- [53] Xia F, Mueller T, Lin Y M, et al. Ultrafast graphene photodetector[J]. *Nature Nanotechnology*, 2009, 4(12): 839-843.
- [54] Electromagnetic Technologies Industries, Inc. Power divider/combiner[EB/OL]. [2020-04-06]. <https://etiworld.com/power-divider-combiner/>.
- [55] Electromagnetic Technologies Industries, Inc. Hybrid couplers[EB/OL]. [2020-04-06]. <https://etiworld.com/power-divider-combiner/>.
- [56] Electromagnetic Technologies Industries, Inc. 5G antenna systems[EB/OL]. [2020-04-06]. <https://etiworld.com/>.
- [57] Wang X, Zhang J L, Chan E H W, et al. Ultra-wide bandwidth photonic microwave phase shifter with amplitude control function [J]. *Optics Express*, 2017, 25(3): 2883-2894.
- [58] Noguchi K, Mitomi O, Miyazawa H, et al. Broadband Ti : LiNbO₃ optical modulator with a ridge structure [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 1995, 13(6): 1164-1168.
- [59] Yen H W. Optical technology for microwave applications [C] // *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits*, May 31 - June 1, 1983, Dallas, TX, USA. New York: IEEE, 1983: 33-34.
- [60] Yan Y W, An J M, Zhang J S, et al. Research progress of optical phased array technology[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2018, 55(2): 020006. 颜跃武, 安俊明, 张家顺, 等. 光学相控阵技术研究进展 [J]. *激光与光电子学进展*, 2018, 55(2): 020006.