

# 基于并联 DPMZM 的大动态范围微波光子混频系统

高永胜, 史芳静, 谭佳俊, 樊养余

(西北工业大学电子信息学院, 陕西 西安 710072)

**摘要:** 为了解决微波光子混频系统的非线性失真和动态范围受限问题, 提出了一种基于并联双平行马赫-曾德尔调制器 (DPMZM) 的大动态范围微波光子混频系统。利用 DPMZM 实现射频和本振信号的并行调制, 通过配置并行两路的电光调制指数及调制器的工作点, 抵消输出中频信号中的三阶交调失真 (IMD3), 最终提高系统的动态范围。仿真结果表明, 所提方案可将 IMD3 抑制 17.7 dB, 系统无杂散动态范围提高到  $127.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{\frac{4}{5}}$ 。

**关键词:** 微波光子学; 混频器; 动态范围; 并联双平行马赫-曾德尔调制器

**中图分类号:** TN29

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2021003

## Large dynamic range microwave photonics mixing system based on parallel DPMZM

GAO Yongsheng, SHI Fangjing, TAN Jiajun, FAN Yangyu

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

**Abstract:** To solve the problems of nonlinear distortion and limited dynamic range of microwave photonics mixing system, a large dynamic range microwave photonics mixing system based on parallel dual parallel Mach-Zehnder modulator (DPMZM) was proposed. The parallel modulation of radio frequency and local oscillator signals was realized by using DPMZM. The third-order intermodulation distortion (IMD3) in the output intermediate frequency signal was eliminated by configuring the electro-optic modulation index of the two parallel channels and the working point of the modulators. Finally, the dynamic range of the system was improved. Simulation results show that the proposed scheme can suppress IMD3 by 17.7 dB and increase the SFDR to  $127.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{\frac{4}{5}}$ .

**Keywords:** microwave photonics, mixer, dynamic range, parallel DPMZM

### 1 引言

微波混频器是现代电子系统接收模块的重要组成部分, 广泛应用于无线通信<sup>[1-2]</sup>、雷达<sup>[3]</sup>等电子系统<sup>[4]</sup>的收发机中。目前, 微波混频技术已经趋于成熟, 但频率依赖明显, 隔离度差, 因此传统的微波混频器常面临带宽受限<sup>[5]</sup>、电磁干扰<sup>[6]</sup>等问题, 难以满足先进电子系统的性能需求。

微波光子信号处理是结合了微波学与光子学

的新兴技术, 旨在通过光子学方法实现微波信号的混频、滤波、传输等处理。由于其天然的大带宽、抗干扰属性, 微波光子混频能够在带宽和抗电磁干扰方面突破传统微波混频器的电子瓶颈<sup>[7]</sup>, 近年来得到了广泛研究。目前, 微波光子混频的实现方法主要包括基于直调激光器<sup>[8-9]</sup>、基于外部调制器<sup>[10-15]</sup>、基于光电探测器<sup>[16-17]</sup>和基于其他非线性效应<sup>[18-20]</sup>。外部电光调制器带宽大 (商用器件带宽为 60 GHz 以上), 调制方式灵活, 效率高, 因此基于外部调

收稿日期: 2020-06-04; 修回日期: 2020-08-05

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61701412); 全国博士后创新人才支持计划基金资助项目 (No.BX201700197); 中国博士后科学基金资助项目 (No.2017M623238)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.61701412), The National Postdoctoral Program for Innovative Talents (No.BX201700197), China Postdoctoral Science Foundation Funded Project (No.2017M623238)

制器的微波光子混频是当今的研究热点。

然而，由于电光调制器固有的非线性电光调制函数，在输入调制器的射频信号较大时，混频输出的射频信号会出现畸变失真，从而限制系统的功率动态范围。针对该问题，学术界开展了一系列的研究。目前，针对外部调制微波光子系统的线性度优化方法分为电域优化和光域优化。文献[10]利用双平行马赫-曾德尔调制器（DPMZM, dual parallel Mach-Zehnder modulator）完成电光调制，并在光电探测器（PD, photodetector）后端采用一种仅需要本振（LO, local oscillator）信号调制指数的简单后处理算法来抑制三阶交调失真（IMD3, third order intermodulation distortion），最终将系统的无杂散动态范围（SFDR, spurious-free dynamic range）从  $101.5 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{\frac{2}{3}}$  提高到了  $114.5 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{\frac{4}{5}}$ 。文献[11]利用双驱动马赫-曾德尔调制器（DEMZM, dual-electrode mach-zehnder modulator）实现了一种基于自适应后补偿算法的线性化微波信号光子下变频方案，通过对接收器中检测到的信号进行逆变换补偿了调制器的非线性。文献[12]基于级联马赫-曾德尔调制器（MZM, Mach-Zehnder modulator）链路形式，提出一种数字后处理技术，可以同时抑制 IMD3 和五阶交调失真（IMD5, fifth order intermodulation distortion）。以上电域优化方案都需要在系统中引入模数转换器（ADC, analog-digital converter）和数字信号处理（DSP, digital signal processing），这对高频率、大瞬时带宽信号的处理带来了挑战。

在基于光域处理的微波光子混频系统线性度优化方法中，文献[13]提出了一种基于砷化镓双并联双驱动马赫-曾德尔调制器（DP-DDMZM, dual parallel-dual drive Mach-Zehnder modulator）的高线性度微波光子下变频方案，该方案通过抑制输入的光载波，设置 DP-DDMZM 以全相位调制方式工作，从而实现较大幅度的射频（RF, radio frequency）和 LO 边带输入，但是通过调整工作点实现线性度优化得到的改善有限，该方案的系统 SFDR 仅为  $115 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{\frac{4}{5}}$ 。文献[14]利用相位调制器、光滤波器和光衰减器实现大动态范围的微波光子下变频，该方案能够同时抑制 IMD3 和 IMD5，但是级联加并联调制器的结构使系统非常庞大，增益较低，同时光滤波器的使用也限制了系统带宽。文献[15]验证了一种提高微波光子下变频链路增益和线性度的

方法，通过将偏振控制角设置在最佳点来抑制 IMD3，利用环行器和光纤布拉格光栅重用光载波和下边带来提高链路增益。相比于级联调制器结构的光域线性度优化方案，并联结构在系统增益方面具有更大的优势。此外，文献[21-24]等研究通过使用移相器或者控制调制器的直流偏置点来提高微波光子链路的 SFDR，然而这些方案都只是简单的射频信号电光调制与光纤传输，没有频率变换功能。综上所述，目前研究报道的针对微波光子系统的线性度优化方法，有的难以兼容频率变换功能，有的在提高动态范围的同时难以保证较大的处理带宽、较低的结构复杂度以及较高的混频增益。

本文主要的研究工作如下。

1) 搭建了一套基于并联 DPMZM 的大动态范围微波光子混频系统，利用已有商用集成光电器件，同时实现 RF 信号的传输和变频功能。

2) 通过设置所有调制器都在最小点工作，抑制光载波和偶数阶信号分量，同时调节电衰减器的衰减量，使输入 2 个 DPMZM（X-DPMZM 和 Y-DPMZM）的 RF 和 LO 信号幅度比为一确定值，进而使 X-DPMZM 和 Y-DPMZM 输出信号中的 IMD3 分量相等，而基波分量不相等，最终借助平衡探测器（BPD, balanced photodetector）将两路信号中的 IMD3 分量抵消，并且保留基波分量。

3) 借助数学推导，选择 2 个合适的电衰减量，使保留的基波分量最大，从而最大化系统变频增益。

4) 仿真结果表明，本文所提方案具有良好的 IMD3 抑制效果，能够极大提高系统的动态范围，改善系统的非线性性能。与不加非线性度优化的基于单个 DPMZM 的微波光子混频系统进行对比，验证了本文方案的有效性。

## 2 方案原理及理论推导

### 2.1 方案原理

基于并联 DPMZM 的大动态范围微波光子混频系统结构如图 1 所示。该系统由一个激光器（LD, laser diode）、2 个集成的 DPMZM、一个光分路器、一个 BPD、2 个电分束器（ES, electric splitter）和 2 个电衰减器（EA, electric attenuator）组成。激光器产生的激光信号经过光分路器后等功率输入 X-DPMZM 和 Y-DPMZM。RF 信号经过 ES<sub>1</sub> 等分为两路，一路直接输入 X-DPMZM 的子调制器 X<sub>a</sub> 进行调制，另一路经过 EA<sub>1</sub> 衰减以后输入 Y-DPMZM

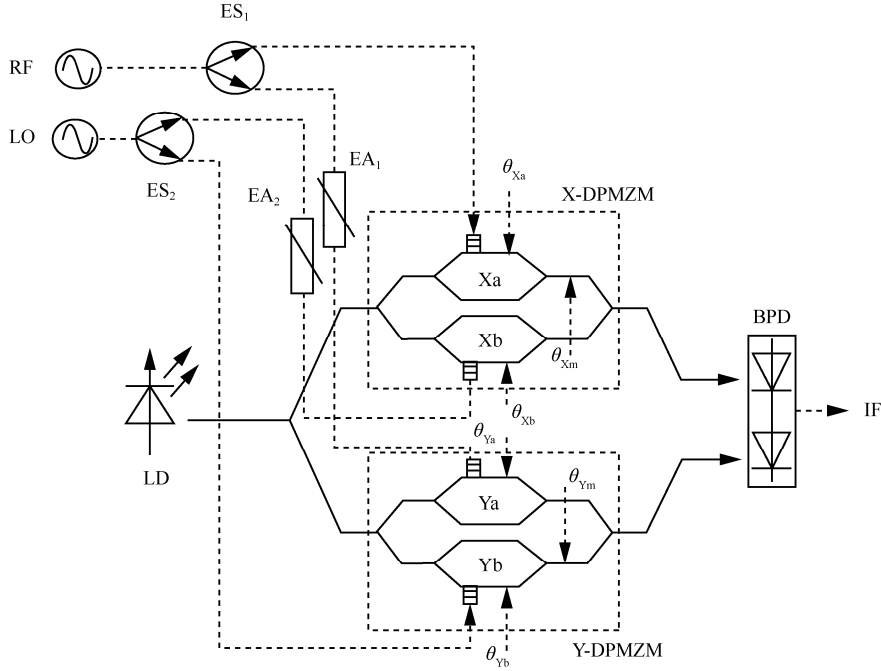


图 1 基于并联 DPMZM 的大动态范围微波光子混频系统结构

的子调制器 Ya 进行调制。类似地，LO 信号经过 ES<sub>2</sub> 等分为两路，一路直接输入 Y-DPMZM 的子调制器 Yb 进行调制；另一路经过 EA<sub>2</sub> 衰减以后输入 X-DPMZM 的子调制器 Xb 进行调制。需要设置 2 个 DPMZM 的所有偏置点工作在最小点，并分别调整 EA<sub>1</sub> 和 EA<sub>2</sub> 为满足特定比例关系的衰减值；X-DPMZM 和 Y-DPMZM 输出的两路信号分别连接到 BPD 的 2 个输入端，经过 BPD 内部差分放大，抵消 IMD<sub>3</sub> 分量后，即可得到纯净的中频（IF, intermediate frequency）信号。

### 2.2 理论推导

假设激光器输出的光信号为  $E_{in}(t) = E_0 \exp(j\omega_c t)$ ，RF 和 LO 信号分别为  $V_{RF} \sin(\omega_{RF} t)$  和  $V_{LO} \sin(\omega_{LO} t)$ ，其中， $E_0$  和  $\omega_c$  分别表示激光信号的幅度和角频率， $V_{RF}$ 、 $V_{LO}$  和  $\omega_{RF}$ 、 $\omega_{LO}$  分别表示 RF、LO 信号的幅度和角频率。

X-DPMZM 的输出光信号可以表示为

$$E_{X-DPMZM}(t) = E_{Xa}(t) + E_{Xb}(t)e^{j\theta_{Xm}} = \frac{\sqrt{2\mu}}{2} E_0 e^{j\omega_c t} \left\{ \cos \frac{\theta_{Xa}}{2} + \cos \frac{\theta_{Xb}}{2} e^{j\theta_{Xm}} + j \sin \frac{\theta_{Xa}}{2} J_1(m_{RF}) [\exp(j\omega_{RF} t) - \exp(-j\omega_{RF} t)] + j \sin \frac{\theta_{Xb}}{2} J_1(m_{LO}) [\exp(j\omega_{LO} t) - \exp(-j\omega_{LO} t)] e^{j\theta_{Xm}} \right\} \quad (1)$$

其中， $\mu$  为调制器的插入损耗， $J_n(\cdot)$  为第一类的  $n$  阶贝塞尔函数， $m_{RF} = \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi}$  为射频调制指数， $m_{LO} = \frac{\pi V_{LO}}{2V_\pi}$  为本振信号的调制指数， $\theta_{Xa}$ 、 $\theta_{Xb}$  和  $\theta_{Xm}$  分别为 X-DPMZM 的 2 个子调制器和主调制器的直流偏置角。

上述信号经过单个 PD 的光电探测之后，输出光电流可以表示为

$$i_{RF}(t) = \eta |E_{X-DPMZM}(t)|^2 \quad (2)$$

其中， $\eta$  表示 PD 的响应度，单位为 A/W。

对式(2)进行 Bessel 展开，在化简的同时忽略高阶项，取输出中频信号中的基频分量，即

$$i_F(t) = 2\mu\eta E_0^2 \sin \frac{\theta_{Xa}}{2} \sin \frac{\theta_{Xb}}{2} \cos \theta_{Xm} \cdot J_1(m_{RF}) J_1(m_{LO}) \cos(\omega_{IF} t) \approx \frac{1}{2} \mu\eta E_0^2 \left( m_{RF} m_{LO} - \frac{1}{32} m_{RF}^3 m_{LO} \right) \sin \frac{\theta_{Xa}}{2} \sin \frac{\theta_{Xb}}{2} \cos \theta_{Xm} \cos(\omega_{IF} t) \quad (3)$$

其中， $\omega_{IF} = \omega_{RF} - \omega_{LO}$  表示输出的中频信号角频率。

观察式(3)可以发现，输出中频信号的基频分量可以分为以下两项：与  $m_{RF}$ 、 $m_{LO}$  成正比的一阶信号项和与  $m_{LO}$  成正比、与  $m_{RF}^3$  正相关的三次谐波项。

由于双音输入情况下，系统输出信号中的 IMD3 分量与单音输入时的三次谐波分量系数相同，因此式(3)中的一阶项可以表示双音输入时，系统输出 RF 信号中的基频分量项；式(3)中的三次谐波项可以表示双音输入时，系统输出 RF 信号中的 IMD3 分量项。

假设输入 X-DPMZM 和 Y-DPMZM 的 RF 信号幅度分别为  $V_{RF1}$  和  $V_{RF2}$ ，LO 信号幅度分别为  $V_{LO1}$  和  $V_{LO2}$ ，则相应的调制指数分别表示为  $m_{RF1}$ 、 $m_{RF2}$ 、 $m_{LO1}$  和  $m_{LO2}$ 。将 X-DPMZM 和 Y-DPMZM 的输出信号分别输入 BPD，则可得两路光电流分别为

$$i_{PD1}(t) \approx \frac{1}{2} \mu \eta E_0^2 \left( m_{RF1} m_{LO1} - \frac{1}{32} m_{RF1}^3 m_{LO1} \right) \cdot \sin \frac{\theta_{Xa}}{2} \sin \frac{\theta_{Xb}}{2} \cos \theta_{Xm} \cos(\omega_{IF} t) \quad (4)$$

$$i_{PD2}(t) \approx \frac{1}{2} \mu \eta E_0^2 \left( m_{RF2} m_{LO2} - \frac{1}{32} m_{RF2}^3 m_{LO2} \right) \cdot \sin \frac{\theta_{Ya}}{2} \sin \frac{\theta_{Yb}}{2} \cos \theta_{Ym} \cos(\omega_{IF} t) \quad (5)$$

假设图 1 中 2 个电分束器 (ES<sub>1</sub> 和 ES<sub>2</sub>) 等分，2 个电衰减器 (EA<sub>1</sub> 和 EA<sub>2</sub>) 的衰减系数分别为  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$ ，则对应的 4 个调制指数  $m_{RF1}$ 、 $m_{RF2}$ 、 $m_{LO1}$  和  $m_{LO2}$  的具体表示如表 1 所示。

表 1 4 个调制指数对应表达式

信号源输出端 调制指数	调制器输入端 调制指数	调制器输入端调制指数 具体表达式
$m_{RF}$	$m_{RF1}$	$\frac{m_{RF}}{\sqrt{2}}$
	$m_{RF2}$	$\frac{\sqrt{\alpha_1} m_{RF}}{\sqrt{2}}$
$m_{LO}$	$m_{LO1}$	$\frac{\sqrt{\alpha_2} m_{LO}}{\sqrt{2}}$
	$m_{LO2}$	$\frac{m_{LO}}{\sqrt{2}}$

将表 1 中的 4 个具体表达式分别代入式(4)、式(5)中，可得

$$i_{PD1}(t) \approx \frac{1}{2} \mu \eta E_0^2 \left[ \frac{m_{RF}}{\sqrt{2}} \frac{m_{LO}}{\sqrt{2}} \sqrt{\alpha_2} - \frac{1}{32} \left( \frac{m_{RF}}{\sqrt{2}} \right)^3 \frac{m_{LO}}{\sqrt{2}} \sqrt{\alpha_2} \right] \cdot \sin \frac{\theta_{Xa}}{2} \sin \frac{\theta_{Xb}}{2} \cos \theta_{Xm} \cos(\omega_{IF} t) \quad (6)$$

$$i_{PD2}(t) \approx \frac{1}{2} \mu \eta E_0^2 \left[ \frac{m_{RF}}{\sqrt{2}} \frac{m_{LO}}{\sqrt{2}} - \frac{1}{32} \left( \frac{m_{RF}}{\sqrt{2}} \sqrt{\alpha_1} \right)^3 \frac{m_{LO}}{\sqrt{2}} \right] \cdot \sin \frac{\theta_{Ya}}{2} \sin \frac{\theta_{Yb}}{2} \cos \theta_{Ym} \cos(\omega_{IF} t) \quad (7)$$

整理式(6)和式(7)可得 BPD 的输出电流表达式为

$$i_{BPD}(t) = i_{PD1}(t) - i_{PD2}(t) \approx \frac{1}{4} \mu \eta E_0^2 \left[ m_{RF} m_{LO} (\sqrt{\alpha_2} - \sqrt{\alpha_1}) + \frac{m_{RF}^3 m_{LO}}{64} \left( (\sqrt{\alpha_1})^3 - \sqrt{\alpha_2} \right) \right] \cdot \sin \frac{\theta_a}{2} \sin \frac{\theta_b}{2} \cos \theta_m \cos(\omega_{IF} t) \quad (8)$$

令  $\theta_{Xa} = \theta_{Ya} = \theta_a$ ，即设置子调制器 Xa 和 Ya 的直流偏置角相等；令  $\theta_{Xb} = \theta_{Yb} = \theta_b$ ，即设置子调制器 Xb 和 Yb 的直流偏置角相等；令  $\theta_{Xm} = \theta_{Ym} = \theta_m$ ，即设置 X-DPMZM 和 Y-DPMZM 中主调制器的直流偏置角相等。这样设置是为了让 X-DPMZM 和 Y-DPMZM 的工作状态相同，从而保证上下光路的传输特性完全一致。

根据上述思路，若要使 IMD3 项为零，且保留基频分量，则需式(9)成立。

$$(\sqrt{\alpha_1})^3 = \sqrt{\alpha_2}, \quad \alpha_1 \neq 1, \alpha_2 \neq 1 \quad (9)$$

此时，将式(9)代入式(8)，可得最终 BPD 输出的中频信号光电流为

$$i_{BPD}(t) = \frac{1}{4} \mu \eta E_0^2 \left[ m_{RF} m_{LO} \left( (\sqrt{\alpha_1})^3 - \sqrt{\alpha_1} \right) \right] \cdot \sin \frac{\theta_a}{2} \sin \frac{\theta_b}{2} \cos \theta_m \cos(\omega_{IF} t) \quad (10)$$

观察式(10)可知，BPD 输出的中频信号中只有基频分量，IMD3 被完全抑制，这样就在信号变频的同时优化了系统的线性度，从而提高了系统的动态范围。

最终可得该变频系统的变频增益为

$$G = \frac{P_{IF}}{P_{RF}} = \frac{1}{16} \mu^2 \eta^2 E_0^4 \left( \frac{\pi}{V_{\pi}} \right)^2 \left( (\sqrt{\alpha_1})^3 - \sqrt{\alpha_1} \right)^2 \cdot m_{LO}^2 \left( \sin \frac{\theta_a}{2} \sin \frac{\theta_b}{2} \cos \theta_m \right)^2 \quad (11)$$

由式(11)可得，在完全抑制 IMD3 的同时，若选择恰当的衰减系数，输出中频信号的基频分量可以

取得最大值, 进而得到最大的变频增益。此时需要满足以下条件。

$$\alpha_1 = \frac{1}{3} \text{ 且 } \begin{cases} \theta_a = (2k_1 + 1)\pi \\ \theta_b = (2k_2 + 1)\pi \\ \theta_m = k_3\pi \end{cases} \quad (12)$$

其中,  $k_1, k_2, k_3 = 1, 2, 3 \dots$ 。经计算可得, 当 2 个电衰减器的衰减量分别为 4.77 dB 和 14.31 dB (实际中可用 5 dB 和 15 dB 固定衰减代替), 且 X-DPMZM 和 X-DPMZM 的 4 个子调制器和 2 个主调制器均工作在最小点时, 该变频系统可以得到最大的变频增益。

### 3 仿真实验

本文仿真基于 VPI Transmission Maker 软件实现。为了更直观地对比说明本文方案抑制 IMD3 分量、提高动态范围 (或优化线性度) 的优势, 本文采用基于单个 DPMZM、不加衰减器的常规微波光子混频链路作为对比方案, 其结构如图 2 所示。优化前与优化后的系统参数设置如表 2 所示。

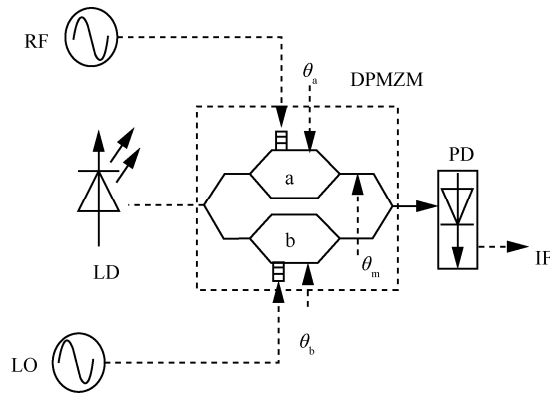


图 2 对比方案结构示意图

表 2 不同方案的系统参数设置

参数	对比方案	本文方案
激光器功率/dBm	16	16
激光器 RIN/(dB·Hz <sup>-1</sup> )	-155	-155
激光器线宽/MHz	1	1
调制器个数/个	1	2
调制器半波电压/V	3.5	3.5
调制器差损/dB	4	4
调制器工作点	最小点 (3 个)	最小点 (6 个)
电衰减器/dB	无	4.77、14.31
PD 响应度/(A·W <sup>-1</sup> )	0.75	0.75

仿真中采用频率为 6.5 GHz 和 6.55 GHz 的双音信号作为系统的输入 RF 信号, 采用频率为 6 GHz 的单频信号作为 LO 信号。当输入 RF 信号功率达到一定值时, 系统终端输出频谱中会出现频率为 0.45 GHz 和 0.6 GHz 的 IMD3 分量。

根据式(10)可知, 系统输出的中频信号大小与 LO 信号功率有关, 因此, 合适的 LO 信号功率值有助于提高系统的变频增益。图 3 给出了输入 RF 信号功率分别为 0、5 dBm 和 10 dBm 时, 系统输出的 IF 信号功率随输入 LO 信号功率的变化情况。可以发现, 当 LO 信号功率为 14 dBm 时, 系统输出的 IF 信号功率最大, 而当输入 LO 信号功率大于 14 dBm 时, 输出 IF 信号功率出现下降趋势。这是因为当输入 RF 信号功率一定时, 过大的 LO 信号功率加剧了系统的非线性失真现象, 各阶交调分量相继出现, 导致输出的 IF 信号 (基频分量) 减小。因此, 为了确保系统增益最大, 后面的仿真中都将 LO 信号功率设置为 14 dBm。

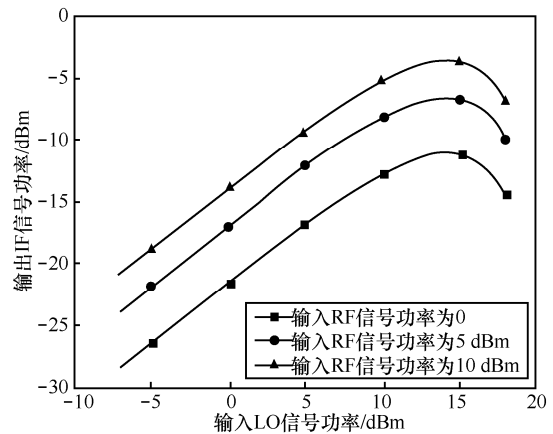


图 3 系统输出 IF 信号功率随输入 LO 信号功率变化情况

在对比方案中, 当输入 RF 信号的功率为 0, 本振信号功率为 14 dBm 时, 光电探测后恢复的电信号频谱如图 4(a)所示, 可以看到, 基频和 IMD3 的功率分别为 -30 dBm 和 -71.3 dBm, IMD3 分量较大, 信号失真较明显。

输入 RF 信号功率为 0 时, 本文方案系统输出频谱如图 4(b)所示。可以发现, 基频分量和 IMD3 同时降低, 分别为 -45.3 dBm 和 -102.4 dBm, 此时进行优化前后的对比有失公平, 难以说明优化效果。为了设置输出基频功率相同 (都为 -30 dBm), 公平地进行对比, 需要增加输入系统的 RF 信号功率。在本文方案中, 将 2 个 DPMZM 并联使用, 结合

式(12)给出的三阶交调失真抑制及链路增益最大化条件，选择合适的电衰减量和调制器偏置点后，BPD 恢复出的电信号频谱如图 4(c)所示。经过测试，在输入 RF 信号功率为 13 dBm、本振功率不变时，能够得到与对比方案功率相等的输出基频信号。此时，输出的 IMD3 分量功率为 -93.5 dBm，与对比方案相比，IMD3 被抑制了 22.2 dB。

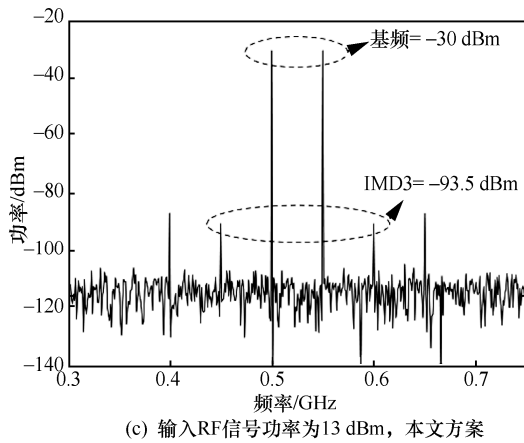
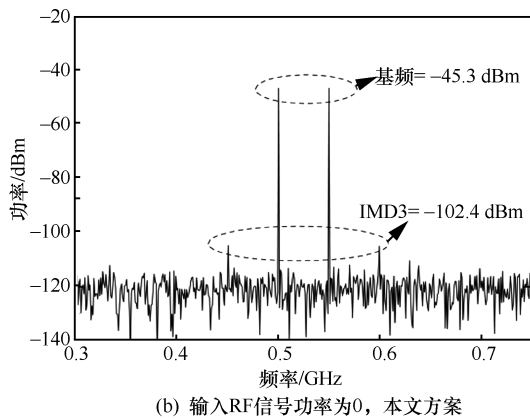
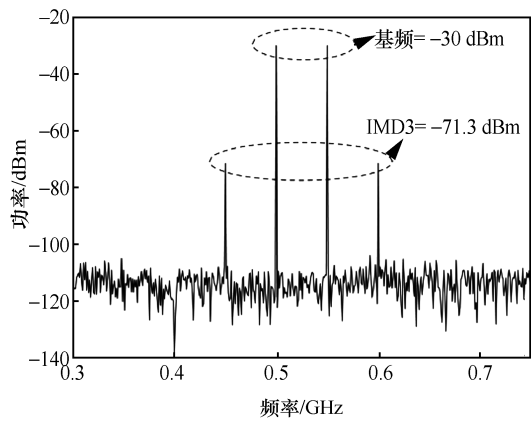


图 4 系统输出的双音信号频谱

接下来，测试 2 种方案的 SFDR 水平。实验中改变输入 RF 信号功率，并测量终端输出的基

频、IMD3 及底噪，绘制曲线如图 5 所示。对比方案和本文方案的 SFDR 分别为  $110.1 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{\frac{2}{3}}$  和  $127.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{\frac{4}{5}}$ 。相比于对比方案，本文方案使混频系统的 SFDR 提高了 17.7 dB。与文献[13, 15]相比，本文方案的 SFDR 分别有 12.8 dB 和 23.1 dB 的提高，因此，实验验证了本文方案在 IMD3 分量抑制和动态范围提高方面的有效性。

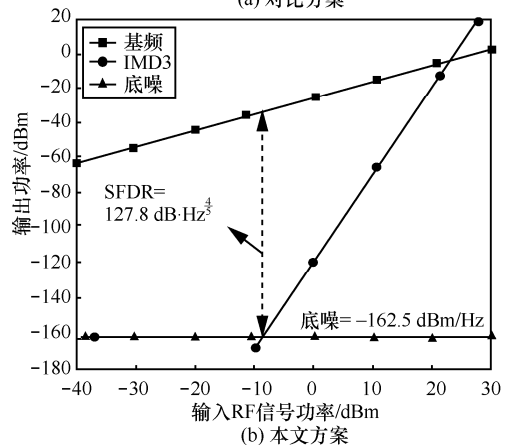
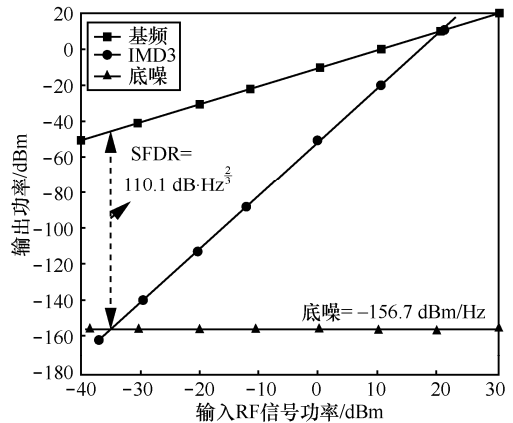


图 5 系统 SFDR 测量结果

观察图 5(a)和图 5(b)可以发现，本文方案的链路增益比对比方案低，这主要是因为本文方案中使用了 2 个 DPMZM，使整体链路的光损耗较大，同时，电衰减器和 BPD 的使用也在一定程度上减小了系统最终输出的信号功率。实际操作中，该问题可以通过在 PD 前端加光放大器进行功率补偿解决。另外，本文方案底噪比对比方案有所下降，这是因为 BPD 抑制了系统中的共模噪声（如激光器的相对强度噪声）。总体来看，在本文方案中，通过选择合适的电衰减量组合形式和使用 BPD，能够在抵消输出信号的 IMD3 分量的同时，保证链路增益最大、系统底噪降低，进而使系统动态范围提高。

为了进一步研究本文方案在实际通信系统中的应用,下面用宽带矢量信号进行仿真测试。设置矢量信号中心频率为 6.5 GHz, 带宽为 150 MHz, 调制格式为 16QAM。RF 和 LO 信号功率不变, 分别观察优化前后的输出频谱情况。由图 6(a)可知, 对比方案中射频输入功率为 0 会造成严重的信号失真; 由图 6(b)可知, 本文方案在射频输入功率为 13 dBm 时, 信号失真情况有较大改善。

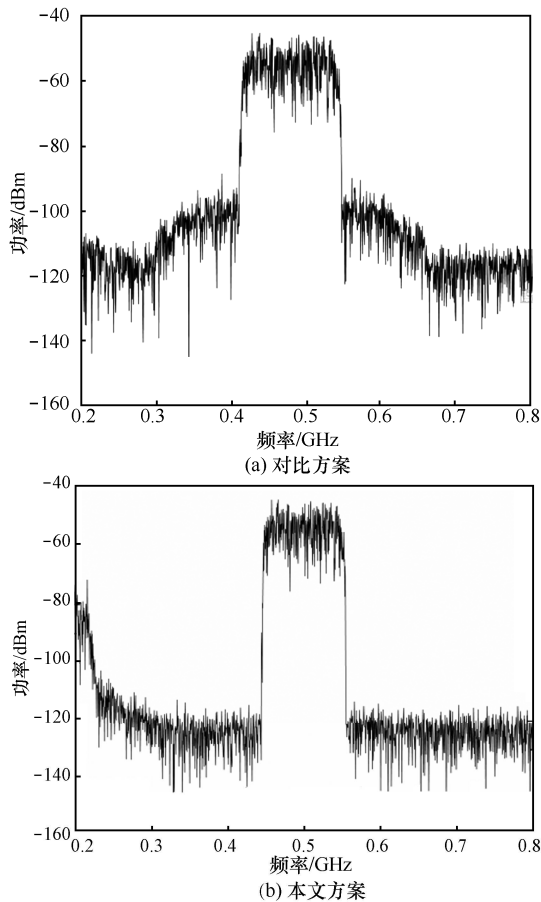


图 6 系统输出的宽带信号频谱

图 7 给出了不同方案中, 输入 RF 信号功率在 -40~23 dBm 变化时的误差向量幅度 (EVM, error vector magnitude) 情况。当输入 RF 信号功率较小时, 系统噪声的影响比非线性影响大, 此时系统的 EVM 等性能主要受噪声影响; 当输入 RF 信号功率较大时, 系统的非线性影响明显超过噪声, 此时 EVM 主要受非线性的影响。如图 7 所示, 当输入 RF 信号功率比较小时, 虽然优化后系统的噪声降低, 但是信号损耗更大, 信噪比降低, 所以本文方案的 EVM 略微差于对比方案, 例如, 当输入 RF 信号功率为 -30 dBm 时, 对比方案和本文方案的

EVM 分别为 1.7%和 5.6%。但是当输入 RF 信号功率比较大时, EVM 性能主要受非线性影响, 经过本文方案的线性度优化以后, 系统的 EVM 相比对比方案明显降低, 例如, 当输入 RF 信号功率为 15 dBm 时, 对比方案和本文方案的 EVM 分别为 20%和 1.3%。

图 8 给出了输入 RF 信号功率分别为 -30 dBm 和 15 dBm 时不同方案的星座图。从图 8(a)和图 8(b)可以看出, 在输入 RF 信号功率为 -30 dBm 时, 本文方案 EVM 虽然有所降低, 但是星座点只是均匀外扩分布, 并没有出现畸变, 这说明, 此时的 EVM 变化是由于噪声引起的。而输入 RF 信号功率为 15 dBm 时, 由于非线性的影响, 图 8(c)所示的对比方案输出星座图出现了有规律的畸变, 经过本文方案的线性度优化以后, EVM 大幅改善, 如图 8(d)所示, 这主要是因为 IMD3 分量被抑制。实验表明, 宽带矢量信号经过本文方案的系统后, 失真情况和 EVM 性能得到了改善。

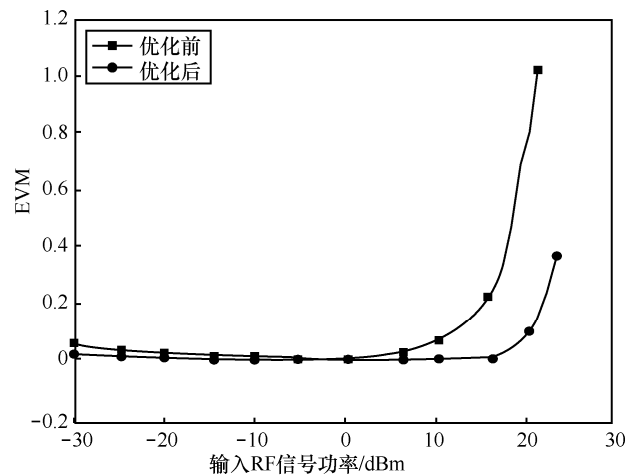


图 7 不同方案中系统 EVM 随输入 RF 信号功率变化情况

#### 4 结束语

本文提出并研究了一种基于并联 DPMZM 的大动态范围微波光子混频系统。利用 DPMZM 实现 RF 和 LO 信号的并行调制, 通过配置并行两路的电光调制指数及调制器的工作点, 能够在输出的中频信号中大幅度抵消 IMD3 分量。借助双音信号和宽带矢量信号测试验证了方案优化效果, 仿真结果表明, 本文方案能够实现 17.7 dB 的 IMD3 抑制, 系统 SFDR 达到  $127.8 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{\frac{4}{5}}$ 。该微波光子混频系统具有结构简单、大带宽、高动态范围的优点, 因此

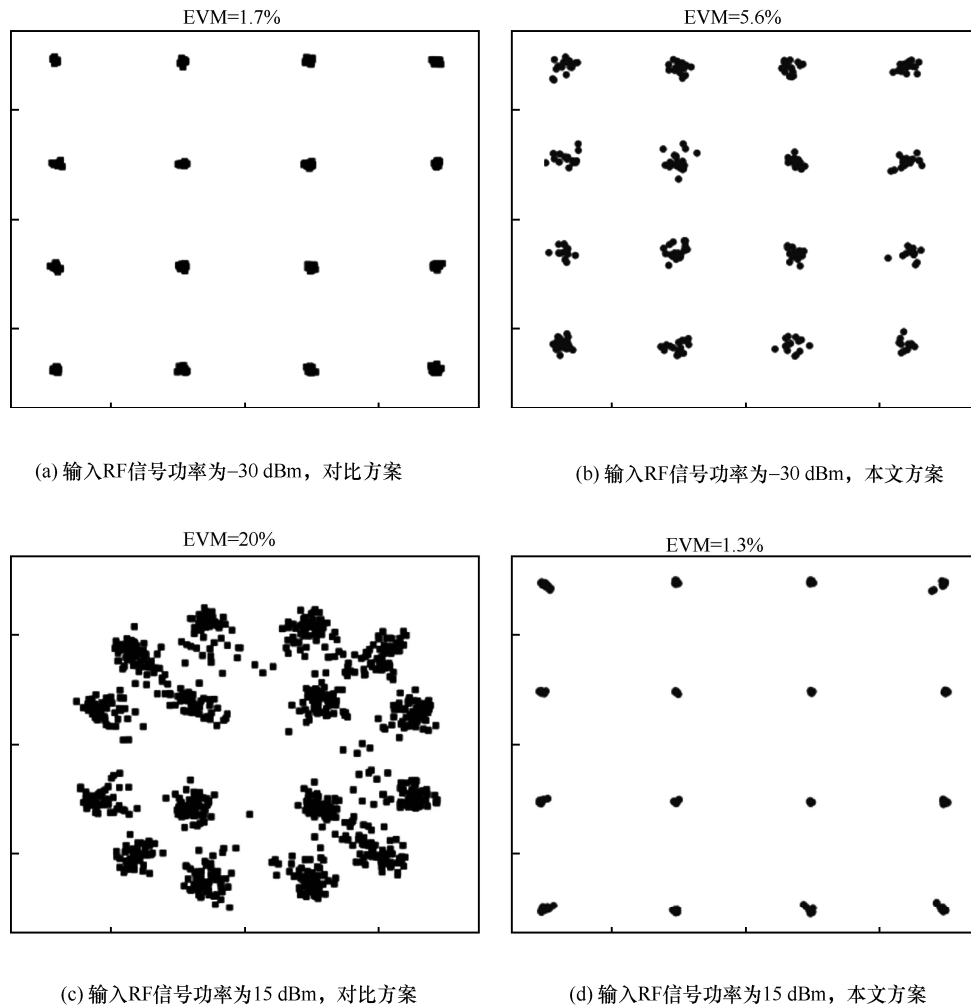


图 8 系统输出的星座图

在超宽带雷达、多频段卫星、宽带无线通信、电子战等系统的射频接收机中，极具应用潜力。

### 参考文献：

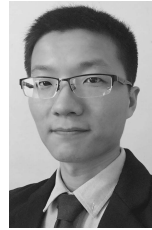
- [1] WINKLER S A, WU K, STELZER A. Integrated receiver based on a high-order subharmonic self-oscillating mixer[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2007, 55(6): 1398-1404.
- [2] CHOI C, KWON K, NAM I, et al. A 370 mu W CMOS MedRadio receiver front-end with inverter-based complementary switching mixer[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016, 26(1): 73-75.
- [3] DONGFANG P, ZONGMING D, LU H, et al. Design of high-linearity 75-90 GHz CMOS down-conversion mixer for automotive radar[J]. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2018, 97(2): 313-322.
- [4] JEON Y, BANG S. Front-End Module of 18-40 GHz ultra-wideband receiver for electronic warfare system[J]. *Journal of Electromagnetic Engineering & Science*, 2018, 18(3): 188-198.
- [5] 魏萍. 超宽带微波混频器的研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2008.
- [6] WEI P. Research on ultra-wideband microwave mixer[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology, 2008.
- [7] WU C, WANG Y, NIKOLI B, et al. An interference-resilient wideband mixer-first receiver with LO leakage suppression and I/Q correlated orthogonal calibration[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2016, 64(4): 1088-1101.
- [8] 柯熙政, 邓莉君. 无线光通信[M]. 北京: 科学出版社, 2016.
- [9] KE X Z, DENG L J. *Wireless optical communication*[M]. Beijing: Science Press, 2016.
- [10] FU X, CUI C, CHAN S C. Optically injected semiconductor laser for photonic microwave frequency mixing in radio-over-fiber[J]. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2010, 24(7): 849-860.
- [11] LIU Y, QI X, XIE L. Dual-beam optically injected semiconductor laser for radio-over-fiber downlink transmission with tunable microwave subcarrier frequency[J]. *Optics Communications*, 2013, 292: 117-122.
- [12] 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.
- [13] PAN Y, YAN L, CHEN Z, et al. Adaptive linearized microwave downconversion utilizing a single dual-electrode Mach-Zehnder modulator[J]. *Optics Letters*, 2015, 40(11): 2649-2652.

- [12] CUI Y, DAI Y, XU K, et al. Highly linear downconverting microwave photonic link based on digital post-processing[C]//2015 14th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOCN). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-3.
- [13] PALOI F, HAXHA S, MIRZA T N, et al. Microwave photonic down-conversion with improved conversion efficiency and SFDR[J]. IEEE Access, 2018, 6: 8089-8097.
- [14] 张钧凯, 张进, 赵彪, 等. 基于五阶交调抑制的大动态微波光子下变频链路[J]. 空军预警学院学报, 2018, 32(6): 407-410.  
ZHANG J K, ZHANG J, ZHAO B, et al. High dynamic microwave photon down-conversion link based on fifth-order intermodulation suppression[J]. Journal of Air Force Early Warning Academy, 2018, 32(6): 407-410.
- [15] LI G, SHANG T, ZHANG Y, et al. SFDR and gain enhancement in photonic downconversion link by linearization and full spectrum utilization[J]. Applied Optics, 2019, 58(3): 579-587.
- [16] XU L. Frequency down-conversion using photodiode sampling[C]//2016 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics. Piscataway: IEEE Press, 2016: 114-117.
- [17] CHENG C, HUANG B, MAO X, et al. Frequency conversion with nonlinear graphene photodetectors[J]. Nanoscale, 2017, 9(12): 4082-4089.
- [18] ZOU X, ZHANG S, WANG H, et al. Microwave photonic harmonic down-conversion based on cascaded four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(1): 1-8.
- [19] LEE S H, KIM H J, SONG J I. Broadband photonic single sideband frequency up-converter based on the cross-polarization modulation effect in a semiconductor optical amplifier for radio-over-fiber systems[J]. Optics Express, 2014, 22(1): 183-192.
- [20] CHRISTIAN B, RAMPONE T, SHARAIHA A. Performances of a photonic microwave mixer based on cross-gain modulation in a semiconductor optical amplifier[J]. Journal of Lightwave Technology, 2011, 29(16): 2402-2409.
- [21] JIANG W, TAN Q, QIN W, et al. A linearization analog photonic link with high third-order intermodulation distortion suppression based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(3): 1-8.
- [22] LI S, ZHENG X, ZHANG H, et al. Highly linear radio-over-fiber system incorporating a single-drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(24): 1775-1777.
- [23] ZHU D, CHEN J, PAN S. Multi-octave linearized analog photonic link based on a polarization-multiplexing dual-parallel Mach-Zehnder

modulator[J]. Optics Express, 2016, 24(10): 11009-11016.

- [24] TAN Q, GAO Y, FAN Y, et al. Multi-octave analog photonic link with improved second- and third-order SFDRs[J]. Optics Communications, 2018, 410: 685-689.

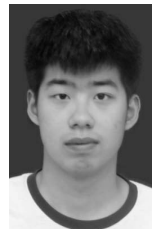
#### [作者简介]



高永胜 (1989- ), 男, 河南漯河人, 西北工业大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为微波光子信号处理、光载射频通信、光纤通信、微波光子雷达等。



史芳静 (1995- ), 女, 陕西咸阳人, 西北工业大学博士生, 主要研究方向为微波光子信号处理、光载射频通信等。



谭佳俊 (1999- ), 男, 湖北咸宁人, 西北工业大学硕士生, 主要研究方向为微波光子信号处理。



樊养余 (1960- ), 男, 陕西蓝田人, 博士, 西北工业大学教授、博士生导师, 主要研究方向为虚拟现实技术、数字信号处理理论与应用、无线光通信技术、人工智能、目标检测与识别、信息隐藏等。