

# 基于平衡探测的微波光子链路线性化分析

赵峰\*, 蔡卫童, 张龙龙, 芦雨, 武申申

西安邮电大学工程学院, 陕西 西安 710121

**摘要** 通过抑制微波光子链路中的非线性失真因子可以提高 MPL 的带宽和无杂散动态范围(SFDR)。提出了一种基于双电极马赫-曾德尔调制器和平衡探测的线性化方案,该方案结合了相位控制,优化偏置电压以及平衡探测技术,理论分析结果显示,系统可消除二阶谐波失真(HD2),抑制三阶交调失真(IMD3)和五阶交调失真(IMD5)。利用 OptiSystem 软件进行了仿真分析,结果显示:二阶交调失真和 HD2 被完全消除,IMD3 和 IMD5 被抑制在基底噪声以下,其中,IMD3 被抑制约 45.76 dB,三阶 SFDR 达到  $114 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ ,五阶 SFDR 达到  $137.97 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$ 。

**关键词** 探测器;平衡探测;线性化方法;三阶交调失真;二阶交调失真;二阶谐波失真

中图分类号 TN929.11

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.1104001

## Linearization Analysis of Microwave Photonic Link Based on Balanced Detection

Zhao Feng\*, Cai Weitong, Zhang Longlong, Lu Yu, Wu Shenshen

School of Electronic Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications,  
Xi'an, Shaanxi 710121, China

**Abstract** The bandwidth and spurious-free dynamic range (SFDR) of the microwave photonic link can be improved by suppressing the nonlinear distortion factor in the microwave photonic link. A linearization scheme based on double-electrode Mach-Zehnder modulator and balanced detection is proposed. This scheme combines phase control, optimized bias voltage, and balanced detection techniques. Theoretical analysis results show that the proposed system can eliminate second-order harmonic distortion (HD2), as well as suppress third-order inter-modulation distortion (IMD3) and fifth-order inter-modulation distortion (IMD5). Simulation analysis carried out on OptiSystem programming environment shows that the second-order inter-modulation distortion and HD2 are completely eliminated, and IMD3 and IMD5 are mainly suppressed under the background noise. Among them, the IMD3 is suppressed by about 45.76 dB, the third-order SFDR reaches  $114 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ , and the fifth-order SFDR reaches  $137.97 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$ .

**Key words** detectors; balanced detection; linearization method; third-order inter-modulation distortion; second-order inter-modulation distortion; second-order harmonic distortion

**OCIS codes** 040.1880; 060.2360; 230.4110; 060.4370

## 1 引 言

微波光子学是研究微波与光信号相互作用的跨学科领域,被应用于宽带无线接入网、传感器网络、雷达、卫星通信、仪器仪表和作战系统等领域<sup>[1]</sup>。微波光子链路(MPL)由于具有大容量、宽带宽、低损耗、低成本以及强大的抗电磁干扰能力,日益成为研究热点<sup>[2-4]</sup>。在 MPL 中,无杂散动态范围(SFDR)是衡量系统性能的重要参数。而 SFDR 主要受到

交调失真(IMD)的限制。在一般的单倍频系统中,三阶交调失真(IMD3)和五阶交调失真(IMD5)是重要的非线性项,由于 IMD3 和 IMD5 在频谱上与信号项很接近,很难用滤波器滤除。在多倍频系统中,二阶谐波失真(HD2)幅度往往大于 IMD3,因此,HD2 将取代 IMD3 成为链路中主要非线性。IMD3、IMD5 和二阶非线性失真均是 MPL 中需要消除的非线性失真。

为了消除 MPL 中的非线性失真,提升链路

收稿日期: 2019-06-13; 修回日期: 2019-06-27; 录用日期: 2019-07-08

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(61875164)

\* E-mail: hfengzhao@126.com

SFDR,不同的线性化方案被提出。例如,使用两个不同波长的激光器<sup>[5-8]</sup>、预失真技术<sup>[9-10]</sup>、双并联马赫-曾德尔调制器(DPMZM)<sup>[11-13]</sup>、马赫-曾德尔强度调制器<sup>[14]</sup>、并联双电极马赫-曾德尔调制器(DEMZM)<sup>[15]</sup>、Sagnac环<sup>[16]</sup>、光纤布拉格光栅(FBG)<sup>[17]</sup>、偏振调制器<sup>[18-19]</sup>以及平衡探测<sup>[20]</sup>等方案。预失真技术是电域中使用较多的线性化技术,要设计出相应的预失真电路就必须提前知道系统中占主导地位的失真阶数,而且当链路中IMD3被抑制后,IMD5将成为链路的主导失真,因此电路的实现较为复杂,随着模数转换器和数字信号处理器的增加,系统的复杂度和成本也随之升高。

在文献[11]中,由于上下两个马赫-曾德尔调制器(MZM)产生的IMD3具有相反的相位和相等的幅度,通过优化单驱动双并联调制器的3个偏置点,系统的IMD3得到了抑制。但是当射频(RF)调制深度很大时,随着高阶光学边带的增加,仍然会引入IMD3。由于没有考虑所有的光学边带,IMD3的抑制受到了限制。文献[14]与此方法的局限性类似。文献[12]通过合理地调整两个微波驱动信号和优化DPMZM的直流偏置电压,完全消除了IMD3。但是较多的电信号相位控制,增加了链路的复杂度。文献[13]使用3个电移相器控制电信号的相位,微波信号在两个子MZM中进行对称的单边带调制。实验结果显示IMD3被抑制了约30dB。然而,平衡对称的单边带调制和精准的相位控制难以实现,大大降低了链路的稳定性。文献[17]通过适当地调节色散引起的相位偏移,可以抑制IMD3。但是,FBG和光纤链路空间分离降低了稳定性。

从已有的工作报道中可以看出,单独抑制IMD3的方法有很多,部分方案取得了较好的线性化效果,也有部分研究偶数阶谐波失真抑制的方案,但是,关于同时抑制IMD3和谐波失真的报道比较少。本文提出并仿真验证了一种基于DEMZM和平衡探测的方案,用于同时抑制IMD3、IMD5和二阶非线性失真。系统没有使用数字线性化技术和其他光学处理方法,该方案具有结构简单,链路稳定,易实现的优点。

## 2 基本原理

图1为所提线性化方案的原理图。该方案由一个激光器、两个微波信号源、一个移相器、两个DEMZM以及一个平衡探测器(BPD)组成,其中BPD由两个完全相同的光电探测器(PD)和一个差分放大器构成,为了实现两路光电流相减,需在级联的探测器两端施加反向偏压,使直流分量相互抵消而只保留调制信号。设 $E_m(t)$ 为每个DEMZM的入射光信号, $t$ 为时间。微波信号源产生的两个正弦电信号幅度为 $V_m$ ,频率分别为 $\omega_1$ 和 $\omega_2$ 。RF信号经过合波器到达电功分器,通过电功分器后分成两路信号,一路信号经过功分器后再次分为两路信号,分别加载到DEMZM1的上、下电极;另一路信号经过相移为 $\pi/2$ 的电移相器,经过功分器后分成两路信号,分别加载到DEMZM2的上、下电极。当RF信号的频率在合波器、电功分器、移相器、RF线缆的频段范围内,两个RF信号均可进行准确移相。设DEMZM的半波电压为 $V_\pi$ ,DEMZM1和DEMZM2的直流偏置为 $V_\pi/2$ 。

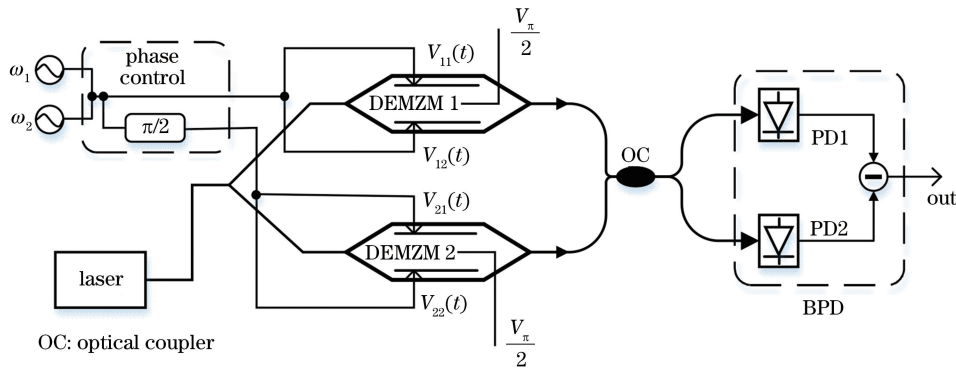


图1 基于双电极调制器和平衡探测MPL原理图

Fig. 1 Schematic of MPL based on dual-electrode modulator and balanced detection

入射到每个DEMZM的光载波 $E_m(t) = E_0 \cdot \exp(j\omega_c t)$ ,其中 $E_0$ 为光场强度, $\omega_c$ 为光载波的频率。加载到DEMZM两个电极上的直流电压和信

号电压分别为

$$V_{11}(t) = V_m [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] + \frac{V_\pi}{4}, \quad (1)$$

$$V_{12}(t) = V_m [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] - \frac{V_\pi}{4}. \quad (2)$$

DEMZM1 的输出光场表达式为

$$\begin{aligned} E_{\text{out1}}(t) &= \left\{ \left\{ \exp\left[j\pi \frac{V_{11}(t)}{V_\pi}\right] + \exp\left[j\pi \frac{V_{12}(t)}{V_\pi}\right] \right\} \right\} E_{\text{in}}(t) = \\ &\left\{ \exp\left[j\pi \frac{V_m}{V_\pi} \cos(\omega_1 t)\right] \exp\left[j\pi \frac{V_m}{V_\pi} \cos(\omega_2 t)\right] \exp\left(j \frac{\pi}{4}\right) + \right. \\ &\left. \exp\left[j\pi \frac{V_m}{V_\pi} \cos(\omega_1 t)\right] \exp\left[j\pi \frac{V_m}{V_\pi} \cos(\omega_2 t)\right] \exp\left(-j \frac{\pi}{4}\right) \right\} E_{\text{in}}(t) = \\ &\left\{ \exp[jm \cos(\omega_1 t)] \exp[j\pi m \cos(\omega_2 t)] \exp\left(j \frac{\pi}{4}\right) + \right. \\ &\left. \exp[jm \cos(\omega_1 t)] \exp[jm \cos(\omega_2 t)] \exp\left(-j \frac{\pi}{4}\right) \right\} E_{\text{in}}(t), \quad (3) \end{aligned}$$

式中:  $m$  为调制指数,  $m = \pi V_m / V_\pi$ 。同理, 加载到 DEMZM2 两个电极上的直流电压和信号电压为

$$V_{22}(t) = V_m \left[ \cos\left(\omega_1 t + \frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(\omega_2 t + \frac{\pi}{2}\right) \right] - \frac{V_\pi}{4}. \quad (5)$$

$$V_{21}(t) = V_m \left[ \cos\left(\omega_1 t + \frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(\omega_2 t + \frac{\pi}{2}\right) \right] + \frac{V_\pi}{4}, \quad (4)$$

假定 DEMZM2 和 DEMZM1 的性能参数一样。

DEMZM2 的输出光场表达式为

$$\begin{aligned} E_{\text{out2}}(t) &= \left\{ \exp\left[j\pi \frac{V_{21}(t)}{V_\pi}\right] + \exp\left[j\pi \frac{V_{22}(t)}{V_\pi}\right] \right\} E_{\text{in}}(t) = \\ &\left\{ \exp\left[-j\pi \frac{V_m}{V_\pi} \sin(\omega_1 t)\right] \exp\left[-j\pi \frac{V_m}{V_\pi} \sin(\omega_2 t)\right] \exp\left(j \frac{\pi}{4}\right) + \right. \\ &\left. \exp\left[-j\pi \frac{V_m}{V_\pi} \sin(\omega_1 t)\right] \exp\left[-j\pi \frac{V_m}{V_\pi} \sin(\omega_2 t)\right] \exp\left(-j \frac{\pi}{4}\right) \right\} E_{\text{in}}(t) = \\ &\left\{ \exp[-jm \sin(\omega_1 t)] \exp[-jm \sin(\omega_2 t)] \exp\left(j \frac{\pi}{4}\right) + \right. \\ &\left. \exp[-jm \sin(\omega_1 t)] \exp[-jm \sin(\omega_2 t)] \exp\left(-j \frac{\pi}{4}\right) \right\} E_{\text{in}}(t). \quad (6) \end{aligned}$$

由 DEMZM1 和 DEMZM2 输出的光信号经光纤耦合器后分别到达 PD1 和 PD2, 输入 PD1 和 PD2 的光信号分别可以表示为

$$E_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ E_{\text{out1}}(t) + E_{\text{out2}}(t) \exp\left(j \frac{\pi}{2}\right) \right], \quad (7)$$

$$E_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ E_{\text{out1}}(t) \exp\left(j \frac{\pi}{2}\right) + E_{\text{out2}}(t) \right]. \quad (8)$$

根据 PD 平方检测律, 输出的光电流可以表示为  $i_{\text{PD}}(t) = \Re E E^*$ , 其中  $\Re$  为 PD 的响应度,  $E$  为输

入 PD 的光信号,  $E^*$  为  $E$  的共轭。因此经过 PD1、PD2 后(此处设定两个 PD 的响应度相同), 得到的光电流为

$$i_{\text{PD1}}(t) = \Re E_3 E_3^*, \quad (9)$$

$$i_{\text{PD2}}(t) = \Re E_4 E_4^*, \quad (10)$$

式中:  $E_3^*$ 、 $E_4^*$  分别为  $E_3$ 、 $E_4$  的共轭。

由于两个 PD 处于级联状态, 因此 BPD 的输出光电流  $I_{\text{BPD}}$  为两个 PD 输出光电流的差。对  $I_{\text{BPD}}$  使用泰勒级数展开到 3 阶,  $I_{\text{BPD}}$  数学表达式为

$$\begin{aligned} I_{\text{BPD}} = i_{\text{PD1}}(t) - i_{\text{PD2}}(t) &= \Re |E_{\text{in}}(t)|^2 \left\{ (4m + m^3) [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] + \right. \\ &\left. (4m - m^3) [\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)] + \frac{4}{3} m^3 [\sin(3\omega_1 t) + \sin(3\omega_2 t)] + \right. \end{aligned}$$

$$\frac{2}{3}m^3[\cos(3\omega_1 t) + \cos(3\omega_2 t)] + m^3[\sin(\omega_1 t + 2\omega_2 t) + \sin(2\omega_2 t - \omega_1 t) - \cos(2\omega_2 t + \omega_1 t) + \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t) + \sin(2\omega_1 t + \omega_2 t) + \sin(2\omega_1 t - \omega_2 t) - \cos(2\omega_1 t + \omega_2 t) + \cos(2\omega_1 t - \omega_2 t)] + O(m^4) \quad (11)$$

从(11)式中可以看出,IMD3 的频率  $2\omega_1 - \omega_2$  和  $2\omega_2 - \omega_1$  依然存在,但 IMD3 的系数  $m^3$  已经比较小;IMD2 的频率  $\omega_1 + \omega_2$  和  $\omega_2 - \omega_1$  被完全消除;HD2 的频率  $2\omega_1$  和  $2\omega_2$  同样被完全消除。因此,提出的线性化方法可以完全消除二阶非线性失真和抑制 IMD3。此外,使用相位控制和正交偏置的方法可以将 IMD3 和 IMD5 抑制在噪声以下。

### 3 仿真结果与分析

基于图 1 所示的装置进行仿真,使用加拿大 Optiwave 公司的 OptiSystem 仿真软件。仿真中主要设备的参数如下:连续波(CW)激光器的波长为 1552.5 nm,光载波频率为 193.1 THz,线宽为 10 MHz,输出功率为 16 dBm;加载到双电极调制器上的 RF 信号频率分别为 9 GHz 和 9.5 GHz;链路阻抗为 50  $\Omega$ ;BPD 两个子光电探测器 PD1 和 PD2

的响应度均为  $1 \text{ A} \cdot \text{W}^{-1}$ ;两个 DEMZM 的半波电压均为 4 V,上路的偏置电压为 1 V 和  $-1 \text{ V}$ ,下路的偏置电压与上路相同。仿真链路中的双电极调制器采用铌酸锂(LiNb)调制器,PD 采用 PIN PD,P 和 N 分别代表高掺杂的 P 区和 N 区,I 代表本征区,本征区在 P 区与 N 区中间。

为了方便对比分析,同时进行了两种方案仿真。仿真模型如图 2、3 所示,传统的 MPL 和提出的 MPL 有着相同的输入信号功率(16 dBm)和光载波频率(193.1 THz),不同之处在于传统的 MPL 中没有相位控制与平衡探测。

图 4(a)、(b)分别为两种方案在 PD 拍频后的频谱。图 4(a)所示传统链路中 IMD3 分量很大,图中的载干比(CIR)为 21.3 dB。所提方案的 IMD3 为  $-88.36 \text{ dBm}$ ,CIR 为 56.26 dB,与传统方案相比,提高了 34.96 dB。此外,对比图 4(a)和图 4(b)可以发

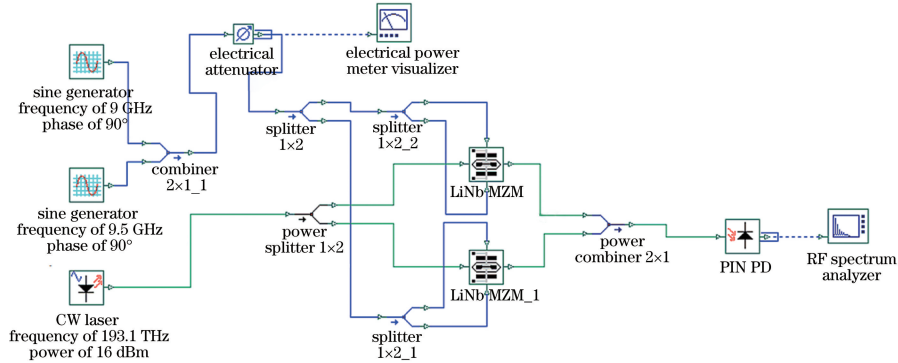


图 2 传统 MPL 仿真模型

Fig. 2 Simulation model of conventional MPL

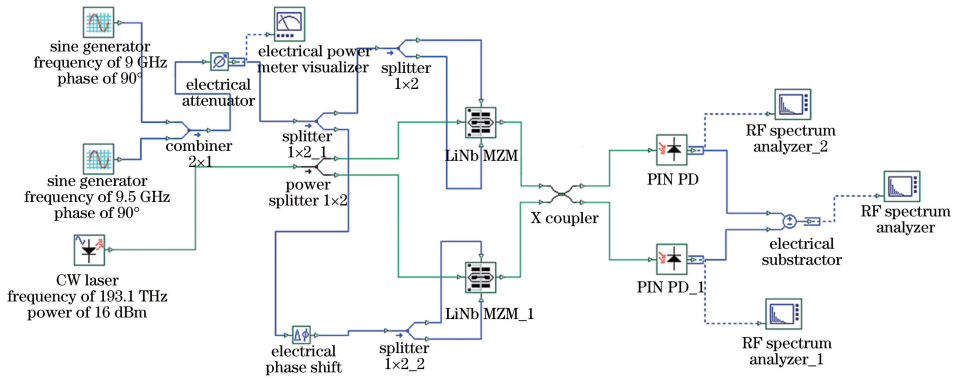


图 3 提出的线性化 MPL 仿真模型

Fig. 3 Simulation model of proposed linearized MPL

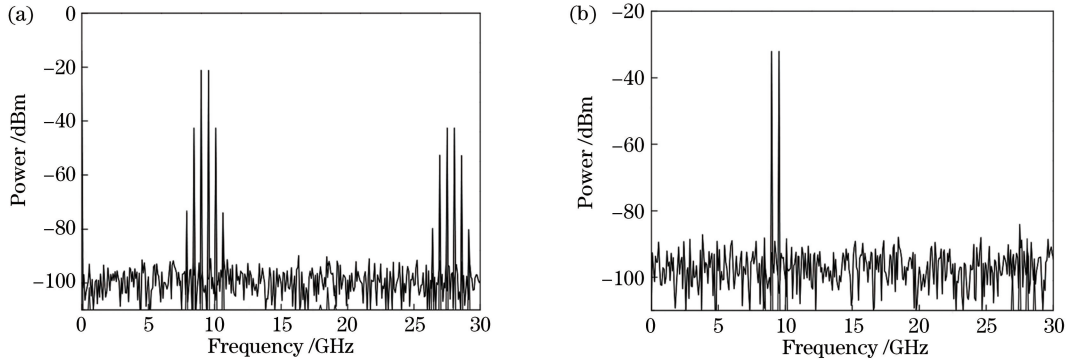


图 4 链路输出 RF 频谱图。(a) 传统正交偏置 MZM;(b)提出的线性化 DEMZM 方案  
Fig. 4 RF frequency spectra of the link output. (a) Conventional quadrature biased MZM;  
(b) proposed linearized DEMZM scheme

现,不仅 IMD3 被抑制在噪声以下,IMD5 和高阶非线性失真也被抑制在噪声以下,线性化效果比较好。

PD1 拍频后的频谱和 BPD 拍频后的频谱分别如图 5(a)、(b)所示。通过对比图 5(a)和(b)发现,

单路 PD 时,非线性失真已得到了较好的抑制。BPD 输出时,基波信号的功率获得 6 dB 提升,这是由于 BPD 的基波幅度为单路 PD 的 2 倍,因此功率获得了一定提升。

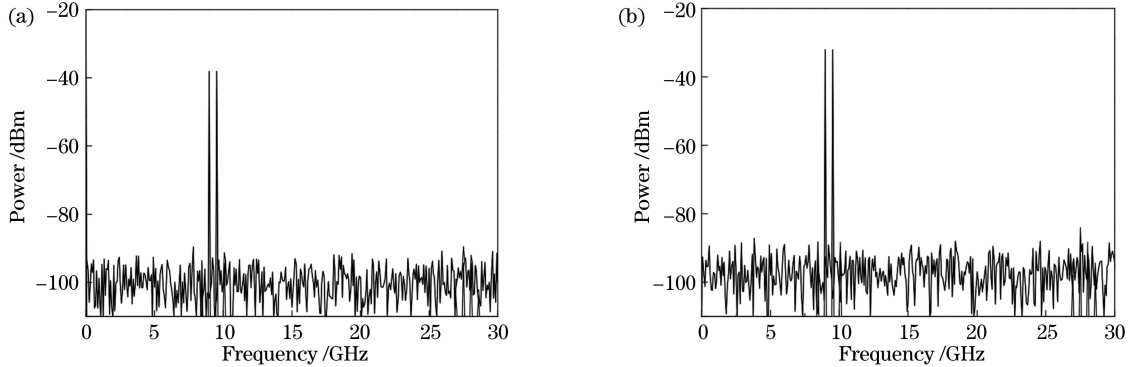


图 5 线性化链路输出频谱图。(a) PD1 后的输出频谱;(b) BPD 拍频后的输出频谱  
Fig. 5 Output frequency spectra of linearized link. (a) Output frequency spectrum after PD1;  
(b) output frequency spectrum after BPD beat

在之前文献报道的线性化 MPL 中,频率的可调谐性受到频率相关设备的限制,例如,光学滤波器、色散光纤或数字信号处理器。在提出的线性化 MPL 中,调制器、BPD 和光耦合器等主要设备工作频率范围较宽。因此,预测了良好的频率可调谐性。为验证此功能,在仿真链路中将 RF 频率  $\omega_1$  与  $\omega_2$  分别改变为 4 GHz 与 5 GHz,10 GHz 与 11 GHz,20 GHz 与 21 GHz。部分结果如图 6 所示,从图中可以看出,当微波信号的频率与频率之间的间隔发生改变时,仍然可以将 IMD3 和 IMD5 抑制在噪声以下,同时二阶非线性失真被消除。仿真结果与预测的良好的频率可调谐性一致,证明了提出的线性化链路在不同的 RF 频率下,仍然具备良好的线性化能力。

图 7 为提出的线性化链路的三阶 SFDR

(SFDR<sub>3</sub>)和五阶 SFDR(SFDR<sub>5</sub>),圆形、方形和三角形分别表基波信号、IMD3 和 IMD5。从图中可以看出,SFDR 受到 IMD3 和 IMD5 的限制,链路的主要噪声为热噪声,为  $-174 \text{ dBm} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。SFDR<sub>3</sub> 达到了  $114 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ 。SFDR<sub>5</sub> 达到了  $137.97 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$ 。

图 8 为 PD1 拍频后的 SFDR 图。从图中可以看出,SFDR<sub>3</sub> 达到了  $109.75 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ ,相比于传统的线性化方案,提升了 7.75 dB。SFDR<sub>5</sub> 达到了  $133.14 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$ 。

图 8 中所示的链路增益  $G = -54.05 \text{ dB}$ ,NF 为 53.7 dB。图 7 中所示的  $G = -48.03 \text{ dB}$ ,NF 为 47.6 dB。对比图 8 与图 7 可知,BPD 输出信号的  $G$  增加了 6.02 dB,NF 降低了 6.1 dB,同时 SFDR<sub>3</sub> 和 SFDR<sub>5</sub> 获得了提升。NF 降低了 6.1 dB,这是因为平衡探测系统降低了一部分系统噪声,从而使 NF

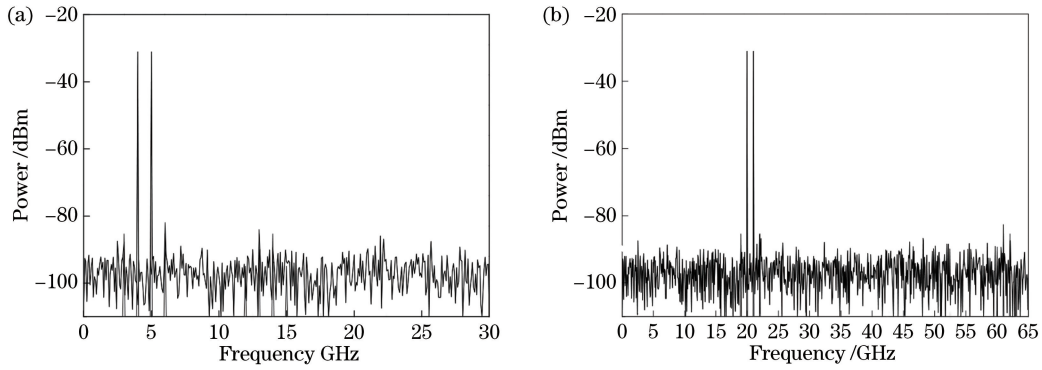


图 6 不同微波频率下的输出频谱图。(a) 4 GHz 与 5 GHz;(b) 20 GHz 与 21 GHz

Fig. 6 Output frequency spectra under different microwave frequencies. (a) 4 GHz and 5 GHz;  
(b) 20 GHz and 21 GHz

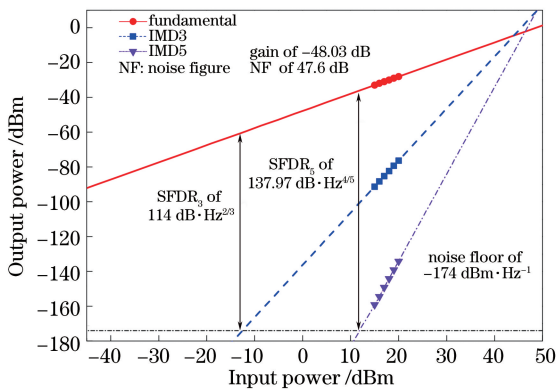


图 7 测量得到的所提线性化链路的 SFDR<sub>3</sub> 和 SFDR<sub>5</sub>  
Fig. 7 Measured SFDR<sub>3</sub> and SFDR<sub>5</sub> of proposed linearized link

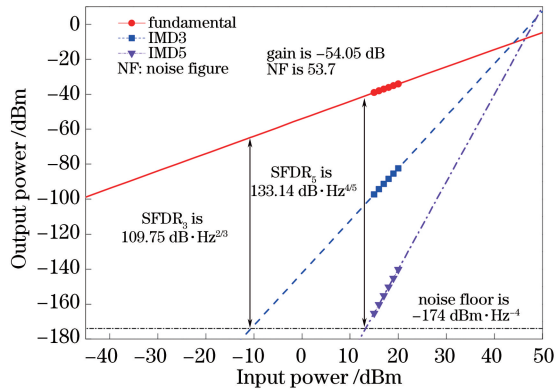


图 8 PD1 拍频后的 SFDR<sub>3</sub> 和 SFDR<sub>5</sub>

Fig. 8 SFDR<sub>3</sub> and SFDR<sub>5</sub> after beat frequency of PD1

降低。由于基波功率的提升和部分系统噪声的抑制,BPD 后的输出信号使得 SFDR 获得了较大的提升。

## 4 结 论

为改善 MPL 的动态范围,提出了一种改进型方案,并且仿真验证了可以同时抑制 IMD3、IMD5

和消除二阶非线性失真的线性化方案。理论推导和仿真表明,当微波信号经过相位控制后分别被加载到两个 DEMZM 上,DEMZM1 和 DEMZM2 的上、下偏置均为 1 V、-1 V 时,通过 BPD 进行探测,IMD3 和 IMD5 被有效抑制,二阶失真分量同时被消除,使得调制器适用于多倍频宽带链路。为验证频率的可调谐性,在不同 RF 频率和不同频率间隔下进行仿真,并得出所提链路仍然具有良好的线性化能力的结论。此外,通过对比单路 PD 和 BPD 后的频谱图,可以发现 BPD 拍频后,功率获得了提升;通过对比两者的 SFDR 图,可以发现 BPD 拍频后的链路增益增加了 6.02 dB,NF 降低了 6.1 dB,SFDR 获得了提升。此结果证明:通过适当提升链路增益、降低噪声因数,可以提升链路的 SFDR。提出的线性化链路虽然将 IMD3 和 IMD5 抑制在噪声以下,但是并没有完全消除,如何完全消除 IMD3 和 IMD5 等阶非线性失真,同时抑制偶数阶非线性失真,有待于进一步研究。

## 参 考 文 献

- [1] Yao J P. Microwave photonics [J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 314-335.
- [2] Chen H, Zou X H, Yu G, *et al.* Experimental study on linearity of microwave photonic link with direct modulation or external modulation [J]. Chinese Journal of Lasers, 2018, 45(11): 1106002.  
陈华, 邹喜华, 于歌, 等. 直调与外调型微波光子链路线性度的实验研究 [J]. 中国激光, 2018, 45(11): 1106002.
- [3] Ye J, Yan L S, Pan W, *et al.* Generation of hybrid frequency and phase shift keying signal for radio over fiber system [J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(2): 0206002.  
叶佳, 闫连山, 潘炜, 等. 面向光载无线系统的混合

- 频相调制信号产生[J]. 光学学报, 2018, 38(2): 0206002.
- [4] Liu A L, Yin H X, Wu B, *et al.* Phase-shift characteristics of radio frequency signals for radio over fiber transmission systems [J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(5): 0506003.  
刘安良, 殷洪玺, 吴宾, 等. 光载无线通信系统射频信号相移特性研究[J]. 光学学报, 2018, 38(5): 0506003.
- [5] Haas B M, Urick V J, McKinney J D, *et al.* Dual-wavelength linearization of optically phase-modulated analog microwave signals[J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(15): 2748-2753.
- [6] Devgan P S, Diehl J F, Urick V J, *et al.* Even-order harmonic cancellation for off-quadrature biased Mach-Zehnder modulator with improved RF metrics using dual wavelength inputs and dual outputs[J]. Optics Express, 2009, 17(11): 9028-9039.
- [7] Zhang G Q, Li S Y, Zheng X P, *et al.* Dynamic range improvement strategy for Mach-Zehnder modulators in microwave/millimeter-wave ROF links [J]. Optics Express, 2012, 20(15): 17214-17219.
- [8] Li X H, Yang C, Chong Y H, *et al.* High dynamic range microwave photonic link based on dual-wavelength dual-parallel modulation [J]. Chinese Journal of Lasers, 2015, 42(1): 0105003.  
李向华, 杨春, 崇毓华, 等. 基于双波长双并联调制的大动态范围微波光子链路[J]. 中国激光, 2015, 42(1): 0105003.
- [9] Bao Y, Li Z H, Li J P, *et al.* Nonlinearity mitigation for high-speed optical OFDM transmitters using digital pre-distortion[J]. Optics Express, 2013, 21(6): 7354-7361.
- [10] Agarwal A, Banwell T, Toliver P, *et al.* Predistortion compensation of nonlinearities in channelized RF photonic links using a dual-port optical modulator [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(1): 24-26.
- [11] Li S Y, Zheng X P, Zhang H Y, *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.
- [12] Jiang W, Tan Q G, Qin W Z, *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): 7902208.
- [13] Li J, Zhang Y C, Yu S, *et al.* Third-order intermodulation distortion elimination of microwave photonics link based on integrated dual-drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. Optics Letters, 2013, 38(21): 4285-4287.
- [14] Lim C, Nirmalathas A, Lee K L, *et al.* Intermodulation distortion improvement for fiber-radio applications incorporating OSSB+C modulation in an optical integrated-access environment [J]. Journal of Lightwave Technology, 2007, 25(6): 1602-1612.
- [15] Sun J L, Yu L, Zhong Y P. A single sideband radio-over-fiber system with improved dynamic range incorporating a dual-electrode dual-parallel Mach-Zehnder modulator [J]. Optics Communications, 2015, 336: 315-318.
- [16] Li W Z, Yao J P. Dynamic range improvement of a microwave photonic link based on bi-directional use of a polarization modulator in a Sagnac loop[J]. Optics Express, 2013, 21(13): 15692-15697.
- [17] Gao Y S, Wen A J, Chen Y, *et al.* Linearization of an intensity-modulated analog photonic link using an FBG and a dispersive fiber [J]. Optics Communications, 2015, 338: 1-6.
- [18] Huang M H, Fu J B, Pan S L. Linearized analog photonic links based on a dual-parallel polarization modulator[J]. Optics Letters, 2012, 37(11): 1823-1825.
- [19] Li X, Zhao S H, Zhu Z H, *et al.* Dynamic range improvement of broadband microwave photonic links using a linearized single-sideband modulator [J]. Optics Communications, 2015, 350: 170-177.
- [20] Zhu G H, Liu W, Fetterman H R. A broadband linearized coherent analog fiber-optic link employing dual parallel Mach-Zehnder modulators [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2009, 21(21): 1627-1629.