

一种可重构双输出微波光子变频器的设计与仿真

钟永明, 曾昶盛, 郭忠国, 梁红霞, 郑耿鑫, 谢少武, 韩一石*

广东工业大学信息工程学院, 广东 广州 510006

摘要 提出了一种可重构双输出微波光子变频器, 该变频器可以实现上变频、下变频和同相/正交(I/Q)上变频。通过改变偏振复用-双平行马赫曾德尔调制器的驱动信号, 可以重构生成上、下变频信号以及上变频的上、下边带信号或矢量信号, 且能同时单独输出两路变频信号。利用偏振控制器在正交偏振方向上巧妙地消除了本振信号的正/负一阶光边带, 避免了滤波器的使用, 进而实现了频率的大范围可调谐。仿真结果表明: 所提变频器可在 1~59 GHz 带宽范围内单独输出两路任意频率的信号, 杂散边带抑制比大于 30 dB; 加载 I/Q 基带信号可以进行 I/Q 上变频, 生成两路高频 64 阶正交振幅调制(64QAM)矢量信号, 误差矢量幅度小于 3.5%。所提变频方案能消除光纤色散引起的功率周期性衰落效应, 系统的无杂散动态范围为 107.1 dB·Hz^{2/3}。此外, 分析了直流偏置电压漂移、电移相器相位不平衡、偏振控制器偏振漂移等非理想因素对变频器性能的影响。

关键词 光通信; 变频; 双输出; 无滤波; 偏振复用-双平行马赫曾德尔调制器

中图分类号 TN29

文献标志码 A

DOI: 10.3788/CJL220865

1 引言

变频器在通信系统的发射与接收模块中起着频率转换的作用, 目前已被广泛应用于无线通信、雷达、卫星通信等领域^[1]。传统的微波变频器在电域对信号进行处理, 会不可避免地受电子瓶颈的影响, 难以满足现代通信系统的要求^[2]。微波光子技术将微波和光子学技术的优势充分结合, 具有大带宽、低损耗、抗电磁干扰等优点^[3-5], 可以有效克服传统微波变频器存在的问题。近年来, 基于微波光子的变频器得到了国内外广泛的关注与研究。

在接收模块中, 微波光子变频器将接收到的射频(RF)信号与本振(LO)信号混频, 实现频率下转换^[6], 降低对模数转换器采样速率的要求, 有利于后续的信号处理。Zhu 等^[7]将 RF 信号和 LO 信号共同加载到双平行马赫曾德尔调制器(DPMZM)中, 通过调节未调制光载波的幅度和相位来抵消光载波, 实现了 RF 信号的频率下转换, 但这种做法在实际应用中难以实现。文献[8]提出一种基于载波抑制单边带(CS-SSB)调制的微波光子下变频器, 用光带通滤波器(OBPF)滤出需要的光边带, 从而获得了高纯度的下变频信号。变频器在发射模块中也同样具有重要作用, 它可利用 LO 信号将中频(IF)信号进行频率上转换生成上变频信号^[9], 或者将同相/正交(I/Q)基带信号进行 I/Q 上变频生成高频矢量信号^[10], 用于增大传输带宽和提高

频谱利用率。有学者利用电吸收调制器的交叉吸收调制生成了上变频信号^[11], 但其中存在大量的杂散信号, 并且频率调谐困难。为抑制杂散信号, 文献[12]提出了基于 DPMZM 的微波光子上变频方案, 该方案通过 CS-SSB 调制方式产生高质量上变频的上、下边带信号。文献[13]采用级联马赫曾德尔调制器(MZM)和 DPMZM 的结构, 获得了倍频上变频信号, 同时通过调节直流(DC)偏置电压来补偿色散引起的功率周期性衰落, 但级联结构存在光损耗大、转换效率低、稳定性差等问题。在高频矢量信号生成方面, 文献[14]将 I/Q 基带信号与微波信号混合并分别加载到 Sagnac 环中的偏振调制器和相位调制器上, 通过 I/Q 上变频生成了矢量信号, 但矢量信号的频率可调谐性较差。文献[15]论证了基于偏振复用调制器的矢量信号生成方案, 该方案在两个偏振方向上分别进行 I/Q 基带信号的加载和 RF 信号正一阶边带的生成, 之后经光电探测器(PD)拍频生成高频矢量信号。

上述方案只能生成上变频、下变频或矢量信号中的一种, 因此在通信系统中的实际应用价值不大。为此, 研究人员开始陆续提出在同一结构中生成多种变频信号的方案, 如: Li 等^[16]使用偏振复用-双平行马赫曾德尔调制器(PDM-DPMZM)和 OBPF, 生成了上、下变频信号, 但使用 OBPF 会严重限制变频器的频率调节范围。为了实现频率的大范围可调谐, 文献[17]提出了一种无滤波的微波光子变频器, 该变频器通过

收稿日期: 2022-05-18; 修回日期: 2022-06-27; 录用日期: 2022-06-30; 网络首发日期: 2022-07-09

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

通信作者: *yshan@gdut.edu.cn

调节 RF 信号和 LO 信号的调制指数来消除光载波,进而实现上、下变频信号的生成。文献[18-19]提出了一种 PDM-DPMZM 级联 OBPF 的结构,并通过实验论证了同一结构生成上变频的上、下边带信号或矢量信号的可行性;PDM-DPMZM 级联 OBPF 的结构可以消除光纤色散引起的功率周期性衰落效应,适用于远距离光纤传输,但需要通过改变输入信号来调节调制器的 DC 偏置电压进而实现上变频的上、下边带信号或矢量信号单路输出。

为了提高变频器的频率可调谐性,同时实现多种变频功能和双路输出,有效满足未来多功能、大带宽通信系统的需求,本团队提出了一种基于 PDM-DPMZM 的微波光子变频器。通过改变输入的驱动信号,可在同一结构中重构生成上、下变频信号以及上变频的上、下边带信号或矢量信号,并且能实现双路输出。结果表明:所提微波光子变频器可在 1~59 GHz 带宽范围内单独输出两路高质量的变频信号,并且两路信号的频率可任意调谐;加载 I/Q 基带信号进行 I/Q 上变频可以生成两路高频 64 阶正交振幅调制(64QAM)矢量信号,误差矢量幅度(EVM)值小于 3.5%。通过仿真实验对所提方案进行了验证,结果显示,所提方案能够有效抑制色散引起的功率周期性衰落效应,适用于远程光纤传输环境。此外,本文还分析

了非理想因素的影响,进一步验证了方案的实用性。

2 基本原理

可重构双输出的微波光子变频器结构如图 1 所示,主要由激光二极管(LD)、PDM-DPMZM、偏振控制器(PC)、偏振分束器(PBS)和 PD 组成。LD 产生的光载波输入到 PDM-DPMZM 中,PDM-DPMZM 由两个并行的 DPMZMs(X-DPMZM 和 Y-DPMZM)、90°偏振旋转器(PR)、偏振合束器(PBC)组成。通过任意波形生成器(AWG)模拟变频器的输入,其产生的 RF、IF 或 I/Q 基带信号与 LO 信号共同加载到 PDM-DPMZM 上。将 PDM-DPMZM 输出的光信号送入 PC,调节 PC,在两个正交偏振方向上分别消除 LO 信号的正一阶和负一阶光边带。光信号经 PBS 进行偏振分离后,分别进入 PD1、PD2 进行拍频,同时生成两路变频信号。该方案通过改变 AWG 输出的信号可重构生成上、下变频信号以及上变频的上、下边带信号或矢量信号。图 2(a)、(b)、(c)显示了可重构变频方案生成不同信号时,PDM-DPMZM 的信号输入情况;图 2(d)为不同器件输出的光谱/电谱示意图,其中,红线代表 LO 信号的光边带,蓝线代表 RF、IF 或 I/Q 基带信号的光边带,紫线代表生成的变频信号。

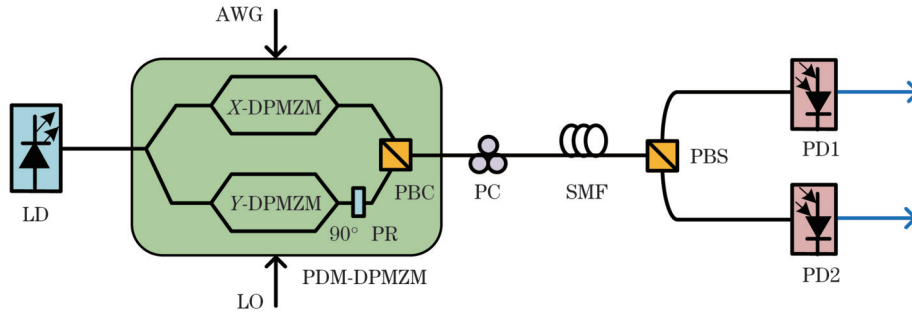


图 1 可重构双输出的微波光子变频器结构示意图

Fig. 1 Structural diagram of microwave photonic frequency converter with reconfigurable dual output

2.1 上、下变频信号生成

假设光载波为 $E_m(t) = E_0 \exp(j\omega_c t)$, 输入信号分别为 $V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$ 和 $V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$ 。其中, E_0 和 ω_c 分别是光载波的幅度和角频率, t 为时间, V_{RF} 、 V_{LO} 分别是 RF 信号和 LO 信号的幅度, ω_{RF} 、 ω_{LO} 分别是 RF 信号和 LO 信号的角频率。RF 信号经过电耦合器后分为两路, 其中一路加载到 X-DPMZM 的子调制器 X_a 上, 另一路经电移相器引入 90° 相位差后与 90° 移相后的 LO 信号共同加载到 X-DPMZM 的子调

制器 X_b 上。类似地, 一路 RF 信号加载到 Y-DPMZM 的子调制器 Y_a 上, 另一路经电移相器进行 90° 移相后与 LO 信号共同加载到 Y-DPMZM 的子调制器 Y_b 上, 如图 2(a) 所示。调节调制器的 DC 偏置电压, 使两个 DPMZM 的子调制器均偏置在最小传输点(MITP), 同时主调制器均偏置在正交传输点(QTP)。在小信号调制的情况下, 忽略高阶边带, 只考虑正负一阶光边带, 则 X-DPMZM、Y-DPMZM 输出的光信号为

$$\begin{cases} E_X(t) \approx \frac{\sqrt{2} E_m(t)}{4} [jJ_1(\beta_{LO}) \exp(j\omega_{LO} t) - jJ_1(\beta_{LO}) \exp(-j\omega_{LO} t) + jJ_1(\beta_{RF}) \exp(j\omega_{RF} t)] \\ E_Y(t) \approx \frac{\sqrt{2} E_m(t)}{4} [-J_1(\beta_{LO}) \exp(j\omega_{LO} t) - J_1(\beta_{LO}) \exp(-j\omega_{LO} t) + jJ_1(\beta_{RF}) \exp(j\omega_{RF} t)] \end{cases}, \quad (1)$$

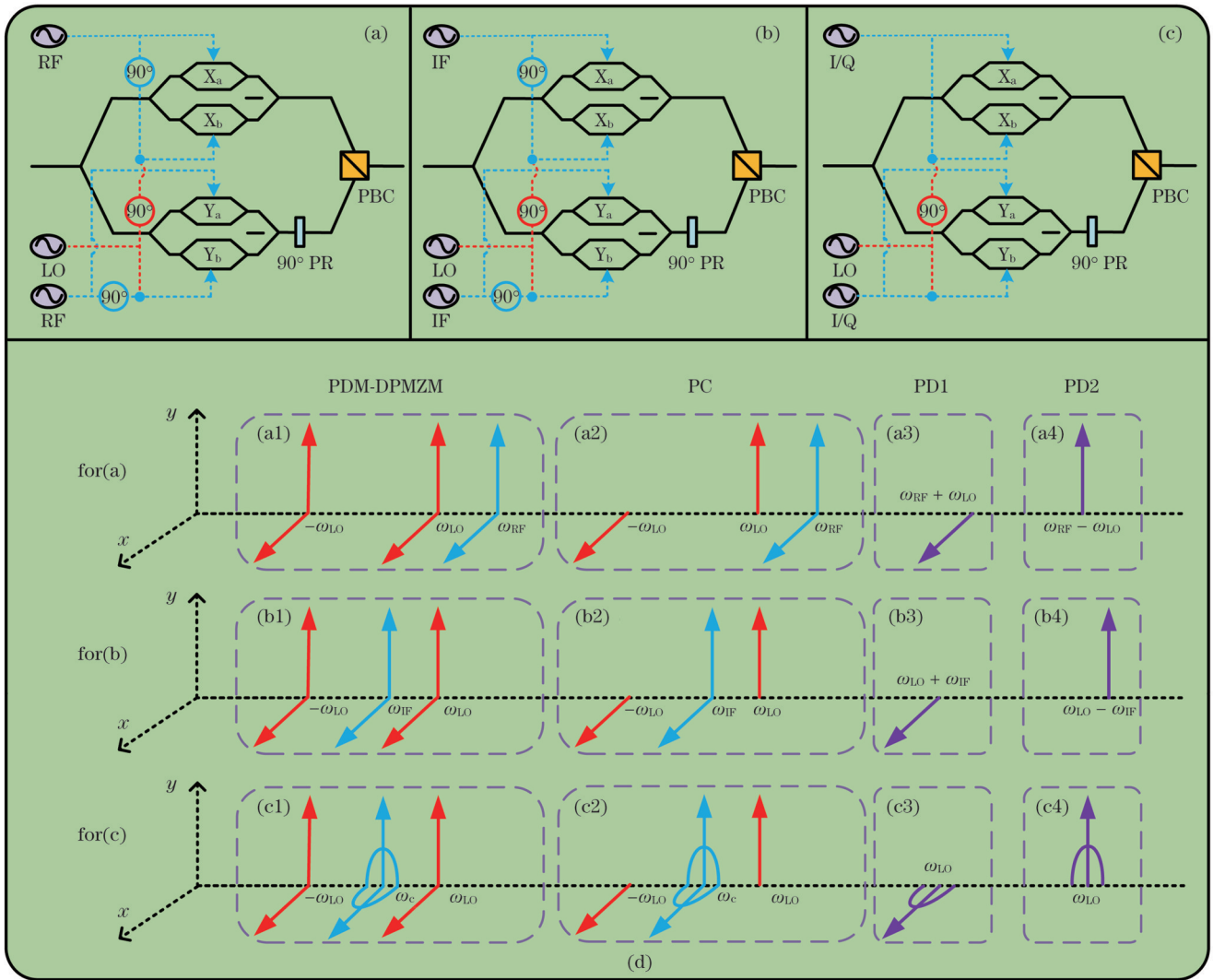


图2 生成不同信号时PDM-DPMZM的输入情况和频谱图。(a)上、下变频信号；(b)上变频的上、下边带信号；(c)矢量信号；(d)不同器件输出的光谱/电谱示意图

Fig. 2 Input of PDM-DPMZM when generating different signals and spectra diagram. (a) Up- and down-conversion signals; (b) upper and lower sideband signals of up conversion; (c) vector signal; (d) optical/electrical spectra schematics of output of different devices

式中： $\beta_{RF} = V_{RF} \pi / V_{\pi}$ 、 $\beta_{LO} = V_{LO} \pi / V_{\pi}$ 分别表示RF信号和LO信号的调制指数，其中 V_{π} 为调制器的半波电压； $J_1(\cdot)$ 表示第一类一阶贝塞尔函数。由式(1)可知，X-DPMZM与Y-DPMZM均产生了RF信号的正一阶光边

带[如图2(a₁)中的蓝线所示]和LO信号的正/负一阶光边带[如图2(a₁)中的红线所示]。Y-DPMZM输出的光信号经过90°PR后与X-DPMZM输出的光信号在PBC中实现偏振合束，则PDM-DPMZM输出的光信号为

$$E_{PDM}(t) = \begin{bmatrix} E_X(t) \\ E_Y(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{4} E_{in}(t) \begin{bmatrix} jJ_1(\beta_{LO}) \exp(j\omega_{LO}t) - jJ_1(\beta_{LO}) \exp(-j\omega_{LO}t) + jJ_1(\beta_{RF}) \exp(j\omega_{RF}t) \\ -J_1(\beta_{LO}) \exp(j\omega_{LO}t) - J_1(\beta_{LO}) \exp(-j\omega_{LO}t) + jJ_1(\beta_{RF}) \exp(j\omega_{RF}t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

将PDM-DPMZM输出的信号送入PC，PC由一个四分之一波片、一个二分之一波片、一个四分之一波片级联组成，通过调整三个波片可将任意输入偏振状态的信号转换成任意输出偏振状态的信号^[20]。对于前向的入射光信号，PC的传输矩阵为

$$T_{PC} = \begin{bmatrix} \cos \theta \exp(j\varphi) & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \exp(-j\varphi) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

式中： θ 为偏振旋转角； φ 为两路正交偏振光的相位差。当 $\theta=45^\circ$ 以及 $\varphi=90^\circ$ 时，PC输出的光信号为

$$E_{PC}(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_{in}(t) \begin{bmatrix} \sqrt{2} J_1(\beta_{LO}) \exp(-j\omega_{LO}t) - J_1(\beta_{RF}) \exp[j(\omega_{RF}t + \pi/4)] \\ \sqrt{2} jJ_1(\beta_{LO}) \exp(j\omega_{LO}t) + J_1(\beta_{RF}) \exp[j(\omega_{RF}t + \pi/4)] \end{bmatrix} \quad (4)$$

由式(4)可知,通过巧妙地控制 PC,在 X 偏振方向上消除了 LO 信号的正一阶光边带,同时在 Y 偏振方向上消除了 LO 信号的负一阶光边带,PC 输出的光谱

如图 2 中的(a₂)所示。利用 PBS 分离两个正交偏振方向上的光信号,并将其分别送入 PD1、PD2 进行光电转换,输出的光电流可以表示为

$$\begin{cases} I_{PD1}(t) \propto -\eta J_1(\beta_{LO}) J_1(\beta_{RF}) \cos[(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \pi/4] \\ I_{PD2}(t) \propto \eta J_1(\beta_{LO}) J_1(\beta_{RF}) \cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \pi/4] \end{cases}, \quad (5)$$

式中: η 为 PD 的响应度,单位为 A/W。从式(5)可以看出,该方案生成了上、下变频信号,如图 2(a₃)、(a₄)中的紫线所示,两路信号单独输出。

2.2 上变频的上、下边带信号生成

当输入 IF 信号时,该方案可对 IF 信号进行上变

频,重构生成上变频的上、下边带信号。假设 IF 信号为 $V_{IF} \cos(\omega_{IF}t)$,其中 V_{IF} 、 ω_{IF} 分别为 IF 信号的幅度和角频率,将 IF 信号和 LO 信号以如图 2(b)所示的方式加载到 PDM-DPMZM 上,其他参数保持不变,PDM-DPMZM 的输出信号可表示为

$$E_{PDM}(t) = \begin{bmatrix} E_X(t) \\ E_Y(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} E_{in}(t)}{4} \begin{bmatrix} jJ_1(\beta_{LO}) \exp(j\omega_{LO}t) - jJ_1(\beta_{LO}) \exp(-j\omega_{LO}t) + jJ_1(\beta_{IF}) \exp(j\omega_{IF}t) \\ -J_1(\beta_{LO}) \exp(j\omega_{LO}t) - J_1(\beta_{LO}) \exp(-j\omega_{LO}t) + jJ_1(\beta_{IF}) \exp(j\omega_{IF}t) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

式中: $\beta_{IF} = V_{IF}\pi/V_\pi$ 为 IF 信号的调制指数。同理,通过 PD1、PD2 完成平方率检测,可得两路光电流分别为

$$\begin{cases} I_{PD1}(t) \propto -\eta J_1(\beta_{LO}) J_1(\beta_{IF}) \cos[(\omega_{LO} + \omega_{IF})t + \pi/4] \\ I_{PD2}(t) \propto \eta J_1(\beta_{LO}) J_1(\beta_{IF}) \cos[(\omega_{LO} - \omega_{IF})t + \pi/4] \end{cases}. \quad (7)$$

由式(7)可知同时生成并独立输出了上变频的上、下边带信号,其对应的频率分别为 $\omega_{LO} + \omega_{IF}$ 和 $\omega_{LO} - \omega_{IF}$,如图 2(b₃)、(b₄)中的紫线所示。这表明该方案通过改变输入驱动信号为 IF 信号可以重构生成上变频的上、下边带信号。

2.3 矢量信号生成

当输入同相数据信号 $I(t)$ 和正交数据信号 $Q(t)$ 时,

该方案进行 I/Q 上变频可以重构生成高频矢量信号。将 $I(t)$ 加载到 X-DPMZM 的子调制器 X_a 上,正交数据信号 $Q(t)$ 与经电移相器引入 90° 相位差的 LO 信号共同加载到 X-DPMZM 的子调制器 X_b 上。类似地, $I(t)$ 加载到 Y-DPMZM 的子调制器 Y_a 上,正交数据信号 $Q(t)$ 与 LO 信号共同加载到 Y-DPMZM 的子调制器 Y_b 上,如图 2(c)所示。此时,PDM-DPMZM 的输出信号可以表示为

$$E_{PDM}(t) = \begin{bmatrix} E_X(t) \\ E_Y(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} E_{in}(t)}{8} \begin{bmatrix} \frac{\pi I(t)}{V_\pi} + j\frac{\pi Q(t)}{V_\pi} + 2jJ_1(\beta_{LO}) \exp(j\omega_{LO}t) - 2jJ_1(\beta_{LO}) \exp(-j\omega_{LO}t) \\ \frac{\pi I(t)}{V_\pi} + j\frac{\pi Q(t)}{V_\pi} - 2J_1(\beta_{LO}) \exp(j\omega_{LO}t) - 2J_1(\beta_{LO}) \exp(-j\omega_{LO}t) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

由式(8)可知,在两个正交偏振方向上均实现了 I/Q 数据信号加载到光载波上,如图 2(c₁)中的蓝线所

示,并且实现了 LO 信号的载波抑制双边带调制(CS-DSB)。经 PD1、PD2 拍频后产生的两路光电流分别为

$$\begin{cases} I_{PD1}(t) \propto \eta J_1(\beta_{LO}) [I(t) \sin(\omega_{LO}t + \pi/4) + Q(t) \cos(\omega_{LO}t + \pi/4)] \\ I_{PD2}(t) \propto \eta J_1(\beta_{LO}) [I(t) \sin(\omega_{LO}t - \pi/4) + Q(t) \cos(\omega_{LO}t - \pi/4)] \end{cases}. \quad (9)$$

从式(9)可以看出生成了两路以 LO 信号频率为中心频率的矢量信号,如图 2(c₃)、(c₄)中的紫线所示,表明所提方案可以重构生成高频矢量信号。

3 仿真结果与分析

为验证所提方案的可行性,按照图 1 所示的系统结构搭建仿真实验平台。LD 发出中心频率为 193.1 THz、线宽为 1 MHz、功率为 10 dBm 的光载波,光载波直接

注入到半波电压为 4 V 的 PDM-DPMZM 中。RF 信号和 LO 信号的频率分别设置为 20 GHz 和 30 GHz,通过调节调制器的 DC 偏置电压实现 LO 信号的 CS-DSB 调制和 RF 信号的 CS-SSB 调制。将 PDM-DPMZM 输出的光信号送入 PC,调节 PC 的偏振旋转角和相位差分别为 45° 和 90° ,在两个正交偏振方向上分别消除 LO 信号的正/负一阶光边带,此时 PC 在 X、Y 偏振方向上的光谱图如图 3 所示。从图 3 中可以看出,LO 信

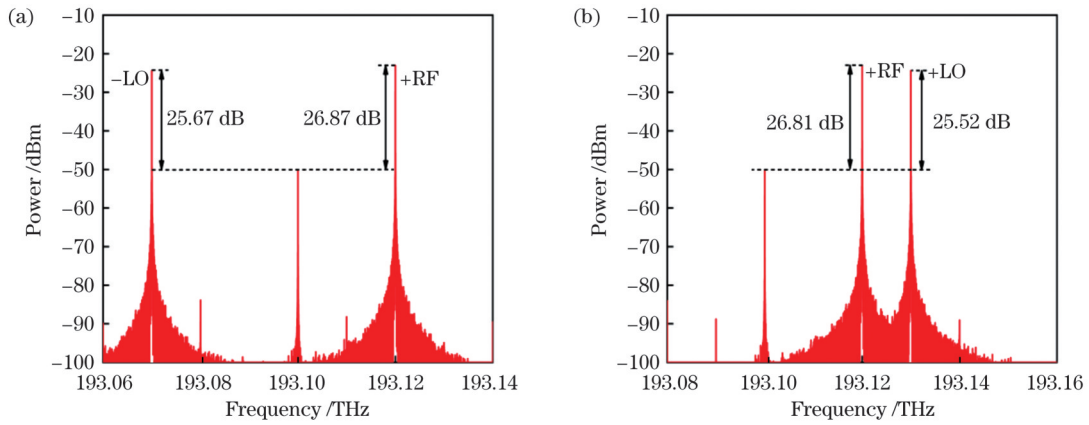


图3 PC在两个偏振方向输出的光谱图。(a)在X偏振方向;(b)在Y偏振方向

Fig. 3 PC output spectra in two polarization directions. (a) In X polarization direction; (b) in Y polarization direction

号和RF信号的载波抑制比(CSR)均在25 dB以上,光载波得到了有效抑制。PC输出的光信号经过PBS实现偏振分离后分别注入响应度为0.8 A/W的PD1和PD2进行光电转换,生成两路变频信号。

3.1 上、下变频信号生成的验证

当输入RF信号时,所提方案可以对RF信号进行上、下变频,同时单独输出上、下变频信号。使RF信

号频率在9~29 GHz之间等间隔变化,LO信号频率保持30 GHz不变,PD拍频生成的上、下变频信号的电谱图如图4(a)、(b)所示。由图4可知产生了具有相等频率间隔的上、下变频信号,电杂散抑制比(ESSR)高达31 dB,说明杂散信号得到了较好的抑制。变频信号的频率范围为1~59 GHz,表明该方案具有良好的变频功能,可以实现频率的大范围调谐。

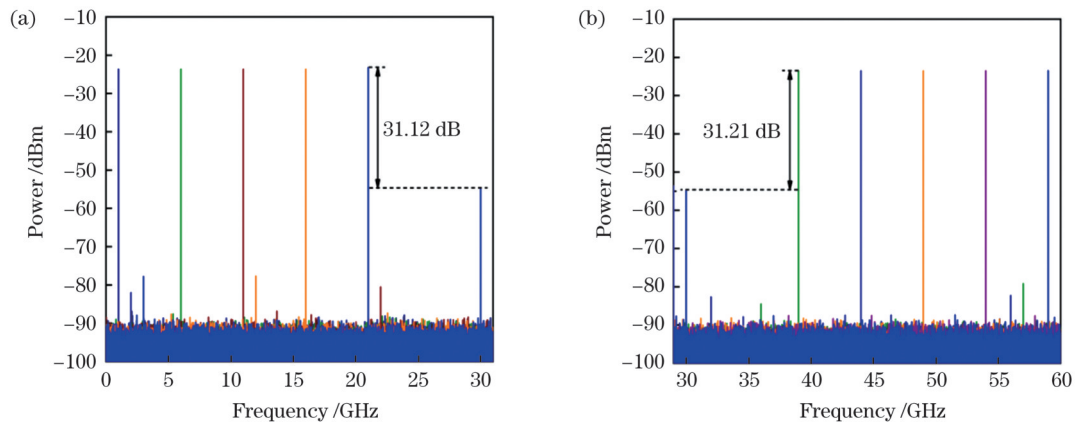


图4 上、下变频信号单独输出的电谱图。(a)下变频信号;(b)上变频信号

Fig. 4 Electrical spectra output by up- and down-converted signals separately. (a) Down-converted signal; (b) up-converted signal

3.2 上变频的上、下边带信号生成验证

当输入信号为IF信号时,所提方案可以重构生成上变频的上、下边带信号,并且输出信号具有良好的频率可调谐性。将LO信号的频率固定为30 GHz,将IF信号的频率从2 GHz开始以1 GHz为间隔增大至6 GHz,用PD进行光电转换,输出信号的电谱图分别如图5(a)、(b)所示。从图中可以看出生成的上变频的上、下边带信号频率分别为32~36 GHz和24~28 GHz,ESSR均高于31 dB,两路输出信号的功率也基本保持不变。这表明所提方案可以实现频率的灵活调谐,具有高平坦度的功率响应特性。

3.3 矢量信号生成验证

所提方案在加载I/Q基带信号时进行I/Q上变频可以重构生成高频矢量信号。通过PDM-DPMZM将符号速率为400 MSym/s、调制格式为64QAM的I/Q基带信

号调制到光载波上,同时完成30 GHz LO信号的CS-DSB调制。采用PD1和PD2进行拍频,生成两路中心频率均为30 GHz的64QAM信号。在背靠背(BTB)条件和30 km单模光纤(SMF)传输距离下,测量PD1输出的64QAM信号的EVM值以及相应的电谱图和星座图,结果分别如图6(a)、(b)所示。结果表明:在BTB条件下生成的64QAM信号具有清晰的星座图,EVM值为2.93%;在30 km SMF中传输后,64QAM信号的星座图依旧清晰可见,EVM值为3.78%。

为验证生成的矢量信号的频率可调谐性,将LO信号的频率从5 GHz以1 GHz为间隔增大至40 GHz,调制格式为64QAM的I/Q基带信号的符号速率保持在400 MSym/s不变,测量PD2拍频产生的不同中心频率的64QAM信号的EVM值,结果如图7所示。从图7中可以看出,在5~40 GHz频率范围内,64QAM

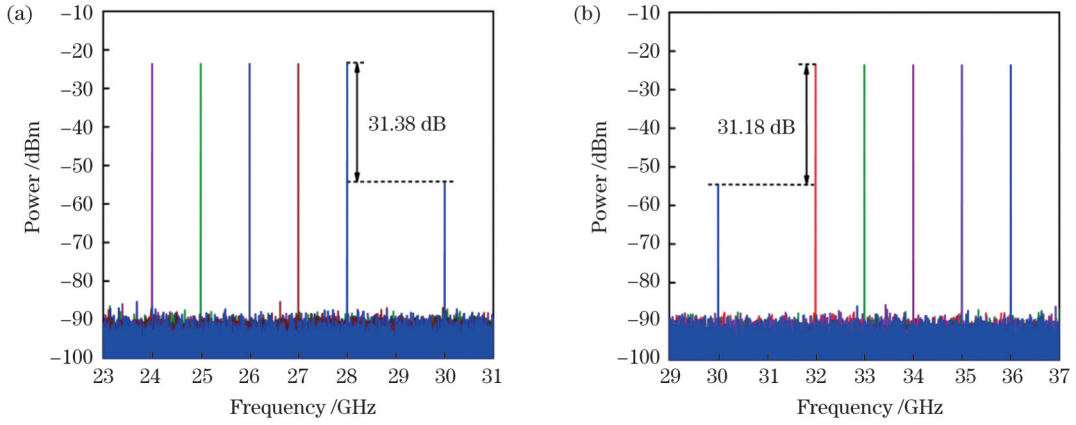


图 5 上、下边带信号单独输出的电谱图。(a)下边带信号;(b)上边带信号

Fig. 5 Electrical spectra output by upper and lower sideband signals separately. (a) Lower sideband signal; (b) upper sideband signal

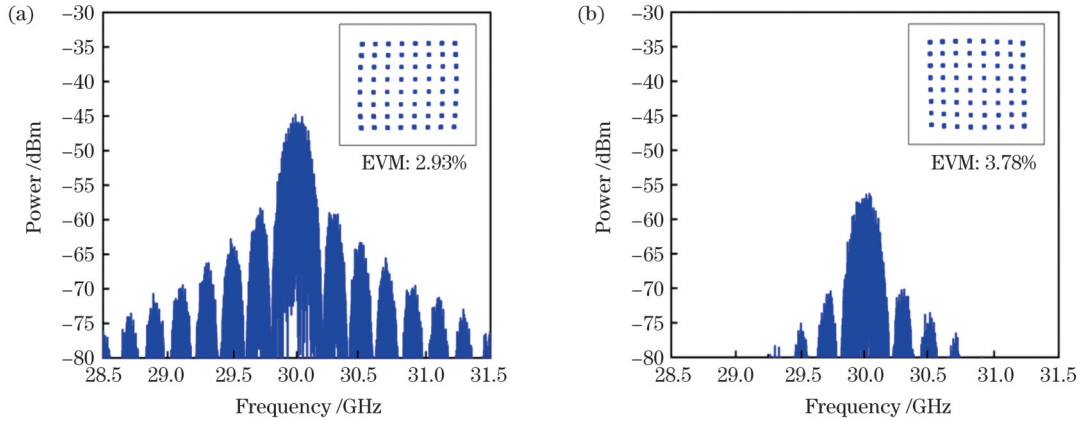


图 6 不同传输模式下 64QAM 信号的电谱图和星座图。(a)在 BTB 传输模式下;(b)在 30 km SMF 传输模式下

Fig. 6 Electrical spectra and constellation diagrams of 64 QAM signal at different transmission modes. (a) At BTB transmission mode; (b) at 30 km SMF transmission mode

信号的 EVM 值在 2.67%~3.26% 之间波动,且变化值小于 0.59 个百分点。这一结果表明生成的矢量信号质量良好,并且频率可调谐性好,可以有效满足通信系统中零中频发射机的大带宽要求^[21]。

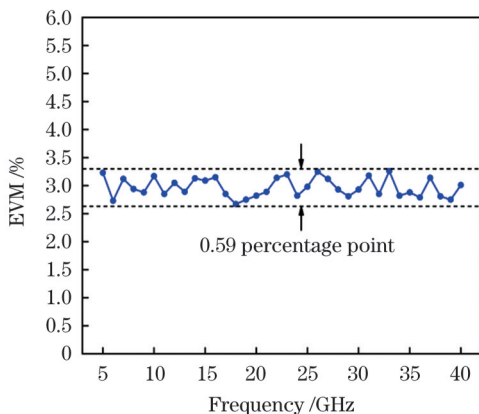


图 7 生成的中心频率不同的 64QAM 信号的 EVM 值

Fig. 7 EVM values of generated 64QAM signals with different center frequencies

为了进一步研究分析变频器的光纤传输性能,将符号速率为 400 MSym/s 的 64QAM 信号调制到频率为 6 GHz 的 IF 信号上,LO 信号的频率从 2 GHz 开始

以 2 GHz 为间隔增大至 40 GHz。在 BTB 传输模式和 30 km SMF 传输模式下,分别测量 PD1、PD2 输出的上变频上、下边带信号的 EVM 值,结果分别如图 8(a)、(b)所示。从图 8 中可以看出:在整个工作频率范围内,两路单独输出的上变频上、下边带信号在两种传输模式下的 EVM 值均小于 4.5% 且波动较小。这表明双输出变频器具有良好的传输性能。此外,在 BTB 和 30 km SMF 传输模式下,生成的变频信号的 EVM 值相差约 1 个百分点,这主要是由光纤传输损耗引起的。

系统的无杂散动态范围(SFDR)能够表征系统的非线性失真特性,是表征变频器性能的一个重要参数^[22]。SFDR 是当三阶交调失真(IMD3)功率等于本底噪声功率时,基频信号与 IMD3 信号的功率比。为测量系统的 SFDR,将频率为 5.0 GHz 和 5.1 GHz 的双音信号作为输入的 IF 信号,频率为 30 GHz 的单频信号作为 LO 信号,逐渐改变双音信号的功率,测量频率为 25 GHz(35 GHz)和 24.9 GHz(35.1 GHz)的基频信号的功率以及频率为 25.1 GHz(34.9 GHz)和 24.8 GHz(35.2 GHz)的 IMD3 信号的功率,结果如图 9(a)、(b)所示。输出上变频的上、下边带信号时,系统的 SFDR 分别为 107.1 dB·Hz^{2/3}和 106.7 dB·Hz^{2/3},两者性能相近。

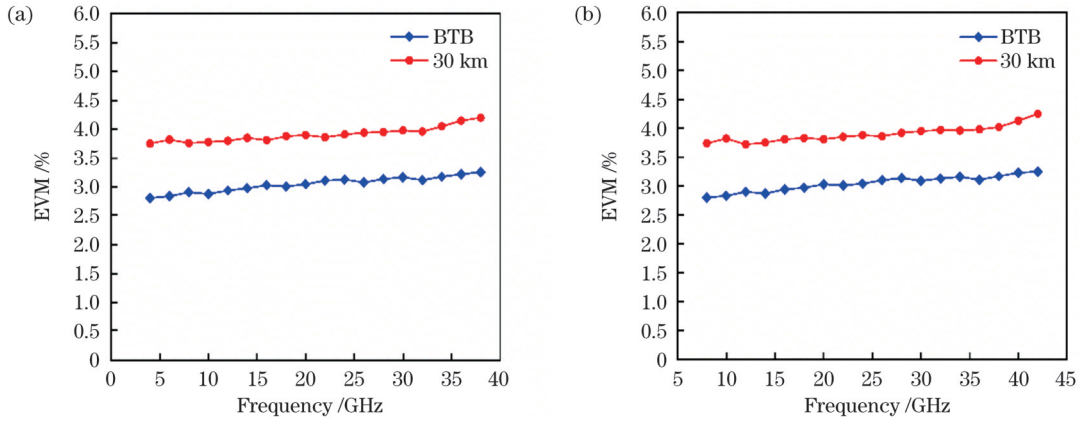


图 8 上、下边带信号频率与 EVM 值的关系。(a) 下边带信号; (b) 上边带信号

Fig.8 Relationship between frequency of upper and lower sideband signals and EVM value. (a) Lower sideband signal; (b) upper sideband signal

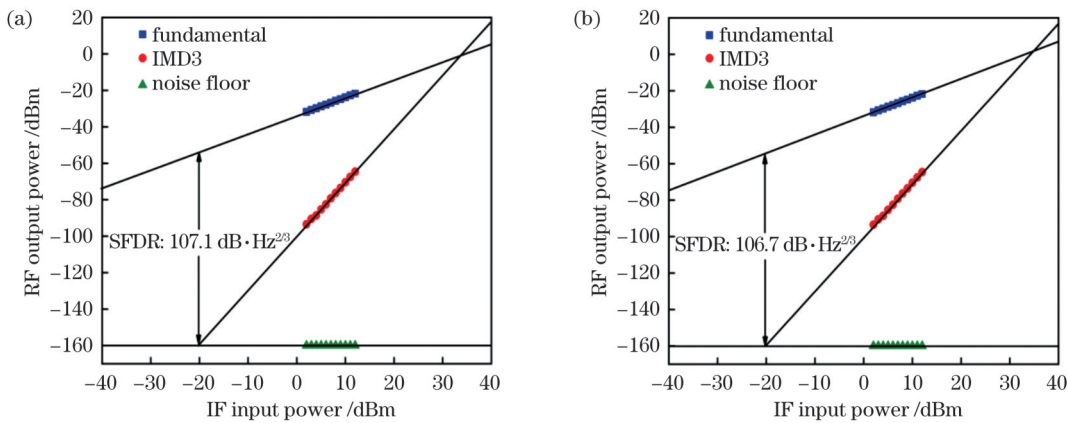


图 9 输出上、下边带信号时系统的 SFDR。(a) 输出下边带信号; (b) 输出上边带信号

Fig.9 SFDR of system for upper and lower sideband signals output. (a) Lower sideband signal output; (b) upper sideband signal output

在通信系统中,典型的双边带(DSB)调制会因光纤色散而导致输出信号功率发生周期性衰落,本文所

提变频方案可以很好地解决该问题。以上变频为例,PC 输出的光信号经光纤传输后可以表示为

$$\begin{bmatrix} E'_X(t) \\ E'_Y(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} E_m(t)}{4} \begin{bmatrix} \sqrt{2} J_1(\beta_{LO}) \exp[j(-\omega_{LO}t + \theta_1)] - J_1(\beta_{IF}) \exp[j(\omega_{IF}t + \pi/4 + \theta_2)] \\ \sqrt{2} jJ_1(\beta_{LO}) \exp[j(\omega_{LO}t + \theta_1)] + J_1(\beta_{IF}) \exp[j(\omega_{IF}t + \pi/4 + \theta_2)] \end{bmatrix}, \quad (10)$$

式中: θ_1 、 θ_2 分别为 LO 信号一阶光边带和 IF 信号一阶光边带的相移(由光纤色散引入),其数学表达式为

$$\theta = \left[\beta(\lambda_c) \frac{d\beta}{d\lambda} \Big|_{\lambda=\lambda_c} \Delta\lambda + \frac{1}{2} \frac{d^2\beta}{d\lambda^2} \Big|_{\lambda=\lambda_c} (\Delta\lambda)^2 \right] L, \quad (11)$$

式中: λ_c 为光载波的波长; $\Delta\lambda$ 是光载波与光边带之间的波长差; β 为传播常数; L 为光纤长度。将光信号送入 PD1、PD2 进行拍频,输出的两路光电流可以表示为

$$\begin{cases} I_{PD1}(t) \propto -\eta J_1(\beta_{LO}) J_1(\beta_{IF}) \cos[(\omega_{LO} + \omega_{IF})t + \pi/4 + \theta_2 - \theta_1] \\ I_{PD2}(t) \propto \eta J_1(\beta_{LO}) J_1(\beta_{IF}) \cos[(\omega_{LO} - \omega_{IF})t + \pi/4 + \theta_2 - \theta_1] \end{cases}. \quad (12)$$

由上述理论分析可知,在长度为 L 的光纤中传输后,输出信号的功率没有出现衰落。在仿真实验中,将 IF 信号的频率固定为 2 GHz,同时使 LO 信号的频率从 4 GHz 变化至 40 GHz。待信号在色散系数为 16.75 ps/(nm·km) 的 SMF 中传输 30 km 后,测量上边带(USB)信号在 6~42 GHz 频率范围内的功率变化。

为了便于对比分析,搭建 DSB 调制仿真实验平台,并在相同的传输距离下测量输出信号的功率。从图 10 中可以看出,采用 DSB 调制方式时,输出信号的功率在某些特定频率值处会出现严重的功率衰落,而 USB 信号的功率在整个频率范围内几乎保持不变。这一结果表明所提方案可以消除色散引起的功率周期性衰落

效应,适用于远距离传输。

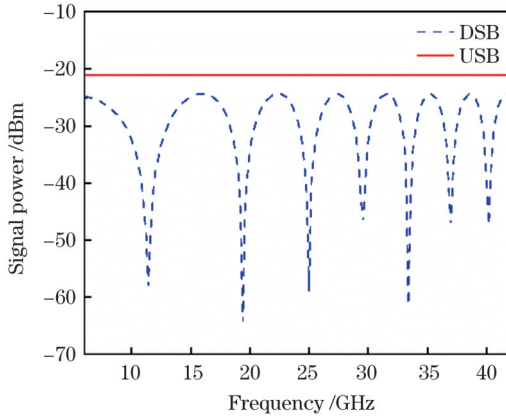


图 10 DSB 调制信号和 USB 信号的功率与频率的关系图
Fig. 10 Relationship between power and frequency of DSB modulated signal and USB signal

4 讨论与分析

4.1 DC 偏置电压漂移对变频器性能的影响

该变频器的主要器件 PDM-DPMZM 需要 6 个 DC 偏置电压驱动。在实际应用中,DC 偏置电压漂移会影响变频信号的质量。为了分析 DC 偏置电压漂移对变频信号质量的影响,将所有 DC 偏置电压的偏移值均设置在 $-5\% \sim 5\%$ 之间,其他参数与仿真实验相同。由于生成上、下边带信号和上、下变频信号时,DC 偏置电压的作用一样,因此仅研究分析 USB、下边带 (LSB) 信号的 ESSR 与 DC 偏置电压漂移之间的关系。从图 11 可以看出,当偏置电压漂移在 $-2\% \sim 2\%$ 之间时,USB、LSB 信号的 ESSR 均保持在 20 dB 以上。如果采用自动反馈电路控制 DC 偏置电压^[23],则漂移的影响可以最小化,该变频器将具有更好的性能。

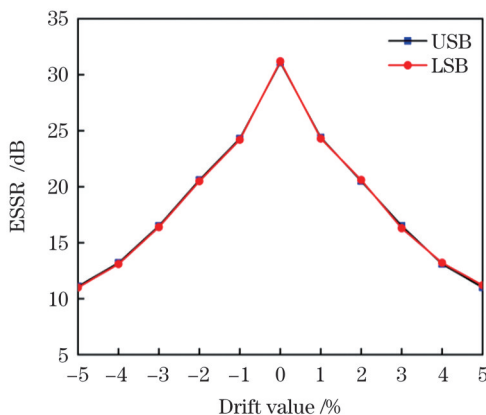


图 11 DC 偏置电压漂移对 ESSR 的影响
Fig. 11 Effect of DC bias voltage drift on ESSR

4.2 电移相器相位不平衡对变频器性能的影响

所提方案通过电移相器引入 90° 相位差。在理论分析和仿真实验中电移相器均默认为理想器件,但在实际情况下,电移相器存在相位不平衡,会影响系统的

性能。以 USB、LSB 信号为例,将电移相器的相位偏移值均设置在 $-5^\circ \sim 5^\circ$ 之间,其他参数保持不变,分析电移相器相位不平衡对 ESSR 的影响。由图 12 可以看出:当相位偏移值在 $-5^\circ \sim 5^\circ$ 时,USB、LSB 信号的 ESSR 均保持在 24 dB 以上。这表明电移相器的相位不平衡对 USB、LSB 信号质量的影响较小。

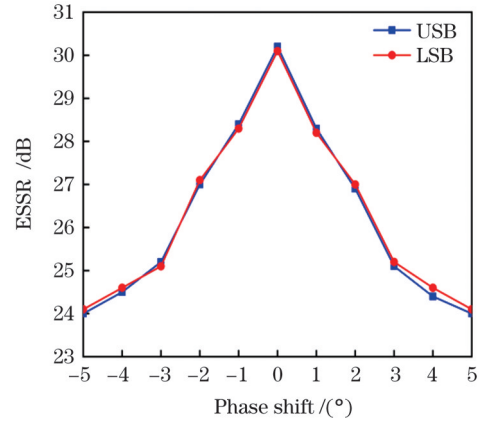


图 12 90° 电移相器相位不平衡对 ESSR 的影响
Fig. 12 Effect of 90° electrical phase shifter phase imbalance on ESSR

4.3 PC 偏振漂移对变频器性能的影响

在理论分析中,PC 的偏振旋转角和相位差均为理想值,但实际上,受环境和器件本身的影响,这两者都会出现偏振漂移,进而会影响变频器的性能。以输入 RF 信号生成的上变频信号为例,分析 PC 的偏振旋转角和相位差发生偏振漂移对 ESSR 的影响。在仿真实验中,将 PC 的偏振旋转角设置在 $40^\circ \sim 50^\circ$ 之间,偏振相位差设置在 $85^\circ \sim 95^\circ$ 之间,测量上变频信号的 ESSR,结果如图 13 所示。可以看出:当 PC 的偏振旋转角为 45° 、相位差为 90° 时,上变频信号的 ESSR 达到最大值;随着偏振旋转角和相位差的漂移值增大,上变频信号的 ESSR 逐渐减小,但 ESSR 一直保持在 20 dB 以上。这表明所提方案对 PC 的偏振旋转角漂移和相位差漂移均具有良好的应对能力。

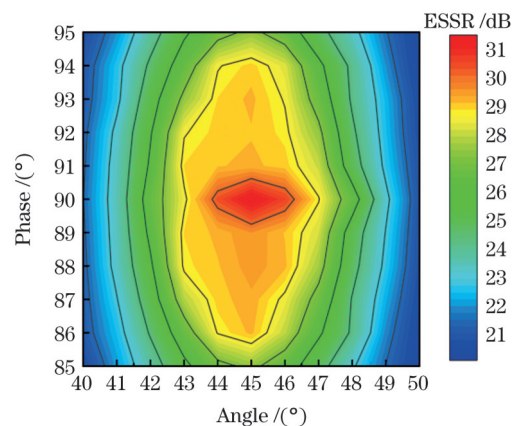


图 13 PC 偏振漂移对 ESSR 的影响
Fig. 13 Effect of PC polarization drift on ESSR

4.4 结构性能的对比分析

目前,变频器的变频功能主要有上变频、下变频和 I/Q 上变频,所提方案通过改变加载到 PDM-DPMZM 上的驱动信号重构生成多种变频信号。将所提方案与部分参考文献中的变频方案在实现功能、频率范围、滤波器件和单/双路输出方面进行对比分析,对比结果如表 1 所示。可以看出:在实现功能上,所提方案由于可重构性,可以实现三种变频功能,具有一定优势,而参

考文献中的方案只能实现一种或两种变频功能,在现代通信系统中的实际应用价值不大;在输出频率范围上,所提方案未使用 OBPF,因而频率可调谐性好,并且覆盖范围可达 1~59 GHz;所提方案可以实现两路变频信号的同时单独输出。综合来看,与参考文献中的方案相比,所提方案可以在同一结构中实现多种变频功能,频率覆盖范围大,且能实现双路输出,可以满足未来大带宽、多功能通信系统的要求。

表 1 不同变频方案的结构性能对比

Table 1 Structure and performance comparison of different frequency conversion schemes

Scheme	Function	Frequency range /GHz	Filter	Output
Ref. [8]	Down-conversion	2-40	OBPF	Single-output
Ref. [12]	Up-conversion	8-22	No	Single-output
Ref. [14]	I/Q up-conversion	4.5	OBPF	Single-output
Ref. [16]	Up/down-conversion	4-36	OBPF	Single-output
Refs. [18-19]	Up-conversion, I/Q up-conversion	14-40	OBPF	Single-output
Proposed scheme	Up/down-conversion, I/Q up-conversion	1-59	No	Dual-output

5 结 论

提出了一种可实现上变频、下变频和 I/Q 上变频的微波光子变频器,通过改变加载到 PDM-DPMZM 上的驱动信号可以重构生成多种变频信号。通过调节 PC,可在正交偏振方向上巧妙地消除 LO 信号的正/负一阶光边带,再经 PBS 偏振分离后可实现两路变频信号的同时单独输出。由于未使用滤波器,该变频器具有良好的频率可调谐性,可以实现 1~59 GHz 范围内任意频率信号的双路输出,并且杂散信号得到了有效抑制,生成的两路高频 64QAM 信号的 EVM 值均小于 3.5%。所提变频方案可以消除光纤色散引起的功率周期性衰落效应,可适用于远距离传输的应用场景,系统的 SFDR 高达 107.1 dB·Hz^{2/3}。输出变频信号的 ESSR 受电移相器相位不平衡和 PC 偏振漂移的影响较小,当 DC 偏置电压偏移值在 -2%~2% 范围内时,变频器具有良好的性能。提出的双输出变频器具有结构紧凑、可灵活重构的特点,在宽带无线通信系统、卫星通信、雷达系统中具有广阔的应用前景。

参 考 文 献

- [1] Ghelfi P, Laghezza F, Scotti F, et al. A fully photonics-based coherent radar system[J]. *Nature*, 2014, 507(7492): 341-345.
- [2] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds[J]. *Nature Photonics*, 2007, 1(6): 319-330.
- [3] Yao J P. Microwave photonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 314-335.
- [4] 周逸潇, 赵尚弘, 李轩, 等. 面向通雷一体化的啁啾调制倍频 LFM 产生研究[J]. *中国激光*, 2022, 49(7): 0706001.
Zhou Y X, Zhao S H, Li X, et al. Chirp modulated and frequency multiplied LFM for communication radar integration[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2022, 49(7): 0706001.
- [5] 李昊, 魏永峰, 季玉双, 等. 雷达线性调频信号产生与去啁啾方法研究[J]. *激光与光电子学进展*, 2021, 58(3): 0306003.
Li H, Wei Y F, Ji Y S, et al. Generation and dechirping of linear frequency modulation signals[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2021, 58(3): 0306003.
- [6] Tang Z Z, Li Y F, Yao J P, et al. Photonics-based microwave frequency mixing: methodology and applications[J]. *Laser & Photonics Review*, 2019, 14(1): 1800350.
- [7] 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.
- [8] Wang Y X, Li J N, Wang D Y, et al. Ultra-wideband microwave photonic frequency downconverter based on carrier-suppressed single-sideband modulation[J]. *Optics Communications*, 2018, 410: 799-804.
- [9] Serafino G, Scotti F, Lembo L, et al. Toward a new generation of radar systems based on microwave photonic technologies[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(2): 643-650.
- [10] 刘翠微, 余建军. 结构简单的 D 波段矢量毫米波信号产生的方法[J]. *光学学报*, 2021, 41(4): 0406001.
Liu C W, Yu J J. A new scheme of D-band mm-wave vector signal generation with simple structure[J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(4): 0406001.
- [11] Park C S, Oh C K, Lee C G, et al. A photonic up-converter for a WDM radio-over-fiber system using cross-absorption modulation in an EAM[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, 17(9): 1950-1952.
- [12] Tang Z Z, Pan S L. A filter-free photonic microwave single sideband mixer[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016, 26(1): 67-69.
- [13] Yin C J, Li J Q, Li B Y, et al. Microwave photonic frequency up-converter with frequency doubling and compensation of chromatic-dispersion-induced power fading[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2017, 9(3): 5502307.
- [14] Li R M, Han X Y, Chen X F, et al. Vector signal generation using a polarization and a phase modulator in a Sagnac loop[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015, 27(18): 1961-1964.
- [15] Huang L, Tang Z Z, Xiang P, et al. Photonic generation of equivalent single sideband vector signals for RoF systems[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016, 28(22): 2633-2636.
- [16] Li J N, Wang Y X, Wang D Y, et al. A microwave photonic mixer using a frequency-doubled local oscillator[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2018, 10(3): 5501210.

- [17] Guo Q F, Xu E M, Zhang Z X. Switchable and filter-free photonic microwave single-sideband frequency converter[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2021, 63(4): 1073-1077.
- [18] Gao Y S, Wen A J, Jiang W, et al. Wideband photonic microwave SSB up-converter and I/Q modulator[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(18): 4023-4032.
- [19] Gao Y S, Wen A J, Jiang W, et al. Fundamental/subharmonic photonic microwave I/Q up-converter for single sideband and vector signal generation[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2018, 66(9): 4282-4292.
- [20] 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.
- [21] 陈敬月, 高一然, 吴钟涵, 等. 100.8 km 大动态零差相干微波光子传输链路[J]. *光学学报*, 2022, 42(5): 0506001.
- Chen J Y, Gao Y R, Wu Z H, et al. Homodyne coherent microwave photonic transmission link with 100.8 km high dynamic range[J]. *Acta Optica Sinica*, 2022, 42(5): 0506001.
- [22] Sevenhans J, Verstraeten B, Taraborrelli S. Trends in silicon radio large scale integration: zero IF receiver! Zero I&Q transmitter! Zero discrete passives! [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2000, 38(1): 142-147.
- [23] Kawakami H, Yoshida E, Miyamoto Y. Auto bias control technique based on asymmetric bias dithering for optical QPSK modulation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(7): 962-968.

Design and Simulation of Reconfigurable Dual-Output Microwave Photonic Frequency Converter

Zhong Yongming, Zeng Changsheng, Guo Zhongguo, Liang Hongxia, Zheng Gengxin,
Xie Shaowu, Han Yishi*

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

Abstract

Objective A frequency converter, which is an important part of the receiver and transmitter in communication systems, is widely used in broadband wireless communication, radar, satellite communication, *etc.* Because signals are processed in the optical domain, photonics-based converters possess several advantages, such as large bandwidth, low loss, and anti-electromagnetic interference, thus providing a new solution for modern communication systems. The frequency conversion functions of frequency converters include up-conversion, down-conversion, and in-phase/quadrature (I/Q) up-conversion. Most proposed schemes may implement one of these frequency conversion functions, which present limited application significance. Therefore, researchers have proposed the generation of multiple frequency-converted signals in the same structure. Nevertheless, optical bandpass filters are widely used in these schemes to filter out unwanted optical sidebands, which severely limits the frequency coverage of the frequency converter. Meanwhile, complicated operations (including changing the input signal and adjusting the direct current (DC) bias voltage or 90° electrical phase shift of the modulator) must also be implemented in these approaches. We propose a reconfigurable dual-output microwave photonic frequency converter with high frequency tunability. Such a converter may perform multiple frequency conversion functions with dual outputs, and it is expected to meet the demands of future multifunctional and wide-bandwidth communication systems. Up- and down-converted signals, up-converted upper and lower sideband signals, and vector signals can be generated by changing the input signal in the reconfigurable structure. Moreover, the frequency-converted signals may be output separately in two channels, and the converter is filterless.

Methods In our proposed scheme, an optical carrier generated by a laser diode is transmitted to a polarization division multiplexing dual-parallel Mach-Zehnder modulator (PDM-DPMZM). Moreover, in addition to a local oscillator (LO) signal, an intermediate frequency (IF), a radio frequency (RF), or an I/Q baseband signal generated by an arbitrary waveform generator is loaded into the PDM-DPMZM. Then, the output signal of the PDM-DPMZM is transmitted to a polarization controller (PC). The PC has a polarization rotation angle of 45° and a phase difference of 90°. The positive/negative sideband of the LO signal is eliminated by the PC in two orthogonal polarization directions. A polarization beam splitter is employed to implement polarization separation, which splits the input signal into two parts for photoelectric conversion. Then, two frequency-converted signals are separately generated by the photodetectors in two independent channels. Our reconfigurable scheme can generate up- and down-converted signals, up-converted upper and lower sideband signals, or vector signals when the input signal is changed.

Results and Discussions The input RF signal has a uniformly spaced frequency ranging from 9 to 29 GHz, whereas the LO signal has a fixed frequency of 30 GHz. After the beat frequency, up- and down-converted signals with equal frequency intervals are obtained simultaneously and independently. The generated signals present an electrical spurious suppression ratio (ESSR) of 31 dB and a frequency range of 1–59 GHz (Fig. 4). Up-converted upper and lower sideband signals can be generated by changing the RF signal to an IF signal. The results show a highly flat power response for the generated signals (Fig. 5). To verify the feasibility of generating a vector signal with a high frequency, an I/Q baseband signal with a rate of 400 Msym/s was applied to implement I/Q up-conversion. Thus, 64-quadrature amplitude modulation (QAM) signals centered at 30 GHz can be obtained (Fig. 6). This implies that our proposed reconfigurable scheme can generate multiple frequency-converted signals by switching the input signals. Moreover,

frequency-converted signals can be obtained simultaneously in two independent channels. These results are consistent with those of the theoretical analysis. The error vector magnitude (EVM) of the 64QAM signal was evaluated (Fig. 7). The EVM value is observed to fluctuate from 2.67% to 3.26% when the frequency ranges from 5 GHz to 40 GHz. This indicates the good frequency tunability of the 64QAM signals. The transmission performance was also evaluated, which considers the situations of back-to-back and 30 km single-mode fiber transmission (Fig. 8). The measured EVM values of the upper and lower sideband signals of the up-conversion frequency are both less than 4.5% with minimal fluctuations. This indicates good transmission performance and suitability for long-distance optical fiber transmission.

Conclusions In this paper, we propose a reconfigurable dual-output microwave photonic frequency converter that is capable of realizing multiple frequency conversion functions, such as up-conversion, down-conversion, and I/Q up-conversion. Up- and down-converted signals, up-converted upper and lower sideband signals, and vector signals can be generated by changing the input signal. Frequency-converted signals can be generated simultaneously in two independent channels with an ESSR greater than 30 dB. Such a filterless scheme presents good frequency tunability as well as a large frequency range of 1–59 GHz. 64QAM signals centered at 5–40 GHz with EVM values less than 3.5% can also be obtained when the I/Q baseband signal is applied. Moreover, our scheme may eliminate the periodic power fading effect caused by fiber dispersion. This indicates its suitability for long-distance fiber transmission. Its spurious-free dynamic range (SFDR) is as high as $107.1 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$. The performance interference caused by non-ideal factors was also evaluated and analyzed, and the results demonstrate the practicability and feasibility of our proposed scheme.

Key words optical communications; frequency conversion; dual-output; filterless; polarization division multiplexing dual-parallel Mach-Zehnder modulator