

基于载波抑制单边带调制的微波光子混频方案

张舟,王天亮*,朱维

(上海卫星工程研究所,上海 201109)

摘要:为了克服电混频器的瓶颈,实现大带宽的信号混频,提出了一种基于双偏振双平行马赫-曾德尔调制器的微波光子混频方案。通过调节调制器的6个直流偏置电压进行载波抑制单边带调制,射频(RF)信号和本振(LO)信号分别注入调制器,相互隔离,各自调制,且在2个相互正交的偏振态上传输,最后经偏振控制器和检偏器调整到同一偏振态上进行拍频,上、下变频模式的切换只需要改变其中一个直流偏置电压。仿真与实验表明:该方案切实可行,输入的RF频率在11~25 GHz时,输出的上变频或下变频信号的RF杂散抑制比不低于25 dB,频谱纯度高,可调谐性好,变频模式之间切换方便,系统的RF/LO隔离度达到-49 dB。

关键词:光通信;微波光子;载波抑制单边带调制;双偏振双平行马赫-曾德尔调制器;混频

中图分类号:TN29 **文献标识码:**A **文章编号:**1002-5561(2020)02-0014-05

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2020.02.004

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Microwave photonic mixing scheme based on carrier-suppression single sideband modulation

ZHANG Zhou, WANG Tianliang*, ZHU Wei

(Shanghai Institute of Satellite Engineering, Shanghai 201109, China)

Abstract: In order to overcome the bottleneck of electric mixer and achieve wide bandwidth signal mixing, a microwave photonic mixing scheme based on dual polarization double parallel Mach-Zehnder modulator is proposed. Carrier suppression single sideband modulation is achieved by adjusting six direct-current bias voltages. Radio frequency (RF) and Local oscillator (LO) signals are injected into modulators separately, separated from each other and modulated separately. They are transmitted on two orthogonal polarization states. Finally, both of them are adjusted to the same polarization state by polarization controller and polarizer to beat the frequency. The switching of up-conversion and down-conversion only needs to change one of the direct-current bias voltages. The simulation and experiment results show that the scheme is feasible. When the RF frequency ranges from 11 GHz to 25 GHz, the RF spurious rejection ratio of the up-converted or down-converted signals output by the scheme is no less than 25 dB, and the spectrum purity is high and the tunability is good. The switching between the frequency conversion modes is convenient, the RF/LO isolation of the system reaches -49 dB.

Key words: optical communication; microwave photonics; carrier-suppression single sideband modulation; dual polarization double parallel Mach-Zehnder modulator; frequency mixing

0 引言

微波光子技术作为将光纤通信技术与微波技术

收稿日期:2019-08-26。

基金项目:国家自然科学基金(NSFC61671305)资助。

作者简介:张舟(1995-),男,硕士生,主要研究方向为微波光子技术的卫星应用。本科就读于上海大学通信工程专业,目前在上海航天技术研究院攻读硕士学位,参与了基于微波光子技术的通信卫星转发系统等院级项目,曾获得“全国研究生数学建模竞赛二等奖”。

*通信作者:王天亮(E-mail: shutxkeepmoving@163)。



相结合的一项新技术,近年来一直是研究的热点^[1-5]。微波光子混频器具有实现上变频和下变频的能力,广泛应用于无线通信、雷达和相控阵波束形成等领域的收发设备中。与传统的电混频器相比,微波光子混频器具有带宽大、损耗低、重量轻和抗电磁干扰等优点^[6-9]。

因为上述优点,微波光子混频器在近年来得到了广泛的研究。众多学者提出了微波光子混频器的一系列实现方法^[10-20]。文献[10]将2个马赫-曾德尔调制器(MZM)级联,实现射频(RF)信号和本振(LO)信号之间高隔离度的混频。然而,此方案中调制器工作在双

边带(DSB)调制下,光电探测器(PD)拍频后检测到的信号中,除中频信号外还含有大量的杂散信号。为了抑制拍频过程中产生的 RF 和 LO 信号泄漏,降低无用载波的影响,文献[11-16]在 DSB 调制的基础上利用光纤布喇格光栅或受激布里渊散射滤除光载波;而文献[17-19]则通过使调制器工作在最小传输点(MITP)来抑制光学载波。另外,基于 DSB 调制的微波光子混频器只能同时实现上变频和下变频,因此需要额外的滤波器来滤除无用的信号,增加了方案复杂度。为了解决上述问题,文献[20]提出了基于载波抑制单边带(CS-SSB)调制的无滤波器微波光子混频方案,使用双平行马赫-曾德尔调制器(DPMZM)和 90°混合耦合器实现了 CS-SSB 调制,上变频和下变频之间的交换是通过将 LO 信号应用于 90°混合耦合器的不同端口来实现的,而 RF 和 LO 信号同时通过同一个 90°混合耦合器,又使得 RF 和 LO 信号之间的隔离度差。为解决此问题,本文提出一种基于双偏振双平行马赫-曾德尔调制器(DP-DPMZM)的微波光子混频方案。

1 设计原理

本文提出的微波光子混频方案的设计结构图如图 1 所示。本方案用到的器件主要有激光二极管(LD)、偏振控制器(PC)、DP-DPMZM、90°电桥、90°偏振旋转器(PR)、检偏器(Pol)和 PD。

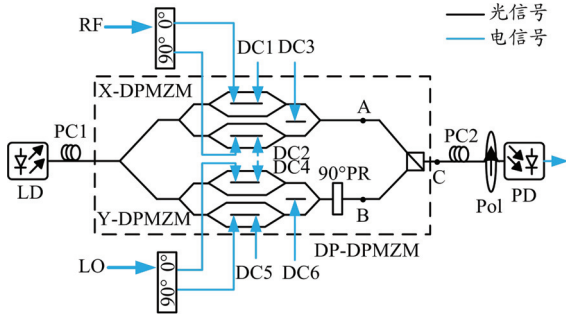


图 1 混频器设计结构图

设激光器发出的光载波信号、RF 信号源发出的 RF 信号以及 LO 信号分别为:

$$\begin{cases} E_{in}(t) = E_0 e^{j\omega_0 t} \\ V_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) \\ V_{LO}(t) = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t) \end{cases} \quad (1)$$

其中, E_0 、 V_{RF} 和 V_{LO} 分别代表光载波、RF 信号和 LO 信号的幅度, ω_0 、 ω_{RF} 和 ω_{LO} 分别代表光载波、RF 信号和 LO 信号的角频率。光载波经过 PC1 后注入 DP-DPMZM, 该调制器由上、下 2 个 DPMZM、一个 90° PR 和一个偏振合束器集成。进入调制器的光载波被均等分

为 2 路, 分别进入上、下 2 臂。上臂 X-DPMZM 被经过 90°电桥的 RF 信号驱动, 2 个 RF 信号相位正交。同样, 另一个 90°电桥生成具有正交相位的 2 个 LO 信号, 用于驱动下臂 Y-DPMZM。

X-DPMZM 和 Y-DPMZM 输出的光信号分别为:

$$\begin{cases} E_X(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_{in}(t) \left\{ \left(e^{j\beta_1 \cos \omega_{RF} t} + e^{j\theta_1} e^{-j\beta_1 \cos \omega_{RF} t} \right) + \left[e^{j\beta_1 \cos(\omega_{RF} t + \pi/2)} + e^{j\theta_2} e^{-j\beta_1 \cos(\omega_{RF} t + \pi/2)} \right] e^{j\theta_3} \right\} \\ E_Y(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_{in}(t) \left\{ \left(e^{j\beta_2 \cos \omega_{LO} t} + e^{j\theta_4} e^{-j\beta_2 \cos \omega_{LO} t} \right) + \left[e^{j\beta_2 \cos(\omega_{LO} t + \pi/2)} + e^{j\theta_5} e^{-j\beta_2 \cos(\omega_{LO} t + \pi/2)} \right] e^{j\theta_6} \right\} \end{cases} \quad (2)$$

其中, $\beta_1 = \pi V_{RF}/V_\pi$ 、 $\beta_2 = \pi V_{LO}/V_\pi$ 分别表示上、下 2 臂的调制指数, 2 个 DPMZM 的半波电压均为 V_π 。 $\theta_i = \pi \times V_{DCi}/V_\pi (i=1, 2, 3, 4, 5, 6)$ 分别代表 6 个直流偏置电压引起的相位差。经过 Jacobi-Anger 展开后, 式(2)可以写为:

$$\begin{cases} E_X(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_{in}(t) \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(\beta_1) \left[e^{jn\omega_{RF} t} + e^{jn(\omega_{RF} t + \pi)} \right] e^{j\theta_1} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(\beta_1) \left[e^{jn\omega_{RF} t + \pi/2} + e^{jn(\omega_{RF} t + 3\pi/2)} \right] e^{j\theta_2} \right\} e^{j\theta_3} \\ E_Y(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_{in}(t) \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(\beta_2) \left[e^{jn\omega_{LO} t} + e^{jn(\omega_{LO} t + \pi)} \right] e^{j\theta_4} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(\beta_2) \left[e^{jn\omega_{LO} t + \pi/2} + e^{jn(\omega_{LO} t + 3\pi/2)} \right] e^{j\theta_5} \right\} e^{j\theta_6} \end{cases} \quad (3)$$

其中, $J_n(\cdot)$ 表示 n 阶第一类贝塞尔函数。在小信号调制(的情况下, 高阶($n \geq 3$)的边带可以忽略不计。

为了在 X-DPMZM 获得 CS-SSB 调制信号, 调节直流偏置电压 V_{DC1} 和 V_{DC2} , 使得 $\theta_1 = \theta_2 = 0$, 从而使 X-DPMZM 的 2 个臂上的 MZM 均工作在最小传输点(MITP)。本文对载波进行抑制, 同时调节直流偏置电压 V_{DC3} , 使得 $\theta_3 = \pm\pi/2$, 即可实现对信号的单边带调制^[21]。而且, 当 θ_3 从 $\pi/2$ 变为 $-\pi/2$ 时, 可以选择 +1 阶边带切换为 -1 阶边带。同样地, 调节直流偏置电压 V_{DC4} 、 V_{DC5} 和 V_{DC6} 能使 Y-DPMZM 进行 CS-SSB 调制。

混频方案工作原理如图 2 所示。从图 2(a1)~图 2(a3)可以看出, 当 X-DPMZM 和 Y-DPMZM 生成的边带均为 +1 时, 系统工作在下变频模式, 调制器 DP-DPMZM 输出的光信号可以表示为:

$$E_{DP-DPMZM} = \begin{bmatrix} E_X(t) \\ E_Y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} E_{in}(t) J_1(\beta_1) e^{-j(\omega_{RF} t + \pi/2)} \\ \sqrt{2} E_{in}(t) J_1(\beta_2) e^{-j(\omega_{LO} t + \pi/2)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

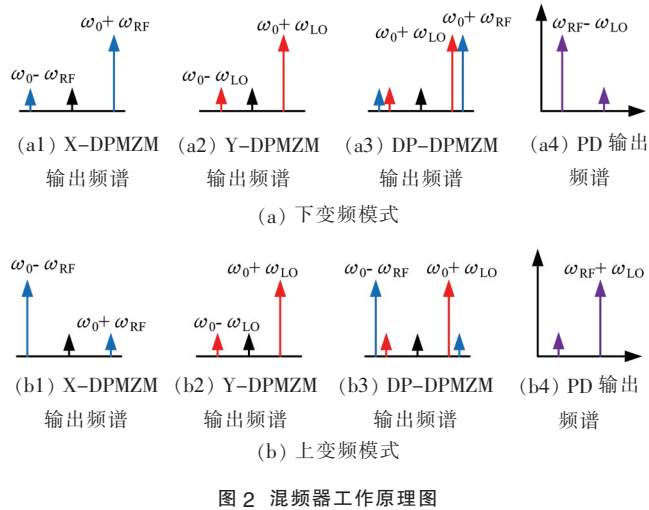


图2 混频器工作原理图

90°PR 使得上、下 2 臂的信号分别在 2 个互相垂直的偏振态上传输,互不干扰。通过调节 PC2,使得调制器主轴与偏光器的夹角为 45°,从而将偏振态统一为一个方向,送入 PD 拍频。输出的光电流可以表示为:

$$i_{out}(t) \propto \mathcal{R} E_0^2 J_1(\beta_1) J_1(\beta_2) \cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t] \quad (5)$$

其中, \$\mathcal{R}\$ 是光电探测器的响应度。从图 2(a4)中可以看到,因为只有 2 个 +1 阶边带输入到 PD 中,本文提出的方案可以得到纯净的频率为 \$\omega_{RF} - \omega_{LO}\$ 的下变频信号。

如图 2(b1)~图 2(b3)所示,通过调节 \$V_{DC3}\$,使得 \$\theta_3\$ 从 \$\pi/2\$ 变为 \$-\pi/2\$,RF 的边带从 +1 阶变为 -1 阶,因此,调制器输出的信号中包含 -1 阶的 RF 边带和 +1 阶的 LO 边带,在这种情况下,系统工作在上变频模式,此时,PD 输出的电流可以写为:

$$i_{out}(t) \propto \mathcal{R} E_0^2 J_1(\beta_1) J_1(\beta_2) \cos[(\omega_{RF} + \omega_{LO})t] \quad (6)$$

拍频后的电频谱如图 2(b4)所示,得到了频率为 \$\omega_{RF} + \omega_{LO}\$ 的上变频信号。

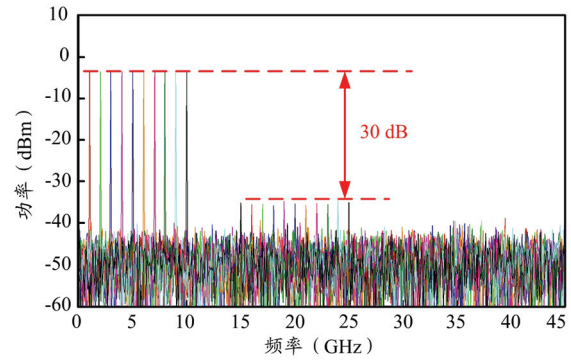
2 仿真与实验分析

2.1 系统仿真

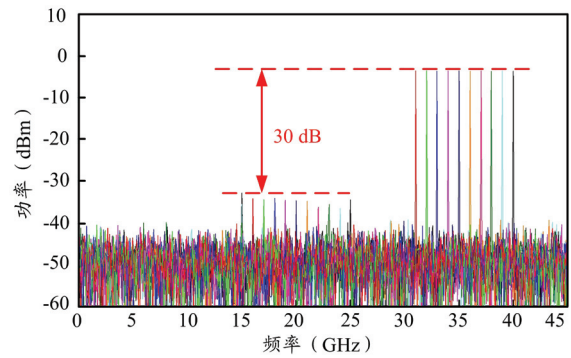
针对提出的微波光子混频方案,本文利用 Optisystem 软件进行了仿真实验。根据图 1 搭建仿真实验系统。连续波激光器发出的光信号的频率为 193.1 THz,线宽 10 MHz,信号功率为 0 dBm;LO 信号频率固定为 15 GHz,RF 信号频率变化范围为 16~25 GHz,频率间隔为 1 GHz;X-DPMZM 上臂中 MZM 的半波电压为 4 V,消光比为 60 dB,插入损耗为 5 dB,工作在 MITP,其余 MZM 参数设置与其相同, \$\theta_3 = \pm\pi/2\$,

\$\theta_6 = \pi/2\$; 光放大器增益为 40 dB;PD 响应度为 5 A/W,暗电流为 10 nA。

当 \$\theta_3 = \pi/2\$ 时,混频器工作在下变频模式,PD 拍频输出信号的频谱如图 3(a)所示;当 \$\theta_3 = -\pi/2\$,混频器工作在上变频模式,PD 拍频输出信号的频谱如图 3(b)所示。可以看出,输出信号的 RF 杂散抑制比均可达到 30 dB,信号纯度高。



(a) 下变频模式



(b) 上变频模式

图3 仿真实验输出频谱图

2.2 实验分析

光载波由窄线宽激光器 (TeraXion,PS-NLL) 提供,中心波长为 1550.13 nm;通过 PC 后接入 DP-DPMZM(Fujitsu,FTM7977HQA),其半波电压和 3 dB 带宽分别为 3.5 V 和 23 GHz。RF 信号由一个微波信号发生器(Agilent,E8257D)产生,通过 90°电桥(工作带宽 8.5~18 GHz)接入调制器上臂 X-DPMZM;同样地,LO 信号由另一个微波信号发生器(Keysight,N5183B MXG)产生,通过工作带宽为 0.5~10 GHz 的 90°电桥接入调制器下臂 Y-DPMZM。通过调节 DP-DPMZM 的 6 个偏置电压,实现 CS-SSB 调制。调制器输出的偏复用信号通过 PC 和偏光器统一到相同的偏振态上;光放大器(Amonics,AEDFA-PA-35-B-FA)用于补偿调制器的插入损耗;最后,由 50 GHz PD 拍频得到混频后的电信号。

为了分析本方案 CS-SSB 调制的性能,首先测量 DP-DPMZM 输出信号的光谱。15 GHz 的 RF 信号和 10 GHz 的 LO 信号分别通过 90°电桥加载进调制器,改变偏置电压 V_{DC3} ,使系统在上变频模式和下变频模式之间切换,通过光谱分析仪(Yokogawa, AQ6370D)观测 DP-DPMZM 输出的光信号频谱,得到的结果如图 4 所示。下变频模式时,RF 信号的载波抑制比达到 31 dB,+1 阶边带相对于-1 阶边带的抑制比达到 26 dB;LO 信号的+1 阶边带相对于-1 阶边带的抑制比为 22 dB。上变频模式时,LO 信号的载波抑制比达到 30 dB,+1 阶边带相对于-1 阶边带的抑制比达到 28 dB;RF 信号的+1 阶边带相对于-1 阶边带的抑制比为 19 dB。可以看出,CS-SSB 调制在上、下变频模式中都得到了较好的实现。

本文对所提方案的频率可调谐性进行验证。将 LO 信号频率固定为 10 GHz,RF 信号频率范围为 11~15 GHz,间隔为 1 GHz,LO 信号和 RF 信号的功率均为 12 dBm,使用电频谱分析仪(Keysight, EXAN9010A)观测 PD 输出的混频电信号,得到的结果如图 5 所示。混频器工作在下变频模式时,11~15 GHz 的 RF 信号被成功下变频至 1~5 GHz,杂散抑制比达到 26 dB;混频器工作在上变频模式时,RF 信号被成功上转换到

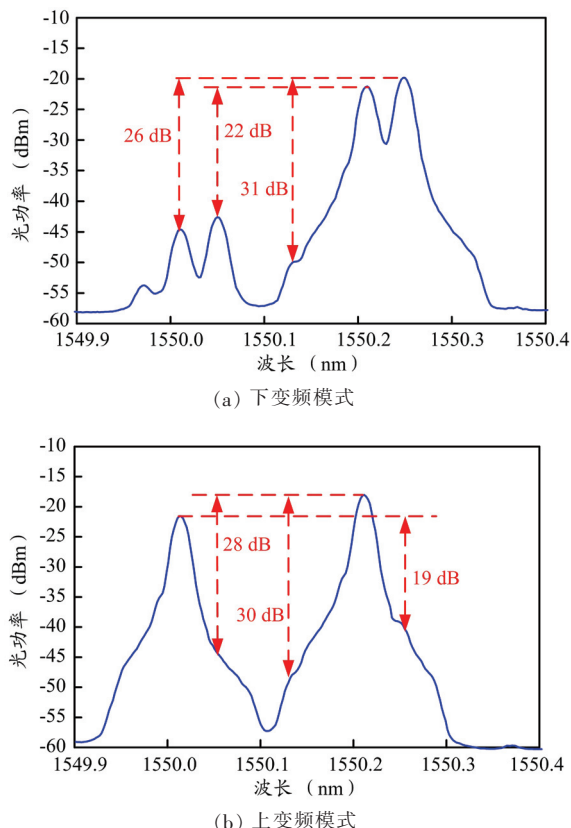


图 4 DP-DPMZM 工作在下变频模式和上变频模式时输出光谱图

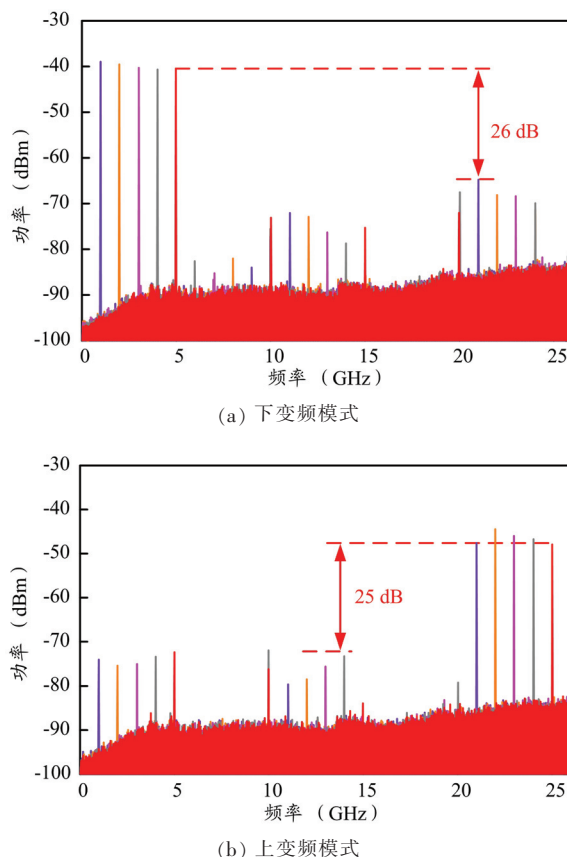


图 5 PD 工作在下变频模式和上变频模式时输出电频谱图

21~25 GHz,杂散抑制比达到 25 dB。由此可见,RF 频率在 11~15 GHz 范围内时,该方案得到的混频信号纯度高。

针对系统中 RF 信号与 LO 信号的隔离度,本文使用矢量网络分析仪(R&S, ZNB40)进行测量。矢量网络分析仪的 2 个端口分别与系统的 RF 和 LO 端口相连,仪器输出功率为 10 dBm,得到的结果如图 6 所示。本文所提方案的平均 RF/LO 隔离度达到-49 dB。为了与文献[20]中所提方案进行对比,本文搭建了文献[20]方案中的系统,并测量了该系统的 RF/LO 隔离度,该方案平均 RF/LO 隔离度为-22 dB。可以看出,相比文献[20]的方案,本文的方案通过 2 个 90°电桥分别加载 LO 信号和 RF 信号,可以将隔离度提高超过 25 dB。

最后,本文对混频器的无杂散动态范围(SFDR)进行测量分析。对于混频器来说,三阶交调失真是主要的干扰信号。输入频率分别为 14 GHz 和 14.1 GHz 的双音 RF 信号,LO 信号频率为 10 GHz。逐渐改变输入 RF 信号的功率,使用电频谱仪测量基频信号和三阶交调信号的功率,得到的结果如图 7 所示。可以看出,在假设底噪为-160 dBm/Hz 的情况下,系统的 SFDR 为 $96.2 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ 。

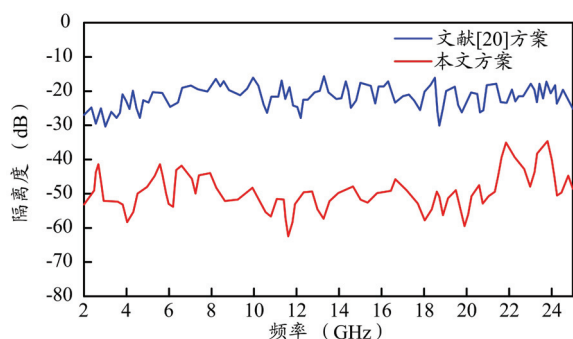


图6 RF/LO 隔离度测量

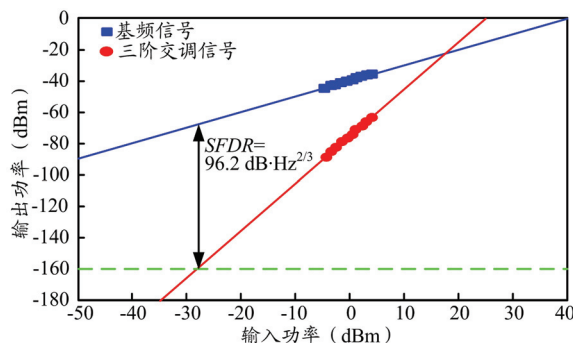


图7 提出的混频器的 SFDR

3 结束语

本文介绍了一种基于 DP-DPMZM 的微波光子混频方案。在理论上推导了该方案的 CS-SSB 调制的实现过程及相应的参数设置依据,并作出了系统仿真与实验分析,验证了系统上、下变频的可行性,仿真与实验的结果表明:变频后信号的 RF 杂散抑制比均至少达到 25 dB,生成信号的纯度高。同时,该方案仅需调整一个直流偏置电压,即可实现上、下变频的切换。然而,由于直流偏置电压容易出现漂移现象,将来可以与电压控制设备相结合,进一步提高系统的稳定性。本文提出的微波光子混频方案为微波光子应用中的发射机、接收机和相控阵波束形成提供了一种高纯度和高隔离度的替代方案。

参考文献:

- [1] 洪赞扬,王天亮,陈阳,等. 基于微波光子的无光滤波 16 倍频信号生成方案[J]. 光通信技术, 2018, 42(10): 14-17.
- [2] 李海鸣,李思敏,陈明,等. 微波光子技术的研究进展[J]. 光通信技术, 2011, 35(8): 24-28.
- [3] 董雪莹,徐恩明,李凡,等. 基于相位调制的线性化微波光子链路[J]. 光通信技术, 2018, 42(2): 55-58.
- [4] HRAIMEL B, ZHANG X, PEI Y, et al. Optical Single-Sideband Modulation With Tunable Optical Carrier to Sideband Ratio in Radio Over Fiber Systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2011, 29(5): 775-781.

- [5] 陈阳,刘波,王天亮,等. 星上高性能集中式本振信号光学研究[J]. 上海航天, 2016, 33(6): 38-43.
- [6] YAO J P. Microwave Photonics [J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 314-335.
- [7] CAPMANY J, NOVAK D. Microwave photonics combines two worlds [J]. Nature Photonics, 2007, 1(6): 319-330.
- [8] MINASIAN R A, CHAN E H W, YI X. Microwave photonic signal processing[J]. Optics Express, 2013, 21(19): 22918-22936.
- [9] WANG X D, 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.
- [10] GOPALAKRISHNAN G K, BURNS W K, BULMER C H. Microwave-optical mixing in LiNbO₃ modulators[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1993, 41(12): 2383-2391.
- [11] DONGHUN P, PAGAN V R, CHO P S, et al. RF photonic downconversion of vector modulated signals based on a millimeter-wave coupled electrooptic nonlinear polymer phase-modulator [J]. Optics Express, 2017, 25(24): 29885-29895.
- [12] JIANG T, YU S, XIE Q, et al. Photonic downconversion based on optical carrier bidirectional reusing in a phase modulator[J]. Optics Letters, 2014, 39(17): 4990-4993.
- [13] CHAN E H W, MINASIAN R A. High conversion efficiency microwave photonic mixer based on stimulated Brillouin scattering carrier suppression technique[J]. Optics letters, 2013, 38(24): 5292-5295.
- [14] VIDAL R B. Photonic millimeter-wave frequency multiplication based on cascaded four-wave mixing and polarization pulling [J]. Optics Letters, 2012, 37(24): 5055-5057.
- [15] PAGAN V R, MURPHY T E. Electro-optic millimeter-wave harmonic downconversion and vector demodulation using cascaded phase modulation and optical filtering[J]. Optics Letters, 2015, 40(11): 2481-2484.
- [16] PAGAN V R, HAAS B M, MURPHY T E, et al. Linearized electrooptic microwave downconversion using phase modulation and optical filtering [J]. Optics Express, 2011, 19(2): 883-895.
- [17] HUANG L, LI R, CHEN D, et al. Photonic Downconversion of RF Signals With Improved Conversion Efficiency and SFDR [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(8): 880-883.
- [18] CHAN E H W, MINASIAN R A. Microwave Photonic Downconverter With High Conversion Efficiency [J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(23): 3580-3585.
- [19] TANG Zh Zh, ZHANG F Zh, PAN Sh L. Photonic microwave downconverter based on an optoelectronic oscillator using a single dual-drive Mach-Zehnder modulator[J]. Optics Express, 2014, 22(1): 305-310.
- [20] TANG Zh Zh, PAN Sh L. A Filter-Free Photonic Microwave Single Sideband Mixer [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016, 26(1): 67-69.
- [21] HRAIMEL B, ZHANG X, PEI Y, et al. Optical Single-Sideband Modulation With Tunable Optical Carrier to Sideband Ratio in Radio Over Fiber Systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2011, 29(5): 775-781.