

# 基于PDM-DPMZM的大动态范围微波光子 I/Q下变频系统

史芳静,樊养余,王鑫圆,康博超,陈 博,高永胜

(西北工业大学电子信息学院,陕西西安 710072)

**摘 要:** 针对被目前大多微波光子 I/Q 下变频系统忽视的非线性失真问题,提出了一种基于偏振复用双平行马赫增德尔调制器(Polarization Division Multiplexing Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator, PDM-DPMZM)的大动态范围微波光子 I/Q 下变频系统. 利用 PDM-DPMZM 并行地调制射频、本振和镜像信号,调节调制器的直流偏置并进行驱动信号功率控制,能够实现 I/Q 下变频及镜像干扰抑制,同时抑制三阶交调失真. 实验结果表明,所提方案最终可以实现超过 44 dB 的镜像抑制,系统的无杂散动态范围达到 110.5 (dB·Hz<sup>4/5</sup>). 在 5~20 GHz 工作频率范围内,相位失衡和幅度失衡分别低于 0.8° 和 0.6 dB.

**关键词:** 微波光子; 镜像抑制; I/Q 下变频; 动态范围; 偏振复用双平行马赫增德尔调制器

**中图分类号:** TN29      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112(2022)04-0782-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20210746

## Large Dynamic Range Microwave Photonic I/Q Down-Conversion System Based on PDM-DPMZM

SHI Fang-jing, FAN Yang-yu, WANG Xin-yuan, KANG Bo-chao, CHEN Bo, GAO Yong-sheng

(School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, Shaanxi 710072, China)

**Abstract:** Aiming at the nonlinear distortion problem ignored by most microwave photonic I/Q down-conversion systems, a large dynamic range microwave photonic I/Q down-conversion system based on the polarization division multiplexing dual-parallel Mach-Zehnder modulator (PDM-DPMZM) is proposed. The PDM-DPMZM is used to modulate the radio frequency signal, local oscillator signal, and image signal in parallel. By adjusting the DC bias of the modulator and the powers of the drive signals, the I/Q down-conversion and image interference suppression can be realized. The third-order intermodulation distortion can be suppressed at the same time. Experimental results show that the proposed scheme can achieve an image rejection ratio of more than 44 dB. The spur-free dynamic range can reach 110.5 dB·Hz<sup>4/5</sup>. In the 5–20 GHz operating frequency range, the phase imbalance and amplitude imbalance are lower than 0.8° and 0.6 dB, respectively.

**Key words:** microwave photonics; image rejection; I/Q down-conversion; dynamic range; polarization division multiplexing dual-parallel Mach-Zehnder modulator

### 1 引言

微波 I/Q 下变频器是现代电子系统不可或缺的组成部分之一,它被广泛应用于超外差接收机<sup>[1]</sup>、零中频接收机<sup>[2]</sup>和微波测量系统<sup>[3]</sup>中. 例如在基于 Hartley 结构的镜像抑制方案中,通过构造相互正交的微波 I/Q 下变频通道,再配合 90°电耦合器即可抑制镜像干扰,如图 1 所示<sup>[4]</sup>. 然而,由于微波器件的固有电子瓶颈,传统

微波 I/Q 混频器的频率依赖特性强,因此幅度和相位的频响不平坦,宽带工作时 I/Q 幅相失衡明显,且常存在电磁干扰和非线性失真等问题<sup>[5]</sup>.

微波光子学通过在光域产生、传输、处理微波信号,具有低频率相关损耗、大带宽和抗电磁干扰优势<sup>[6]</sup>,通过微波光子技术构造微波 I/Q 下变频系统,实现镜像干扰抑制,具有以下典型优势:

收稿日期:2021-06-14;修回日期:2021-12-27;责任编辑:孙瑶

基金项目:国家自然科学基金(No.62171374);博士后创新人才支持计划(No.BX201700197);中国博士后科学基金(No.2017M623238);陕西省重点研发计划(No.2021GY-096, No.2021NY-213)

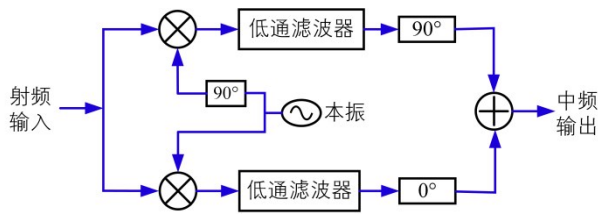


图1 基于 Hartley 结构的镜像抑制方案示意图

(1) 频率依赖不明显, 易在较宽的频率范围内实现良好的 I/Q 幅相平衡;

(2) 电磁隔离性好, 可大幅度降低本振 (Local Oscillator, LO) 泄露。

因此, 微波光子 I/Q 变频技术在近些年备受关注<sup>[7-19]</sup>。根据正交 I/Q 通道构造原理的不同, 现有的微波光子 I/Q 下变频方案可分为 4 种: 基于电移相器、基于光耦合器、基于偏振控制和基于直流偏置。文献[7]构造了上下两条 LO 支路, 利用电移相器在两路 LO 信号之间引入了 90° 相位差, 并加入可变光延迟线修正光纤路径长度不匹配导致的 I/Q 通道失衡。文献[8]利用电移相器在输入的射频 (Radio Frequency, RF) 和 LO 信号之间引入了 90° 相位差, 配合 90° 电耦合器实现了镜像抑制。由于电移相器的频率依赖性, 以上方法未充分利用微波光子技术的带宽优势。文献[9~12]通过 2×4 光耦合器构造了 I/Q 通道, 其中文献[9]和[12]进一步实现了镜像抑制。文献[13~16]通过偏振控制, 构造了微波光子移相器, 在光域实现了 90° 相移。文献[17~19]通过调节调制器的直流偏置角引入 90° 相移, 构造了 I/Q 通道, 并通过微调直流偏置角补偿 I/Q 通道的失衡。

由于电子瓶颈, 利用电移相器实现微波光子 I/Q 下变频的系统往往存在工作频率受限的问题。基于光耦合器的微波光子 I/Q 下变频系统通常需要两路独立的调制光信号, 因此大多数情况下该类型方案会采用并联调制方式, 如文献[9~12], 方案结构复杂且成本较高。基于偏振控制的微波光子 I/Q 下变频系统一般通过调整偏振控制角实现所需的 90° 相位差, 但是, 实际中光信号的偏振状态对环境因素极度敏感, 大部分使用偏振控制的微波光子系统都存在稳定性欠佳的问题。虽然基于直流偏置控制的微波光子 I/Q 下变频系统也存在直流漂移的问题, 但是目前商用自动偏压控制器<sup>[20]</sup>的出现很好地解决了这一问题, 相比于偏振控制, 使用直流偏置控制的微波光子系统稳定性更好一点, 除此之外, 大多数直流源可以达到 0.001 V 的精度, 因此, 在控制精度方面, 偏置控制比偏振控制更具有优势。

在之前的研究工作<sup>[17]</sup>基础上, 本文提出一种基于偏振复用双平行马赫增德尔调制器 (Polarization Division Multiplexing Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator,

PDM-DPMZM) 的微波光子 I/Q 下变频系统, 使用一个集成的调制器进行微波光子变频, 简化了变频系统的结构, 通过控制调制器的直流偏置, 在 RF 和 LO 信号之间引入所需的 90° 相位差, 构造了 I/Q 下变频通道, 并基于 Hartley 结构, 实现了镜像抑制。本方案在实现 I/Q 变频的同时, 还改善了变频系统的动态范围, 这对于微波光子接收机来说具有重要意义。

与已有的微波光子 I/Q 下变频系统相比, 本文所提方案的优势在于:

(1) 通过调节 PDM-DPMZM 的直流偏置角并进行驱动信号功率控制, 实现了三阶交调失真 (Third-Order Intermodulation Distortion, IMD3) 分量的抑制, 保留并最大化基频分量功率, 进而提高了系统的无杂散动态范围 (Spur-Free Dynamic Range, SFDR);

(2) PDM-DPMZM 的所有子调制器均工作在最小点, 实现了载波抑制双边带调制, 再配合波分复用器 (Wavelength Division Multiplexer, WDM) 的使用, 在一定程度上还避免了本振泄露现象, 防止信噪比恶化。

## 2 方案原理及理论推导

基于 PDM-DPMZM 的大动态范围微波光子 I/Q 下变频方案原理如图 2 所示。该方案由 1 个激光器 (Laser Diode, LD)、1 个 PDM-DPMZM、2 个电功分器 (Electronic Power Divider, EPD)、2 个电衰减器 (Electronic Attenuator, EA)、1 个掺铒光纤放大器 (Erbium Doped Optical Fiber Amplifier, EDFA)、1 个 WDM、2 个光电探测器 (Photodetector, PD) 和 1 个 90° 电耦合器组成。其中, 90° 电耦合器的作用是将得到的 I/Q 下变频信号进行正交耦合, 进而抑制镜像干扰。需要说明的是, 将得到的 I/Q 下变频信号直接模数转换, 用数字信号处理方法在数字域进行 90° 耦合处理其实更有优势。但是, 为了便于观察现象, 本方案使用 90° 模拟电耦合器直接耦合 I/Q 下变频信号。

假设激光器产生的光信号为  $E_c(t) = E_c \exp(j\omega_c t)$ 。其中,  $E_c$  和  $\omega_c$  表示激光信号的幅度和角频率。 $V_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$ ,  $V_{IM}(t) = V_{IM} \cos(\omega_{IM} t)$  和  $V_{LO}(t) = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$  分别为 RF、镜像和 LO 信号。其中,  $V_{RF}$ ,  $V_{IM}$  和  $V_{LO}$  分别表示这几个信号的幅度;  $\omega_{RF}$ ,  $\omega_{IM}$  和  $\omega_{LO}$  表示信号角频率。

根据图 2 所示, 将 RF 和镜像信号耦合后由电功分器 EPD1 分为 2 路, 其中一路直接驱动子调制器 Xa, 另一路经过电衰减器 EA1 后驱动子调制器 Ya; LO 信号经过电功分器 EPD2 后也分为 2 路, 一路直接驱动子调制器 Yb, 另一路经过电衰减器 EA2 后驱动子调制器 Xb。经过调制以后, PDM-DPMZM 的输出信号可以表示为

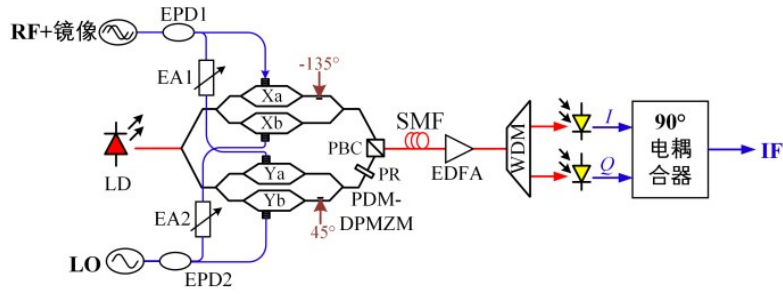


图2 基于PDM-DPMZM的微波光子I/Q下变频原理图

$$E_{\text{PDM-DPMZM}}(t) = -\frac{\sqrt{\mu}}{2\sqrt{2}} E_c(t) \begin{bmatrix} \left\{ J_1(m_{Xa}) [e^{j\omega_{RF}t} + e^{-j\omega_{RF}t}] + J_1(m_{Xa}) [e^{j\omega_{IM}t} + e^{-j\omega_{IM}t}] + J_1(m_{Xb}) [e^{j\omega_{LO}t} + e^{-j\omega_{LO}t}] e^{j\varphi_{Xm}} \right\} \mathbf{e}_{\text{TE}} \\ \left\{ J_1(m_{Ya}) [e^{j\omega_{RF}t} + e^{-j\omega_{RF}t}] + J_1(m_{Ya}) [e^{j\omega_{IM}t} + e^{-j\omega_{IM}t}] + J_1(m_{Yb}) [e^{j\omega_{LO}t} + e^{-j\omega_{LO}t}] e^{j\varphi_{Ym}} \right\} \mathbf{e}_{\text{TM}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中,  $\mu$  为调制器的插入损耗;  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  为 2 个电衰减器的功率衰减系数;  $m_{Xa} = \pi V_{\text{RF}} / (\sqrt{2} V_\pi)$ ,  $m_{Xb} = \sqrt{\alpha_2} \pi V_{\text{LO}} / (\sqrt{2} V_\pi)$ ,  $m_{Ya} = \sqrt{\alpha_1} \pi V_{\text{RF}} / (\sqrt{2} V_\pi)$  和  $m_{Yb} = \pi V_{\text{LO}} / (\sqrt{2} V_\pi)$  分别为  $Xa$ ,  $Xb$ ,  $Ya$  和  $Yb$  这 4 个子调制器的调制指数; 4 个子调制器均工作在最小工作点;  $\varphi_{Xm} = \pi V_{\text{DCx}} / V_\pi$  和  $\varphi_{Ym} = \pi V_{\text{DCy}} / V_\pi$  分别为主调制器 X-DPMZM 和 Y-DPMZM 的主偏置点;  $J_n(\cdot)$  表示第一类  $n$  阶贝塞尔

函数, 在小信号调制的情况下, 高阶边带可以忽略;  $\mathbf{e}_{\text{TE}}$  和  $\mathbf{e}_{\text{TM}}$  分别表示光场 TE 模和 TM 模的单位向量。

使用调制器和电衰减器势必会导致部分能量损失, 因此在整个系统中必须使用 EDFA 进行功率补偿。EDFA 工作在自动功率控制模式, 输出信号为

$$E_{\text{EDFA}}(t) = \sqrt{G_{\text{EDFA}}} E_{\text{PDM-DPMZM}}(t) \quad (2)$$

其中,  $G_{\text{EDFA}}$  为 EDFA 的光放大增益。

利用一个双通道 WDM, 分离出偏振复用信号的正负一阶边带, 分别表示为

$$E_{\text{CH1}}(t) = -\frac{\sqrt{\mu}}{2\sqrt{2}} E_c(t) \sqrt{G_{\text{EDFA}}} \begin{bmatrix} \left[ J_1(m_{Xa}) e^{j\omega_{RF}t} + J_1(m_{Xa}) e^{j\omega_{IM}t} + J_1(m_{Xb}) e^{j\omega_{LO}t} e^{j\varphi_{Xm}} \right] \mathbf{e}_{\text{TE}} \\ \left[ J_1(m_{Ya}) e^{j\omega_{RF}t} + J_1(m_{Ya}) e^{j\omega_{IM}t} + J_1(m_{Yb}) e^{j\omega_{LO}t} e^{j\varphi_{Ym}} \right] \mathbf{e}_{\text{TM}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$E_{\text{CH2}}(t) = -\frac{\sqrt{\mu}}{2\sqrt{2}} E_c(t) \sqrt{G_{\text{EDFA}}} \begin{bmatrix} \left[ J_1(m_{Xa}) e^{-j\omega_{RF}t} + J_1(m_{Xa}) e^{-j\omega_{IM}t} + J_1(m_{Xb}) e^{-j\omega_{LO}t} e^{j\varphi_{Xm}} \right] \mathbf{e}_{\text{TE}} \\ \left[ J_1(m_{Ya}) e^{-j\omega_{RF}t} + J_1(m_{Ya}) e^{-j\omega_{IM}t} + J_1(m_{Yb}) e^{-j\omega_{LO}t} e^{j\varphi_{Ym}} \right] \mathbf{e}_{\text{TM}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

设置  $\varphi_{Xm} = \varphi_{Ym} - \pi$ , 并对 2 个通道的输出信号分别进行光电检测, 可得到 2 路输出光电流为

$$i_{\text{PD1}}(t) \approx \frac{\eta \mu E_c^2}{4} G_{\text{EDFA}} \left\{ \left[ J_1(m_{Ya}) J_1(m_{Yb}) - J_1(m_{Xa}) J_1(m_{Xb}) \right] \left[ \cos(\omega_{\text{RF}}t - \omega_{\text{LO}}t - \varphi_{Ym}) + \cos(\omega_{\text{LO}}t - \omega_{\text{IM}}t + \varphi_{Ym}) \right] \right\} \quad (5)$$

$$i_{\text{PD2}}(t) \approx \frac{\eta \mu E_c^2}{4} G_{\text{EDFA}} \left\{ \left[ J_1(m_{Ya}) J_1(m_{Yb}) - J_1(m_{Xa}) J_1(m_{Xb}) \right] \left[ \cos(\omega_{\text{RF}}t - \omega_{\text{LO}}t + \varphi_{Ym}) + \cos(\omega_{\text{LO}}t - \omega_{\text{IM}}t - \varphi_{Ym}) \right] \right\} \quad (6)$$

其中,  $\eta$  为 PD 的响应度。

当  $\varphi_{Xm} = -135^\circ$ ,  $\varphi_{Ym} = 45^\circ$  时, 式 (5) 和式 (6) 所示输出信号相互正交, 即实现了 I/Q 下变频。在 I 路和 Q 路输出端加一个  $90^\circ$  电耦合器时, 输出信号可以简化为

$$i_{\text{IF}}(t) \approx \frac{\eta \mu E_c^2}{2} G_{\text{EDFA}} \left[ J_1(m_{Ya}) J_1(m_{Yb}) - J_1(m_{Xa}) J_1(m_{Xb}) \right] \cos(\omega_{\text{RF}}t - \omega_{\text{LO}}t - \pi/4) \quad (7)$$

可以发现, 镜像信号已经被完全消除, 只剩下期望的中频 (Intermediate Frequency, IF) 信号。

接着, 令  $J_1(m) \approx m/2 - m^3/16$ , 并将式 (7) 进行展开和化简, 得到 IF 信号的幅度为

$$I_{\text{PD}}(t) \propto \frac{1}{4} (m_{Xa} m_{Xb} - m_{Ya} m_{Yb}) - \frac{1}{32} (m_{Xa}^3 m_{Xb} - m_{Ya}^3 m_{Yb}) \approx \frac{1}{4} \left[ \frac{\pi}{\sqrt{2} V_\pi} \right]^2 \left[ (\sqrt{\alpha_2} - \sqrt{\alpha_1}) V_{\text{RF}} V_{\text{LO}} \right] - \frac{1}{32} \left[ \frac{\pi}{\sqrt{2} V_\pi} \right]^4 \left[ (\sqrt{\alpha_2} - (\sqrt{\alpha_1})^3) V_{\text{RF}}^3 V_{\text{LO}} \right] \quad (8)$$

其中,第一项为输出 IF 信号的基频分量;第二项为三次谐波分量,而三次谐波分量的系数与双音调制下三阶交调分量的系数相同. 因此,当  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  满足以下条件时,可以在保留基频分量的同时,抑制输出信号的 IMD3 分量:

$$\sqrt{\alpha_2} = \left(\sqrt{\alpha_1}\right)^3, (\alpha_1 \neq \alpha_2) \quad (9)$$

将式 (9) 代入式 (8) 中进行计算,可得当  $\alpha_1 = 1/3, \alpha_2 = 1/27$  时,IMD3 被抑制,且输出信号的基频分量最大,系统变频增益最优.

### 3 实验与分析

根据系统结构图(图 2),搭建实验系统进行功能验证与性能测试,实验参数设置如表 1 所示.

表 1 实验参数设置

参数	取值
激光器波长	1549.1 nm
激光器功率	16 dBm
激光器相对强度噪声	-155 dB/Hz
调制器半波电压	3.5 V
调制器差损	10 dB
调制器直流偏置角(子)	均为 180°
调制器直流偏置角(主)	-135° 和 45°
EA1	5 dB
EA2	15 dB
WDM 通道间隔	50 GHz
EDFA 输出功率	15 dBm
EDFA 噪声系数	4 dB
PD 响应度	0.6 A/W

实验中,光谱分析仪的分辨率带宽为 0.5 pm,为了清楚地观察 PDM-DPMZM 输出的调制光谱,分别设置 RF 和 LO 信号的频率为 15 GHz 和 10 GHz,功率为 10 dBm 和 15 dBm. RF 信号经过电功分器后,一路直接驱动 Xa,另一路衰减 5dB 后驱动 Ya. 类似地,LO 信号经过电功分器后,一路直接驱动 Yb,另一路衰减 15 dB 后驱动 Xb. PDM-DPMZM 的输出调制光谱如图 3 所示,RF 和 LO 信号均实现了双边带调制. 根据式 (9) 的计算,2 个电衰减器的最佳取值应该为 4.77 dB 和 14.31 dB,但实际中电衰减器的精度往往达不到该要求. 为了最大化系统变频增益,本文使用了 5 dB 和 15 dB 的电衰减器,并在最小点附近对子调制器的偏置点进行微调.

双通道 WDM 可以视为 2 个光带通滤波器,测试得到 2 个通道的波长响应和滤波后的光谱如图 4 所示. 图 4(a)和(b)中的蓝色虚线表示测量得到的 2 个滤波器的波长响应,红色实线表示滤波后的光谱. 可以发现,

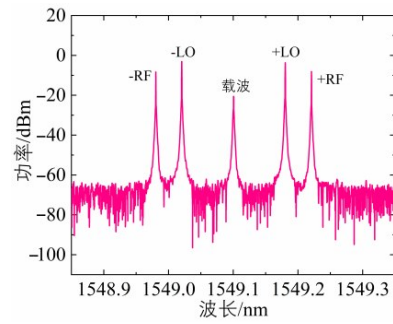
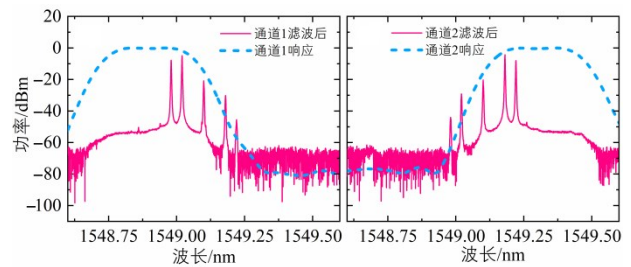


图 3 PDM-DPMZM 输出的调制光谱

经过 WDM 之后,±1 阶边带实现了分离,且载波被抑制. 例如通道 1 的输出光谱中,+1 阶光边带被抑制,大约比-1 阶光边带低 27.8 dB.



(a) 通道 1 (b) 通道 2

图 4 WDM 波长响应及输出光谱

在接下来的测试中,将 RF 和 LO 信号频率分别设置为 10.5 GHz 和 10 GHz,固定 RF 信号功率为 10 dBm,LO 信号功率从 -10 dBm 增大到 20 dBm,得到系统的变频增益如图 5 所示. 当 LO 信号功率约为 12 dBm 时,变频增益最大.

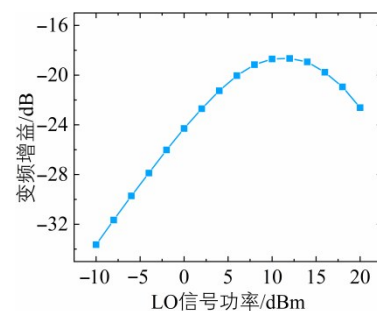


图 5 系统变频增益随 LO 信号功率的关系

接着测试 PD 输出的单音频谱及时域波形图. 首先保持 RF 和 LO 信号的频率、功率不变,频谱仪测得的 I/Q 通道的单音频谱如图 6(a)和(b)所示,其功率分别为 -27.8 dBm 和 -28 dBm. 然后将 PD 的输出连接至示波器(AWG7061B),可以观察到 2 个相位正交的 IF 信号时域波形,如图 6(c)所示. 随后,改变 RF 信号频率为 10.2 GHz,得到 0.2 GHz 的 IF 信号,时域波形图如图 6(d)所示.

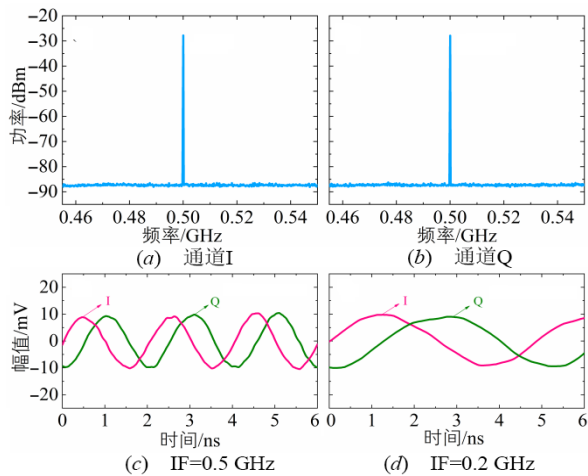


图6 I/Q下变频后IF信号频谱及波形

I/Q通道的幅相平衡度对镜像抑制至关重要. 接下来的实验中,保持LO信号参数设置不变,将RF信号频率在2~20 GHz范围内以1 GHz步长调谐,测量I/Q下变频通道输出IF信号的功率和相位差,如图7(a)所示. 可以发现,3 dB功率浮动对应的工作频率范围为5~20 GHz,在此范围内相位失衡和幅度失衡分别低于 $0.8^\circ$ 和0.6 dB. 然后改变RF信号的频率,使得最终生成的IF信号频率范围为0.1~1 GHz,测量I/Q通道IF信号的功率和相位差,如图7(b)所示,相位失衡和幅度失衡分别低于 $0.7^\circ$ 和0.5 dB.

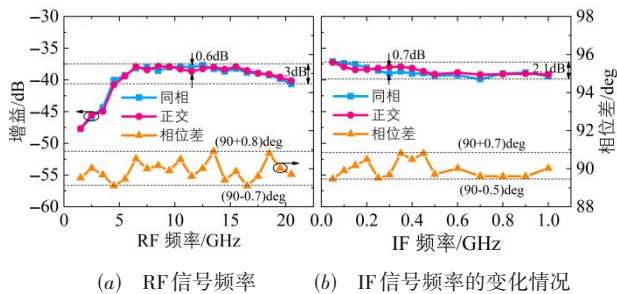


图7 I/Q通道的幅度和相位差随

保持RF和LO信号以上参数设置不变,引入频率为9.49 GHz、功率为10 dBm的镜像信号与RF信号同时驱动子调制器Xa和Ya. 测量得到通道I的输出频谱如图8(a)所示,可以看到,不进行镜像抑制时,能够观察到在频率0.51 GHz处出现明显的镜像信号. 将I/Q两路的输出信号通过 $90^\circ$ 电耦合器进行耦合,最终得到的信号输出频谱如图8(b)所示,能够发现,镜像信号被显著抑制了44.3 dB.

接下来测试该系统的SFDR. 设置RF信号为频率10.5/10.51 GHz的双音信号,镜像信号频率为9.4 GHz,功率与RF信号一致,LO信号参数设置保持不变. 在-15~20 dBm范围内改变输入RF信号和镜像信号的功

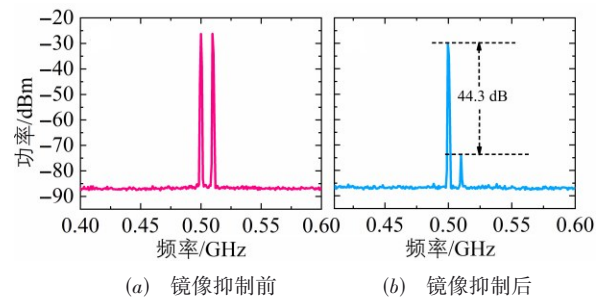
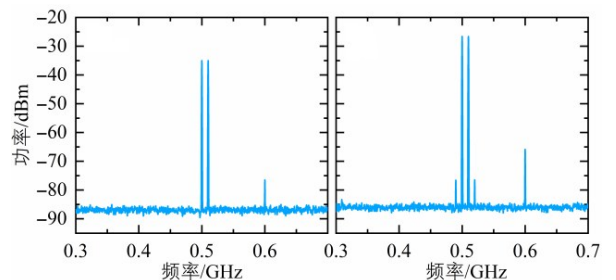


图8 加入镜像信号以后最终输出的IF信号频谱

率时,依次测量输出IF信号的基频、IMD3以及镜像干扰功率. 其中,当输入RF信号功率分别为0 dBm和13 dBm时的系统输出频谱图如图9(a)和(b)所示. 0.5/0.51 GHz信号为输出的IF基频分量,0.49/0.52 GHz信号为输出IF信号中的IMD3分量,0.6 GHz为镜像IF信号分量.



(a) 输入RF信号功率为0 dBm (b) 输入RF信号功率为13 dBm

图9 系统输出IF信号频谱图

系统的底噪通过频谱仪测量,将频谱仪测量频点设置到IF信号频率附近. 为了便于观察,设置RBW和VBW分别为300 kHz和10 kHz,接着设置频谱仪为噪声测量模式,打开噪声校准选项对输入信号进行噪声测量,本系统的底噪约为 $-147.7$  dBm/Hz. 最终测量得到系统的SFDR约为 $110.5$  ( $\text{dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$ ),平均镜像抑制比(Image Rejection Ratio, IRR)约为44.6 dB,如图10所示.

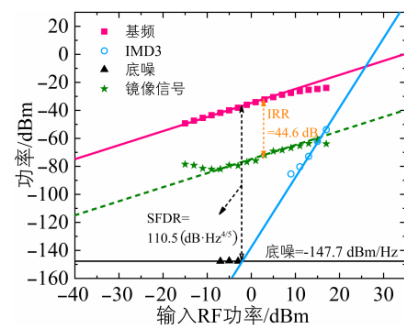


图10 输出IF信号中的基频、IMD3、底噪以及镜像干扰功率随输入RF信号功率的变化曲线

与部分参考文献中微波光子I/Q混频系统的动态范围进行了比较,如表2所示. 能够发现,所列参考文献中微波光子I/Q混频系统的SFDR在 $95 \sim 108$  ( $\text{dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ )

之间,相比而言,本文所提方案在动态范围方面有所改善.

表 2 几种微波光子 I/Q 混频系统动态范围比较

方案	发表时间	动态范围/(dB·Hz <sup>2/3</sup> )
本方案		110.5
参考文献[10]	2017年	105
参考文献[13]	2020年	99.4
参考文献[14]	2018年	108
参考文献[15]	2017年	107.9
参考文献[18]	2020年	100.56
参考文献[19]	2019年	95.6

最后测试了宽带矢量信号的镜像抑制下变频及非线性抑制特性. 设置 RF 信号为载频 10.5 GHz、带宽 30 MHz、功率 10 dBm 的 16QAM 信号, LO 信号为频率 10 GHz、功率 12 dBm 的单音信号, 镜像信号为调频信号, 载频为 9.5 GHz, 带宽为 10 MHz. 采用基于单个 DP-MZM 的微波光子下变频系统作为对照组, 未进行非线性抑制和镜像抑制的输出信号频谱如图 11(a) 所示, 可以看到明显的镜像干扰以及 IMD3. 解调得到的误差向量幅度 (Error Vector Magnitude, EVM) 为 29.6%. 设置对照组中 DPMZM 的主偏置角为 45°, 并加入双通道 WDM 和 90° 电耦合器, 测得的输出宽带频谱如图 11(b) 所示. 由于抑制了镜像干扰, 解调出来的星座图具有明显改善, EVM 为 9.5%. 在本文方案中, 单个 PD 的输出频谱如图 11(c) 所示, IMD3 得到显著抑制, 但镜像干扰仍然显著, 接收端解调出来的符号完全错误, 因此 EVM 依旧很大, 约为 29.1%. 最后, 将 2 个 PD 输出的 I/Q 下变频信

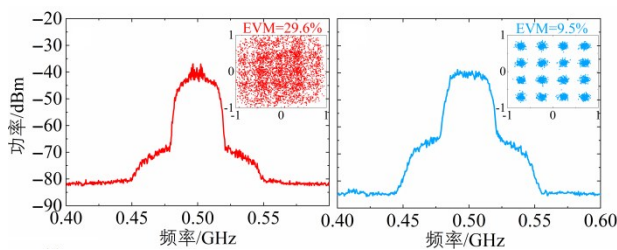
号通过 90° 电耦合器进行耦合, 频谱如图 11(d) 所示, 镜像干扰被明显抑制, 系统解调得到的 EVM 下降到 6.2%.

## 4 结论

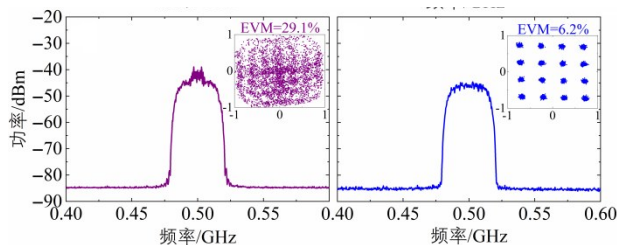
本文提出并研究了一种大动态范围的微波光子 I/Q 下变频方案, 利用 PDM-DPMZM 同时调制 RF、LO 和镜像信号, 通过调整调制器的直流偏置并进行驱动信号功率控制, 可以在实现下变频的同时抑制非线性失真和镜像干扰并借助单频信号和宽带矢量信号测试验证了方案的优化效果. 实验结果表明, 本方案工作带宽 5~20 GHz, 典型镜像干扰抑制比为 44 dB, 线性度优化后 SFDR 达到 110.5 (dB·Hz<sup>4/5</sup>). 该微波光子 I/Q 下变频系统具有工作带宽大、镜像抑制好、动态范围高等优点, 因此在超外差接收、零中频接收、矢量信号分析和其他微波测量等系统中极具应用潜力.

## 参考文献

- [1] 王磊, 唐长文. 一种超外差低中频接收机射频前端的设计[J]. 固体电子学研究进展, 2018, 38(2): 111-115, 131. WANG L, TANG C W. A heterodyne low IF receiver front end for short range communication[J]. Research & Progress of Solid State Electronics, 2018, 38(2): 111-115, 131. (in Chinese)
- [2] 樊红星, 周燕, 范松涛, 等. 基于数字零中频纳米位移遥测技术研究[J]. 红外与激光工程, 2018, 47(11): 251-257. FAN H X, ZHOU Y, FAN S T, et al. Research on nanometer displacement telemetry based on digital zero intermediate frequency[J]. Infrared and Laser Engineering, 2018, 47(11): 251-257. (in Chinese)
- [3] 耿哲桥, 崔艳艳, 侯汨, 等. 基于 I/Q 解调原理的数字 PAD 研制[J]. 强激光与粒子束, 2005, 17(12): 1879-1882. GENG Z Q, CUI Y Y, HOU M, et al. Design of a digital PAD based on I/Q demodulation principle[J]. High Power Laser & Particle Beams, 2005, 17(12): 1879-1882. (in Chinese)
- [4] WU S, RAZAVI B. A 900-MHz/1.8-GHz CMOS receiver for dual-band applications[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1998, 33(12): 2178-2185.
- [5] 曹鹏, 王明飞, 费元春. 直接正交上变频调制器的镜频抑制与本振泄漏抵消技术研究[J]. 电子学报, 2010, 38(2A): 6-9. CAO P, WANG M F, FEI Y C. The research on the image frequency rejection and LO-leakage cancellation of direct quadrature up-converters[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(2A): 6-9. (in Chinese)
- [6] 姜凌珂, 张琪, 潘林兵, 等. 单通带微波光子滤波器泵浦



(a) 未进行非线性抑制和镜像抑制 (b) 只进行了镜像抑制



(c) 只进行了非线性抑制 (d) 同时进行了非线性抑制和镜像抑制

图 11 系统输出的频谱及 EVM

- 响应性能研究[J]. 电子学报, 2017, 45(7): 1620-1626.
- JIANG L K, ZHANG Q, PAN L B, et al. The study on the pump response performance of single passband microwave photonic filter[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(7): 1620-1626. (in Chinese)
- [7] PAGÁN 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.
- [8] ZHANG J, CHAN E H W, WANG X, et al. High conversion efficiency photonic microwave mixer with image rejection capability[J]. IEEE Photonics Journal, 2016, 8(4): 1-11.
- [9] TANG Z Z, PAN S L. A reconfigurable photonic microwave mixer using a 90° optical hybrid[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(9): 3017-3025.
- [10] LI J Q, XIAO J, SONG X X, et al. Full-band direct-conversion receiver with enhanced port isolation and I/Q phase balance using microwave photonic I/Q mixer(Invited Paper)[J]. Chinese Optics Letters, 2017, 15(1): 10014-10017.
- [11] YE X W, ZHANG F Z, YANG Y, et al. Photonics-based radar with balanced I/Q de-chirping for interference-suppressed high-resolution detection and imaging[J]. Photonics Research, 2019, 7(3): 265-272.
- [12] ZHU D, CHEN W J, PAN S L. Photonics-enabled balanced Hartley architecture for broadband image-reject microwave mixing[J]. Optics Express, 2018, 26(21): 28022-28029.
- [13] KANG B C, LI X, FAN Y Y, et al. All-optical and broadband microwave image-reject receiver based on phase modulation and I/Q balanced detection[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(21): 5962-5972.
- [14] GAO Y S, WEN A J, JIANG W, et al. All-optical and broadband microwave fundamental/sub-harmonic I/Q down-converters[J]. Optics Express, 2018, 26(6): 7336-7350.
- [15] GAO Y S, WEN A J, ZHANG W, et al. Ultra-wideband photonic microwave I/Q mixer for zero-IF receiver[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(11): 4513-4525.
- [16] ZHANG Y M, LI Z Y, CHEN W J, et al. Broadband image-reject mixing based on a polarization-modulated dual-channel photonic microwave phase shifter[J]. IEEE Photonics Journal, 2020, 12(2): 1-9.
- [17] GAO Y S, WEN A J, CHEN W, et al. All-optical, ultra-wideband microwave I/Q mixer and image-reject frequency down-converter[J]. Optics Letters, 2017, 42(6): 1105-1108.
- [18] LIN T, ZHANG Z K, LIU J G, et al. Reconfigurable photonic microwave mixer with mixing spurs suppressed and dispersion immune for radio-over-fiber system[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(12): 5317-5327.
- [19] TU Z Y, WEN A J, ZHANG W, et al. All-optical image-reject frequency down-conversion based on cascaded electro-optical modulators[J]. Optics Communications, 2019, 430: 158-162.
- [20] IXBLUE. Continuously tunable modulator bias controllers(MBC-DG-LAB)[OL]. [2021]. <https://photonics.ixblue.com/store/modulator-matching-components/digital-mz-modulator-bias-controller>.

#### 作者简介



史芳静 女, 1995年3月出生, 陕西咸阳人. 2017年毕业于南京理工大学探测制导与控制技术专业, 现为西北工业大学电子信息学院硕博连读生. 主要从事微波光子信号处理、光载射频通信等方面的研究工作.

E-mail: fangjing\_shi@mail.nwpu.edu.cn



樊养余 男, 1962年4月出生, 陕西蓝田人. 分别于1982年、1992年在陕西科技大学获得学士、硕士学位, 1999年在西北工业大学获得博士学位. 现为西北工业大学电子信息学院教授, 博士生导师. 主要从事虚拟现实技术、数字信号处理理论与应用等方面的研究工作.

E-mail: fan\_yangyu@nwpu.edu.cn



高永胜(通讯作者) 男, 1989年9月出生, 河南漯河人. 分别于2011年、2014年和2016年在西安电子科技大学获得学士、硕士和博士学位. 现为西北工业大学副教授, 博士生导师. 主要从事微波光子信号处理、光载射频通信、微波光子卫星通信、微波光子雷达等方面的研究工作.

E-mail: ysgao@nwpu.edu.cn