

激光与光电子学进展

一种可重构微波光子混频器的设计与研究

韩一石*, 李贤, 钟永明, 曾昶盛

广东工业大学信息工程学院, 广东 广州 510006

摘要 提出一种可重构微波光子混频器的设计与研究方案, 该方案仅通过改变驱动信号和直流偏置电压, 即可重构成生成线性调频信号、变频信号或移相信号。其中, 生成的线性调频信号具有三个波段, 带宽最高可提高四倍; 上、下变频信号可同时生成; 获得的移相信号相位可在 $0\sim 360^\circ$ 连续调谐。仿真结果表明, 该方案可生成频率 11 GHz 和带宽 2 GHz、频率 18 GHz 和带宽 4 GHz, 以及频率 29 GHz 和带宽 2 GHz 的线性调频信号, 脉冲压缩性能良好; 可同时生成频率 32 GHz 的上变频信号以及 8 GHz 的下变频信号, 电杂散抑制比高于 30 dB; 亦可生成 $0\sim 360^\circ$ 相位连续可调的移相信号, 且功率波动在 0.1 dB 以内, 系统的无杂散动态范围达到 $114.1\text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 。

关键词 光通信; 微波光子; 混频; 线性调频; 移相

中图分类号 TN29 文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP223340

Design and Research on a Reconfigurable Microwave Photonic Mixer

Han Yishi*, Li Xian, Zhong Yongming, Zeng Changsheng

School of Information Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, Guangdong, China

Abstract A design and research scheme for a reconfigurable microwave photonic mixer is proposed. The scheme can reconstruct and generate a linear frequency modulation signal, a frequency conversion signal, or a phase shift signal only by changing the driving signal and direct-current bias voltage. The generated linear frequency-modulated signal has three bands, and the bandwidth can be increased to four times at most. Up and down conversion signals can be generated at the same time. The obtained phase shift signal can be continuously tuned at $0\sim 360^\circ$. The simulation results show that the scheme can generate linear frequency-modulated signals with a frequency of 11 GHz and a bandwidth of 2 GHz, a frequency of 18 GHz and a bandwidth of 4 GHz, and a frequency of 29 GHz and a bandwidth of 2 GHz. The pulse compression performance is good. It can simultaneously generate an up-conversion signal with a frequency of 32 GHz and a down-conversion signal with a frequency of 8 GHz, and the electric stray suppression ratio is higher than 30 dB. It can also generate a continuously adjustable phase-shift signal with a $0\sim 360^\circ$ phase, and the power fluctuation is within 0.1 dB. The system has a spurious free dynamic range of $114.1\text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$.

Key words optical communication; microwave photon; mixed frequency; linear frequency modulation; phase shift

1 引言

混频器作为通信系统中信号处理的重要器件, 在无线通信、卫星通信、雷达等领域应用非常广泛^[1]。传统的微波混频器在电域对信号进行处理, 获得了较好的发展, 但受电子瓶颈的影响, 难以适应现代通信系统的发展需求。微波光子混频技术利用其大带宽、低损耗、抗电磁干扰等优势, 有效克服了微波混频器存在的电子瓶颈, 在过去几年中引起了国内外学者的广泛关注与研究^[2-3]。

利用微波光子混频技术生成线性调频(LFM)信号具有高频、大带宽以及宽调谐范围等优势^[4-5], 有利于提高雷达系统的探测距离和测速精度^[6]。文献[7]将基带 LFM 信号与本振(LO)信号混频, 获得二倍 LO 频率、二倍基带信号带宽的 LFM 信号, 但信号仅有单个波段。为了进一步提高频率及带宽, 文献[8]提出一种基于双平行-双偏振马赫-曾德尔调制器(DP-DPMZM)和光带通滤波器(OBPF)的方案, 获得了四倍 LO 频率、四倍带宽的双波段 LFM 信号, 但 OBPF 会带来对稳定性的影响和调谐范围的限制。基于微波光子的混频和

收稿日期: 2022-12-19; 修回日期: 2023-02-07; 录用日期: 2023-02-27; 网络首发日期: 2023-03-09

基金项目: 国家自然科学基金(61471130)、广东省重点领域研发计划项目(2019B010138004)

通信作者: *yshan@gdut.edu.cn

移相技术,可在收发机中对微波信号进行上、下变频和实现 $0\sim 360^\circ$ 的移相。文献[9]利用相位调制器(PM)和光纤的色散效应生成上变频信号,但产生不同频率的上变频信号高度依赖于光纤长度。文献[10]中通过级联两个相位调制器将射频(RF)信号进行频率下转换生成中频(IF)信号,但由于受光纤布拉格光栅带宽的限制,系统的频率可调范围小。文献[11]提出一种基于双平行马赫-曾德尔调制器(DPMZM)的微波光子混频器,将 RF 信号和 LO 信号分别加载到 DPMZM 实现双边带和单边带调制,通过调节马赫-曾德尔调制器(MZM)的直流(DC)偏置电压来抑制光载波,同时生成高质量的上、下变频信号。通过在萨格纳克环中使用 PM 和 OBPF,从而在两个偏振正交方向上获得载波抑制单边带(CS-SSB)信号,利用偏振控制器(PC)在光域引入相位差,生成 $0\sim 360^\circ$ 相位连续可调的移相信号,但 OBPF 的使用严重限制混频器的频率调谐范围^[12]。为提高混频器的频率可调谐性,文献[13]提出一种无滤波的微波光子混频移相方案,利用双偏振-正交相移键控调制器在两个正交偏振态上分别对 RF 信号和 LO 信号进行调制,该方案可同时实现 RF 信号的上、下变频和移相,且通过调节 PC 和起偏器(Pol)可实现变频信号 360° 全范围移相。文献[14]提出基于偏振调制器的可重构微波光子混频方案,通过调节 LO 信号相位差和 DC 偏置电压,可重构为单边带混频器或谐波混频器,该方案降低了对 LO 信号频率的要求,但不能实现变频信号的移相。文献[15]提出一种基于偏振复

用-双平行马赫-曾德尔调制器的可重构混频移相方案,通过改变调制器的 DC 偏置电压可实现上/下变频移相信号或二倍频移相信号的生成,移相信号的相位通过调节 Pol 就能实现 $-180^\circ\sim 180^\circ$ 的连续调谐。

本文提出一种可重构的微波光子混频方案,在同一结构中,通过简单改变输入的驱动信号和调节 DC 偏置电压,可重构生成 LFM 信号、变频信号或移相信号。该方案由于未使用光或电滤波器,具有良好的频率可调谐性。结果表明,加载 LFM 信号时可同时生成三个频率不同的 LFM 信号,且带宽最高可达基带信号的四倍,可同时对 RF 信号进行频率上转换和频率下转换,生成的上、下变频信号电杂散抑制比(ESSR)可达 30 dB 以上。通过简单调节光相移器(PS)的相位,可实现生成的变频信号相位 $0\sim 360^\circ$ 连续可调,且上、下变频信号的相位差为 90° 。混频系统的无杂散动态范围(SFDR)高达 $114.1\text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 。

2 基本原理

提出的可重构微波光子混频器布局如图 1 所示,该混频器结构紧凑且由常见光学器件组成,具有易于集成的特点。所提混频器工作时,光信号自输入端注入,经光波导传播,途经耦合器、PS 以及 MZM,最后会聚于输出端。光信号进入 MZM 时受混频器引入的电信号调制,电输入信号可分为 DC 信号以及非直流信号。其中,DC 信号用于偏置 MZM 的工作点,而非直流信号如 LO 信号、RF 信号主要用于光信号的边带调制。

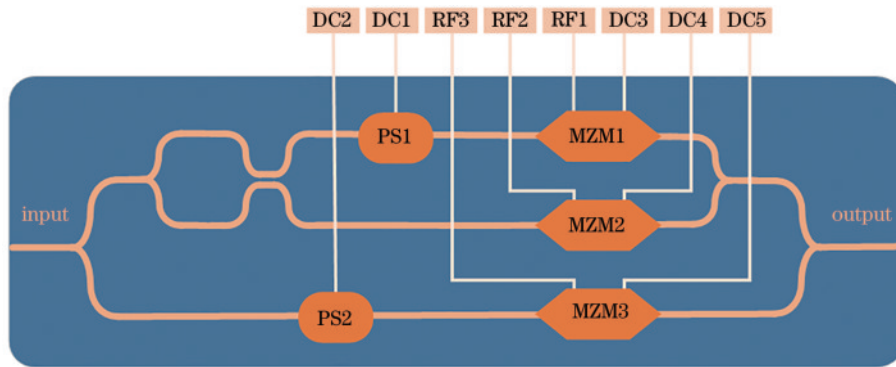


图 1 提出的可重构微波光子混频器布局图

Fig. 1 Layout of proposed reconfigurable microwave photonic mixer

提出的可重构微波光子混频器的方案结构图如图 2 所示,通过重构混频器输入电信号可生成 LFM 信号、变频信号或移相信号。所提方案主要由激光二极管(LD)、光子混频器以及光电二极管(PD)组成。LD 激发出的光载波信号进入混频器中,经耦合分为三条支路进行光电调制。三路光信号中,一路信号直接受任意波形生成器(AWG)生成的 RF 信号调制,一路由 90° 移相后的 RF 信号调制,另一路则直接由 LO 信号调制。三路调制后的光信号合波后由输出端送至 PD 拍频,即可通过改变 AWG 输出电信号重构生成 LFM

信号、变频信号或移相信号。

2.1 LFM 信号生成

通过重构混频器输入电信号,设计 LFM 信号生成方案,边带图如图 2(b)所示。该方案中,PS1 相移 90° ,而 PS2 相移为 0° ,作用等同于光波导。假设输入的光载波为 $E_m(t) = E_0 \exp(j\omega_0 t)$,其中 E_0 和 ω_0 分别代表光载波的幅度和角频率。已知 2×2 光耦合器传输矩阵为

$$\begin{bmatrix} E_{out1} \\ E_{out2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{in1} \\ E_{in2} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

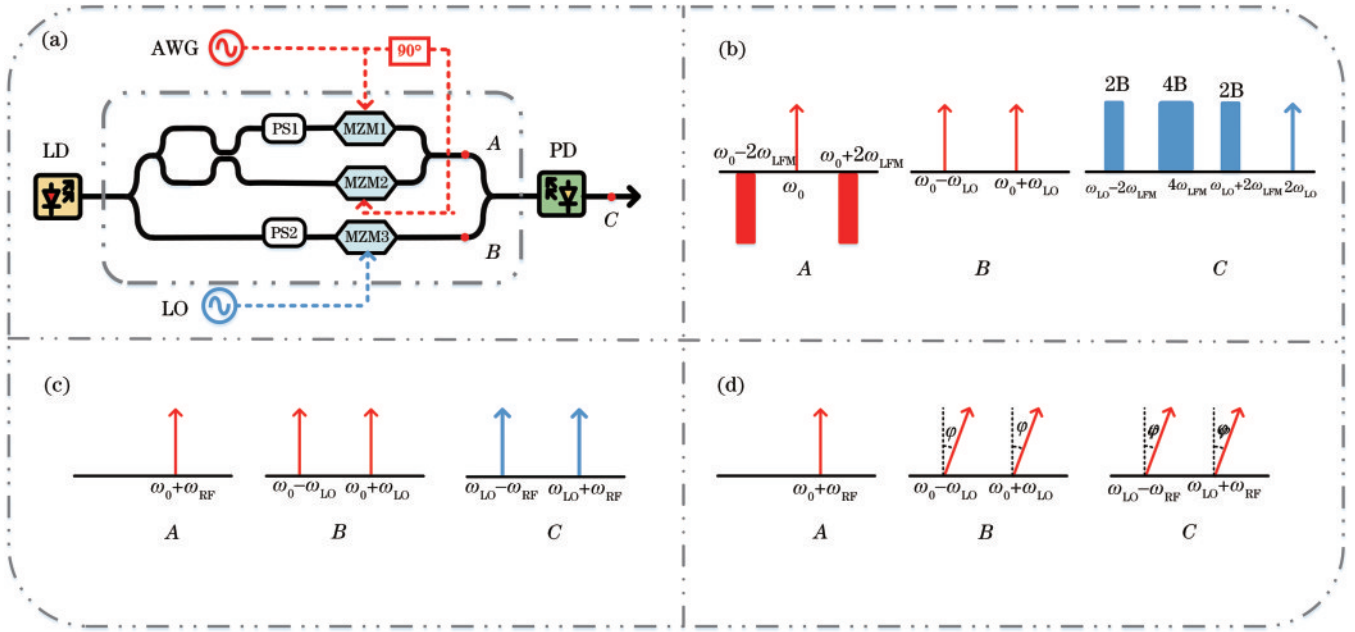


图2 提出的可重构微波光子混频器的方案结构图及生成不同信号时的频谱图。(a)结构图;(b)LFM信号;(c)变频信号;(d)移相信号

Fig. 2 Scheme structure diagram of proposed reconfigurable microwave photonic mixer and spectrum diagram of different generated signals. (a) Structure diagram; (b) linear frequency modulation (LFM) signal; (c) frequency conversion signal; (d) phase shift signal

当 AWG 生成的电输入 LFM 信号时表达式为 $V_{\text{LFM}} \cos(\omega_{\text{LFM}} t + kt^2)$, 式中: V_{LFM} 为 LFM 信号的幅度; ω_{LFM} 为角频率; k 为调频斜率。LFM 信号经过电耦合器被分为两路, 其中一路直接驱动 MZM1, 另一路经过 90° 电移相器加载到 MZM2 的电输入端。MZM1 和 MZM2 均偏置于最大传输点 (MATP), A 点表达式可写为

$$E_A(t) = E_{\text{in}}(t) \left\{ \frac{(1+j)}{4} \cos \left[\pi \frac{V_{\text{LFM}}}{V_\pi} \cos(\omega_{\text{LFM}} t + kt^2) \right] + \frac{(1-j)}{4} \cos \left[\pi \frac{V_{\text{LFM}}}{V_\pi} \sin(\omega_{\text{LFM}} t + kt^2) \right] \right\}, \quad (2)$$

式中, V_π 是 MZM 的半波电压。在小信号调制情况下, 利用雅可比-安格尔恒等式可将式 (2) 展开为

$$E_A(t) = E_{\text{in}}(t) \left\{ \frac{(1+j)}{4} [J_0(m_1) - 2jJ_2(m_1) \cos(2\omega_{\text{LFM}} t + 2kt^2)] + \frac{(1-j)}{4} [J_0(m_2) + 2jJ_2(m_2) \cos(2\omega_{\text{LFM}} t + 2kt^2)] \right\} = E_{\text{in}}(t) \left[\frac{1}{2} J_0(m_1) + J_2(m_1) \cos(2\omega_{\text{LFM}} t + 2kt^2) \right], \quad (3)$$

式中: $m_1 = \pi V_{\text{LFM}} / V_\pi$ 是 MZM1 的调制指数, 而 MZM2 的调制指数 $m_2 = m_1$; $J_n(\cdot)$ 是第 n 阶贝塞尔函数。式 (3) 中结果代表 MZM1 生成了光载波信号与两个边带信号, 与图 2(b) 的 A 点频谱图吻合。对于 MZM3, 驱动其电光调制的 LO 信号的表达式为 $V_{\text{LO}} \cos(\omega_{\text{LO}} t)$, 且其偏置在最小传输点 (MITP), MZM3 的输出表达式可写为

$$E_B(t) = E_{\text{in}}(t) [jJ_1(m_3) \cos(j\omega_{\text{LO}} t)], \quad (4)$$

式中, $m_3 = \pi V_{\text{LO}} / V_\pi$ 为 MZM3 的调制指数。由式 (4) 可知, LO 信号经 MZM3 调制后产生了 LO 信号的正、负一阶光边带, 如图 2(b) 中的 B 点所示。三路 MZM 的光输出信号经过光波导合波之后, 进入 PD 进行光电转换, 输出的光电流为

$$I_{\text{PD}}(t) \propto \eta J_2(m_2) \cos(4\omega_{\text{LFM}} t + 4kt^2) - 2\eta J_1(m_3) J_2(m_2) \cos[2(\omega_{\text{LFM}} + \omega_{\text{LO}}) t + 2kt^2] - 2\eta J_1(m_3) J_2(m_2) \cos[2(\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{LFM}}) t - 2kt^2] + \eta J_1(m_3) \cos(2\omega_{\text{LO}} t), \quad (5)$$

式中, η 为 PD 的响应度, 单位为 A/W。由式 (5) 可知, PD 光电转换生成了三个角频率分别处于 $4\omega_{\text{LFM}}$ 、 $2(\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{LFM}})$ 及 $2(\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{LFM}})$ 的 LFM 信号, 分别对应四倍频、两倍上变频及两倍下变频。此外, 生成 LFM 信号的带宽分别增加了四倍与两倍。

2.2 变频信号生成

当改变 AWG 生成的信号为 RF 信号时, 该方案可对 RF 信号进行上、下变频, 重构生成上、下变频信号。假设 RF 信号为 $V_{\text{RF}} \cos(\omega_{\text{RF}} t)$, 其中 V_{RF} 、 ω_{RF} 分别为 RF 信号的幅度和角频率。RF 信号经电耦合器分为两

路,一路直接加载到 MZM1,另一路经 90° 电移相器后加载到 MZM2,此时的 MZM1 和 MZM2 均偏置在 MITP。将 MZM1 输出的光信号与 MZM2 输出的光信号合波后,A 点光信号表达式为

$$E_A(t) = E_{in}(t)(j-1)J_1(m_4)\exp(j\omega_{RF}t), \quad (6)$$

式中, $m_4 = V_{RF}\pi/V_\pi$ 为 RF 信号的调制指数。由式(6)可知,生成了 RF 信号的正一阶光边带,频谱图如图 2(c)中的 A 点所示。LO 信号的幅度和频率以及 MZM3 的调制方式保持不变,将三路 MZM 输出的光信号进行合波后,送入 PD 进行拍频,产生的光电流为

$$I_{PD}(t) \propto \eta(1+j)J_1(m_3)J_1(m_4)\cos(\omega_{LO} + \omega_{RF}) + (1+j)J_1(m_3)J_1(m_4)\cos(\omega_{LO} - \omega_{RF}). \quad (7)$$

由式(7)可知,频率为 $\omega_{RF} + \omega_{LO}$ 和 $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ 的上、下变频信号同时生成,如图 2(c)中的 C 点所示,表明该混频方案改变输入信号为 RF 信号,可重构生成上、下变频信号。

2.3 移相信号生成

当调节 PS2 的相位,光载波注入 MZM3 之前在光域引入相位差 φ ,此时,注入 MZM3 的光载波可表示为

$$E_{in}'(t) = E_{in}(t)\exp(j\varphi). \quad (8)$$

将 LO 信号加载到 MZM3 进行电光调制,此时 B 点输出的光信号为

$$E_B(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} [jJ_1(m_3)\exp(j\omega_{LO}t + j\varphi) + jJ_1(m_3)\exp(-j\omega_{LO}t + j\varphi)]. \quad (9)$$

由式(9)可知,生成的 LO 信号正、负一阶光边带均在光域引入大小为 φ 的相位,如图 2(c)中的 B 点所示。将经 MZM1 和 MZM2 调制后生成的 RF 信号正一阶光边带与 MZM3 输出的光信号进行合波后,通过 PD 完

成平方率检测,生成的光电流可表示为

$$I_{PD}(t) \propto \eta \cos(j\omega_{LO}t - j\omega_{RF}t + j\varphi - \pi/4) + \sin(j\omega_{LO}t + j\omega_{RF}t + j\varphi - \pi/4). \quad (10)$$

从式(10)中可以看出,该混频方案可生成上、下变频移相信号,且上、下变频移相信号的相位差为 90° ,通过改变 PS2 的相位在光域引入相位 φ ,移相信号的相位可实现 $0\sim 360^\circ$ 连续可调。

3 仿真结果与分析

为验证所提方案可行性,基于图 2 所示系统结构的系统搭建仿真实验。LD 激发出中心频率为 193.1 THz、线宽为 1 MHz、功率为 10 dBm 的连续光载波信号。产生的光信号随波导进入混频器内的 MZM,波导损耗为 3 dB/cm。负责光信号调制的 MZM 消光比和半波电压分别为 35 dB 和 2.5 V,调制后的光信号最终进入响应度为 0.65 A/W 的 PD 进行拍频。

3.1 LFM 信号生成

在生成 LFM 信号情况下,AWG 生成幅度 $V_{LFM} = 2$ V、角频率 $\omega_{LFM} = 8\pi \cdot 10^9$ rad/s 的 LFM 信号,该信号持续时间为 256 ns。DC1 与 DC2 均为 0 V,即 MZM1 和 MZM2 都偏置在 MATP。A 点光信号频谱如图 3(a)所示。LO 信号具有幅度 $V_{LO} = 0.55$ V 以及角频率 $\omega_{LO} = 40\pi \cdot 10^9$ rad/s,由 LO 信号驱动的 MZM3 输出光谱,即 B 点光谱如图 3(b)所示。由图 3 可见,MZM1 和 MZM2 生成了光载波、带宽为 2 GHz 的正、负二阶光边带。此外,MZM1 还生成了带宽为 4 GHz 的正/负四阶光边带,但在小信号调制模式下,其功率较低可忽略不计。同样地,MZM3 无法完全消除光载波的存在,但这并不影响后续结果。

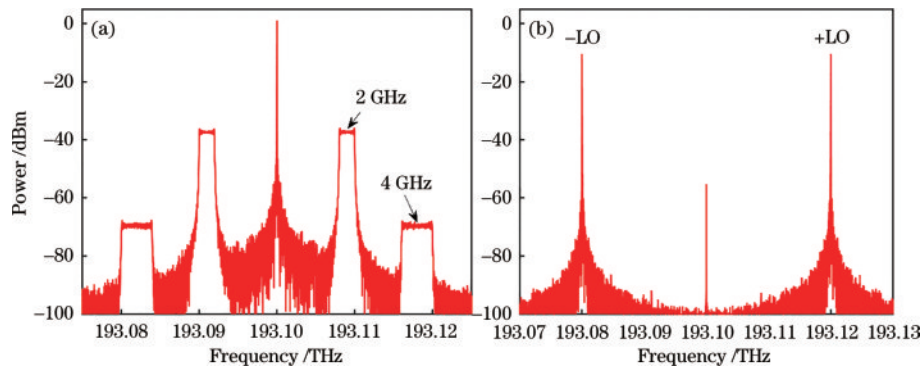


图 3 生成 LFM 信号时混频器不同点的光谱图。(a)A 点;(b)B 点

Fig. 3 Spectral diagram of different points of mixer when generating LFM signal. (a) Point A; (b) point B

MZM1 和 MZM2 生成的光信号经过耦合,与 LO 信号的正/负一阶光边带一同注入 PD 拍频。生成的 LFM 信号如图 4 所示。图 4(a)为 LFM 波形图,其幅值平稳,说明噪声干扰小,图 4(b)频谱图中较高的杂散抑制可证明上述结论。图 4(b)也展示了 LFM 信号具有三个不同的波段,中心频率分别处于 11、18、29 GHz,带宽分别为 2、4、2 GHz。这与式(6)所推导的内容相吻

合,说明仿真实验有效验证了该结果。利用 Matlab 对生成的 LFM 信号进行短时傅里叶变换处理,获得其时频特性曲线如图 4(c)所示,该图揭示了生成信号频率随时间变化的趋势、信号频率、带宽以及功率等信息。

脉冲压缩比(PCR)是 LFM 信号的重要性能指标,其中,理论上的 PCR 为 LFM 信号时宽与带宽的乘积,实际中由 LFM 时宽与半峰全宽(FWHM)相除得到。图 5

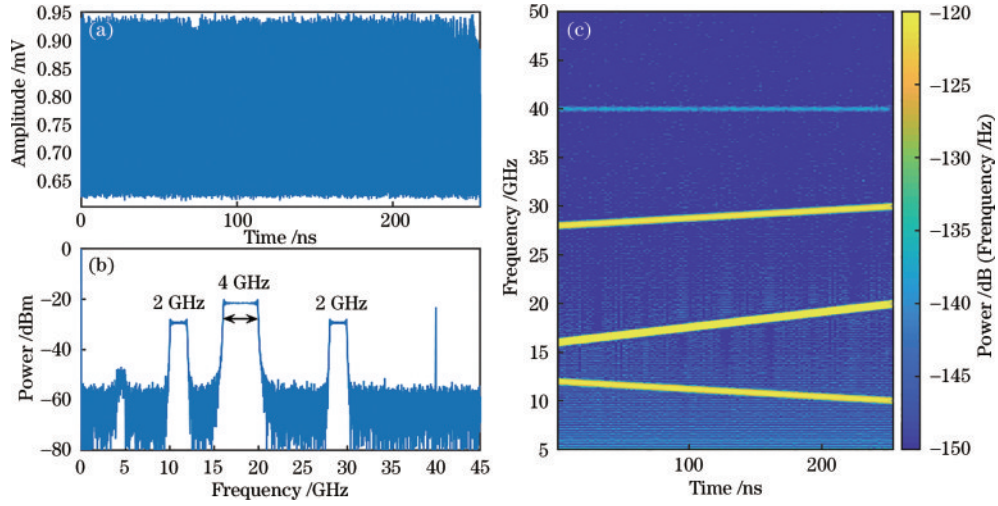


图 4 生成的三波段 LFM 信号。(a) 波形图; (b) 频谱图; (c) 时频图

Fig. 4 Generated three-band LFM signal. (a) Waveform diagram; (b) spectrum diagram; (c) time-frequency diagram

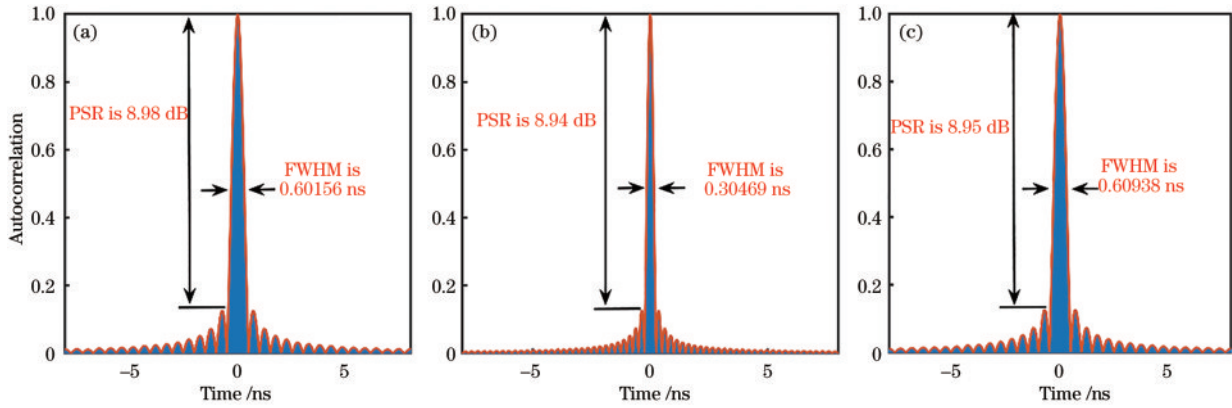


图 5 不同中心频率 LFM 信号的自相关特性曲线。(a) 中心频率为 11 GHz; (b) 中心频率为 18 GHz; (c) 中心频率为 29 GHz

Fig. 5 Autocorrelation characteristic curves of LFM signals with different center frequencies. (a) Center frequency of 11 GHz;

(b) center frequency of 18 GHz; (c) center frequency of 29 GHz

为三个 LFM 信号的自相关特性曲线,图 5(a)~5(c) 分别对应中心频率为 11、18、29 GHz 的 LFM 信号。该图展示了各个波段 LFM 信号的 FWHM 以及峰值-旁瓣比 (PSR)。由图可知,三个 LFM 信号的 PCR 分别为 425.5602、840.1982 和 420.0991。这与理论值的 512、1024 和 512 接近,说明获得的 LFM 信号脉冲压缩性能良好。

3.2 变频信号生成

改变 AWG 的输出信号为 RF 信号,将 RF 信号和 LO 信号的频率分别设置为 12 GHz 和 20 GHz。通过调节调制器的 DC 偏置电压,使 MZM1、MZM2、MZM3 均偏置在 MITP,实现 RF 信号的 CS-SSB 调制和 LO 信号的 CS-DSB 调制。此时 A 点和 B 点输出的光谱图如图 6 所示。从图中可以看出,RF 信号和 LO

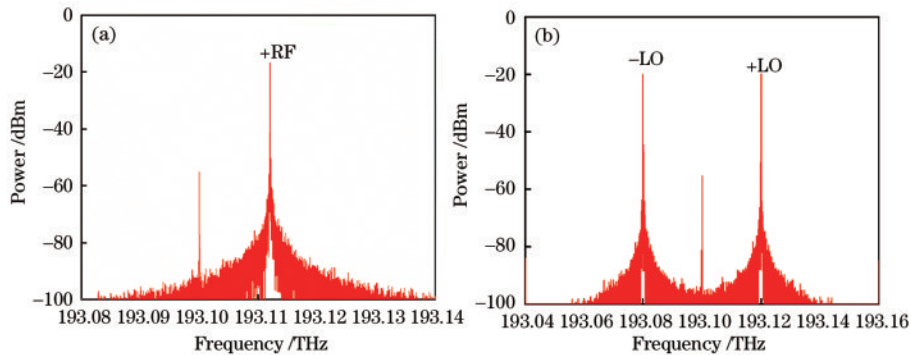


图 6 生成变频信号时混频器不同点的光谱图。(a) A 点; (b) B 点

Fig. 6 Spectral diagram of different points of mixer when generating frequency conversion signal. (a) Point A; (b) point B

信号经过 MZM 的电光调制后,在光域生成了 RF 信号的正一阶光边带和 LO 信号的正、负一阶光边带,且光载波被有效抑制。将三路 MZM 输出的光信号进行合波后,送入 PD 进行光电转换,同时生成上、下变频信号,电谱图如图 7 所示。从图中可以看出,频率分别为 32 GHz 和 8 GHz 的上、下变频信号同时生成,ESSR 分别为 31.97 dB 和 31.73 dB,表明杂散信号被很好地抑制,生成的信号质量高。

混频系统的 SFDR 是混频器的重要性能参数之

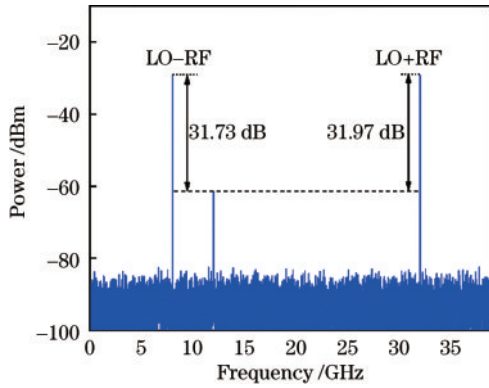


图 7 上、下变频信号同时输出电谱图

Fig. 7 Simultaneous output electrical spectrum diagram of up and down conversion signals

一。为测量系统的 SFDR,采用频率分别为 12 GHz 和 12.1 GHz 的双音信号作为混频系统输入的 RF 信号,频率为 20 GHz 的单音信号作为 LO 信号。通过依次改变输入双音信号的功率,RF 信号进行上变频时,测量输出频率分别为 32 GHz 和 32.1 GHz 的基频信号功率,以及频率分别为 31.9 GHz 和 32.2 GHz 的三阶交调失真(IMD3)信号的功率。结果如图 8(a)所示,此时,上变频系统的 SFDR 为 $114.1 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ 。RF 信号进行下变频时,基频信号的频率分别为 8 GHz 和 7.9 GHz,IMD3 信号的频率分别为 7.8 GHz 和 8.1 GHz,测量相应下转换基频信号和 IMD3 信号的功率,结果如图 8(b)所示,下变频系统的 SFDR 为 $113.5 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ 。

3.3 移相信号生成

为验证可重构微波光子混频方案可生成 $0 \sim 360^\circ$ 相位连续可调的移相信号,保持 RF 信号和 LO 信号的频率和幅度不变,以及调制器的 DC 偏置电压不变。通过调节 PS,在光域对输入 MZM3 的光信号引入相位,经过 PD 拍频生成移相信号。采用示波器观察 PD 输出电信号的波形,结果如图 9 所示。从图中可以看出,通过连续调节 PS 的相位,频率分别为 32 GHz 和 8 GHz 的上、下变频移相信号其相位均可实现 $0 \sim 360^\circ$

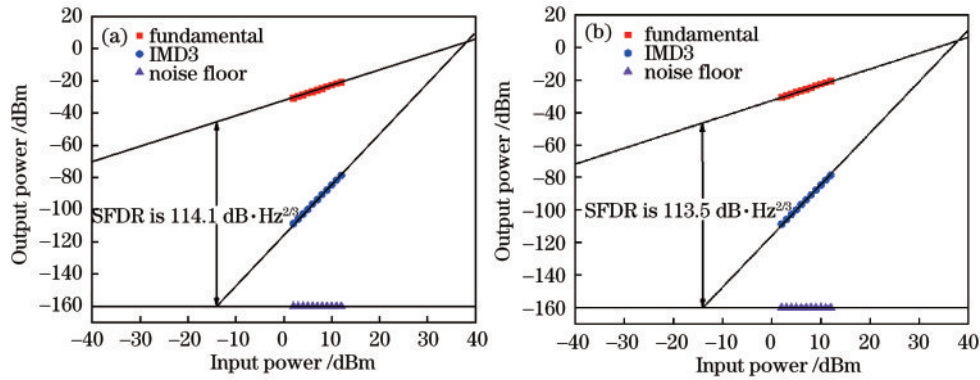


图 8 混频系统的 SFDR。(a)上变频系统;(b)下变频系统

Fig. 8 SFDR of mixing system. (a) Up conversion system; (b) down conversion system

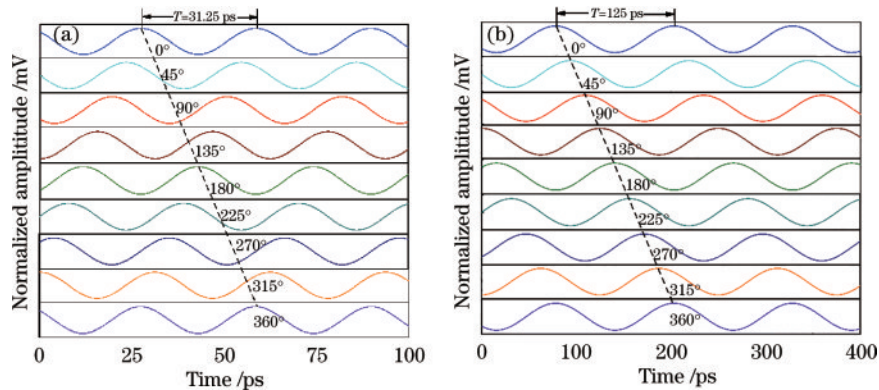


图 9 生成的移相信号波形图。(a)上变频移相信号;(b)下变频移相信号

Fig. 9 Waveforms of generated phase shift signals. (a) Up conversion phase shift signals; (b) down conversion phase shift signals

连续可调,无明显的功率波动,上、下变频移相信号的相位差为 90° ,单个周期分别为 31.25 ps 和 125 ps,与理论分析一致。测量移相信号在不同相位条件下的功率响应结果如图 10 所示。从图中可以看出,频率分别为 32 GHz 和 8 GHz 的信号相位在 $0\sim 360^\circ$ 全范围连续可调,其功率波动小于 0.1 dB,表明在不同相位条件下生成的移相信号具有相对平坦的功率响应。

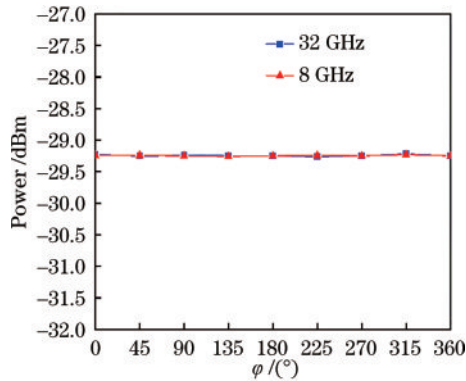


图 10 不同相位下生成信号的功率响应

Fig. 10 Power response of generated signals with different phases

4 结 论

提出一种可重构的微波光子混频器,通过改变加载到混频器的驱动信号和调节 DC 偏置电压,可重构生成 LFM 信号、变频信号或移相信号,通过简单调节 PS 的相位可实现移相信号相位 $0\sim 360^\circ$ 连续可调。仿真结果表明,在不使用滤波器的条件下,当注入频率为 4 GHz 的 LFM 信号时,可同时生成中心频率分别处于 11、18、29 GHz,以及带宽分别为 2、4、2 GHz 的 LFM 信号,其带宽最高可提高四倍,且结果显示,生成的 LFM 信号脉冲压缩性能良好;当输入频率为 12 GHz 的 RF 信号时,同时生成频率为 32 GHz 和 8 GHz 的上、下变频信号,ESSR 高于 30 dB,表明杂散信号得到了有效抑制;通过 PS 在光载波上引入光相位,经过 PD 拍频可生成 $0\sim 360^\circ$ 相位连续可调的上、下变频移相信号。此外,所提方案可灵活重构,在宽带无线通信系统、雷达系统、卫星系统具有良好的应用前景。

参 考 文 献

- [1] Tang Z Z, Li Y F, Yao J P, et al. Photonics-based microwave frequency mixing: methodology and applications [J]. *Laser & Photonics Reviews*, 2020, 14(1): 1800350.
- [2] Li J C, Yang S G, Chen H W, et al. Fully integrated hybrid microwave photonic receiver[J]. *Photonics Research*, 2022, 10(6): 1472-1483.
- [3] Ma C, Chen H, Ye X W, et al. Ultra-high resolution

microwave photonic radar with post-bandwidth synthesis [J]. *Chinese Optics Letters*, 2020, 18(7): 072501.

- [4] Brunetti G, Armenise M N, Ciminelli C. Chip-scaled Ka-band photonic linearly chirped microwave waveform generator[J]. *Frontiers in Physics*, 2022, 10(4): 785650.
- [5] Wang G D, Meng Q Q, Han H L, et al. Photonic generation of switchable multi-format linearly chirped signals[J]. *Chinese Optics Letters*, 2022, 20(6): 063901.
- [6] Zhou P, Zhang F Z, Guo Q S, et al. Linearly chirped microwave waveform generation with large time-bandwidth product by optically injected semiconductor laser[J]. *Optics Express*, 2016, 24(16): 18460-18467.
- [7] Yang J L, Ma J X. Photonic generation and transmission of dual-chirp microwave waveform with bandwidth and frequency-doubling[J]. *Optics Communications*, 2020, 475: 126220.
- [8] Fan X J, Zhu S, Du J F, et al. Photonic generation of quadruple bandwidth dual-band dual-chirp microwave waveforms with immunity to power fading[J]. *Optics Letters*, 2021, 46(4): 868-871.
- [9] Le Guennec Y, Maury G, Yao J P, et al. New optical microwave up-conversion solution in radio-over-fiber networks for 60-GHz wireless applications[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2006, 24(3): 1277-1282.
- [10] Pagán V R, Haas B M, Murphy T E. Linearized electrooptic microwave downconversion using phase modulation and optical filtering[J]. *Optics Express*, 2011, 19(2): 883-895.
- [11] Zhang W, Wen A J, Gao Y S, et al. Microwave photonic frequency conversion with high conversion efficiency and elimination of dispersion-induced power fading[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2016, 8(3): 5500909.
- [12] 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.
- [13] 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*, 2017, 10(1): 5500210.
- [14] Li X, Zhao S H, Zhu Z H, et al. A reconfigurable photonic microwave mixer using a dual-polarization modulator[J]. *Optical and Quantum Electronics*, 2017, 49(11): 365.
- [15] 李赫, 赵尚弘, 吴吉祥, 等. 基于微波光子的可重构变频移相信号产生[J]. *光学学报*, 2020, 40(8): 0825001.
Li H, Zhao S H, Wu J X, et al. Generation of reconfigurable frequency-conversion signals with full-range phase shift based on microwave photonics[J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(8): 0825001.