

激光与光电子学进展

单驱动双平行马赫-曾德尔调制器的
微波光子链路宽带线性化邓焕坚^{1,2}, 李尚远², 杨仕铭^{1,2}, 刘婧^{1*}, 耿敏明¹¹广西大学计算机与电子信息学院, 广西 南宁 530004;²清华大学电子工程系北京信息科学与技术国家研究中心, 北京 100084

摘要 为了提高微波光子链路在宽带传输的无杂散动态范围(SFDR),提出了一种单驱动双平行马赫-曾德尔调制器(SD-DPMZM)的宽带线性化方案。该方案通过使用一个180°混合耦合器和调整调制器的偏置点,在理论上完全消除三阶交调失真(IMD3)。输入双音信号进行仿真,实验结果表明该方案能完全消除IMD3,当以10 GHz和10.01 GHz为双音信号输入时,IMD3抑制达68 dB,SFDR比传统型提高14.5 dB。此外,信号从X波段变化到K波段时,SFDR可始终保持在114.3 dB·Hz^{2/3}以上。

关键词 调制器;微波光子链路;三阶交调失真;无杂散动态范围

中图分类号 TN929.11

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP202259.1713002

Broadband Linearization of Microwave Photonic Link Based on
Single-Drive Dual-Parallel Mach-Zehnder ModulatorDeng Huanjian^{1,2}, Li Shangyuan², Yang Shiming^{1,2}, Liu Qiang^{1*}, Geng Minming¹¹School of Computer, Electronics and Information, Guangxi University, Nanning 530004,

Guangxi, China;

²Beijing National Research Center for Information Science and Technology, Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China

Abstract This study proposes a broadband linearization scheme based on a single-drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator (SD-DPMZM) to improve the spurious-free dynamic range (SFDR) of microwave photonic link in broadband transmission. The third-order intermodulation distortion (IMD3) is theoretically eliminated using an 180° hybrid, thereby optimizing the biases of the dual-parallel Mach-Zehnder modulator. The simulated results show that IMD3 is completely suppressed when the input signal had two tones. An IMD3 suppression and SFDR improvement of 68 dB and 14.5 dB, respectively, are generated when SD-DPMZM is driven by two radio frequency tones of 10 and 10.01 GHz. Furthermore, results show that SFDR can remain above 114.3 dB·Hz^{2/3} when the signal is changed from the X-band to K-band.

Key words modulator; microwave photonic link; third-order intermodulation distortion; spurious-free dynamic range

1 引言

微波光子链路(microwave photonic link, MPL)具有高带宽、低损耗、抗电磁干扰等优点,在下一代通信系统中具有巨大的发展潜力^[1-3]。无杂散动态范围(spurious-free dynamic range, SFDR)是衡量一个微波光子链路系统的重要指标,主要受限于链路电光调制

的非线性。而链路的非线性主要由三阶交调(third-order intermodulation distortion, IMD3)导致^[4]。因此,如何抑制IMD3从而提高链路的线性度和SFDR,成为了微波光子学中的一个重点研究问题。

链路系统中的调制方式按照调制对象的不同,可大致分为相位调制、偏振态调制和强度调制3类。相位调制理论上是一个线性的过程,其通过自零差相干

收稿日期: 2021-12-13; 修回日期: 2021-12-21; 录用日期: 2021-12-24

基金项目: 国家自然科学基金(61965003,61741504)、广西省自然科学基金(2018GXNSFAA294133)

通信作者: *q.liu@gxu.edu.cn

探测^[5],或通过数字信号处理技术来改善相干接收机 I/Q 两路的幅度和相位不平衡^[6],在相位调制的模拟光子链路上可取得高于 $125 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 的 SFDR。利用相位调制相干探测的方法,虽然可以获得很高的 SFDR,但是相干接收的过程复杂,相干接收机的制作成本昂贵,更重要的是基于数字信号处理(DSP)相干接收机的处理带宽十分有限。相对地利用偏振调制和强度调制的微波光子链路的接收、解调过程更为简单,且可获得更大的处理带宽。Huang 等^[7]通过双平行偏振调制器的方案在偏振调制链路上获得了 $110 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 的 SFDR。然而,通过调整偏振态来抑制 IMD3 的方案,存在偏振敏感的问题,从而导致系统不稳定。采用强度调制的方式可以很好地避免这个问题。

强度调制的器件结构主要为传统型结构的后期数字线性化处理 and 调制器并行(或串行)的组合结构。在数字线性化处理的方案中,结合人工神经网络算法来抑制 IMD3 是一种可行的方案^[8]。但是,在该类方案中,为了获得良好的系统性能,所设计的神经网络结构通常存在过于复杂、训练成本高等缺陷,极大降低了神经网络的实用性。在调制器的组合结构中,双平行马赫-曾德尔调制器(dual-parallel mach-zehnder modulator, DPMZM)是一种抑制 IMD3 非常有效的结构,是近期研究人员在抑制 IMD3 的方案中的重点研究对象。清华大学光网络与光微波实验室的 Li 等^[9]基于 SD-DPMZM 结构,通过调整调制器 3 个偏置点的状态,实现了对 IMD3 的抑制。同样基于 SD-DPMZM 的结构, Liang 等^[10]通过将不同的射频(RF)功率输入到两个子调制上,并调整调制器 3 个偏置点的状态来抑制 IMD3。上述 2 个基于 SD-DPMZM 的方案有一个共同的特点,即调制器的偏置电压并不全都工作在最小传输点、最大传输点和正交点。而在实际运用中,由于调制器内部结构以及其非线性传输的特性,调制器的偏置点会随着环境温度、外部电场等因素的改变而发生偏移^[11-12]。所以,为了实现高性能的链路传输,稳定调制器的偏置点是必要的。关于偏置点控制的研究表明,相对于对任意偏置点进行稳定控制的方案,实现对最小传输点、最大传输点和正交点的稳定控制的方案是更为简单的,并且其精度远高于任意偏置点的控制方案^[12-14]。所以,当 DPMZM 的偏置点工作电压处于最小传输点、最大传输点和正交点 3 种状态之一时,其在实现偏置点的稳定控制、提高链路性能的稳定方面,具有巨大的优势。针对上述研究需求,基于双驱动双平行马赫-曾德尔(Dual Drive Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator, DD-DPMZM)结构的方案被提出^[15-18],通过在 DD-DPMZM 的 4 个 RF 电极输入不同相位的信号,使得在该结构下 DPMZM 的 3 个偏置点只需工作在最小传输点、最大传输点和正交点,就可以实现对 IMD3 的抑制。但是,实际上这些方案除了需要满足 4 个输入电极的相位匹配,还需满足 4 个电极的

输入功率对称^[15-17]。而在这些基于 DD-DPMZM 的方案中,在实现各电极相位匹配时使用的电相移器,造成了各音频信号输入路径的不对称,从而导致输入功率不对称。此不对称路径导致各电极间的功率差,在宽带传输时尤为明显,会恶化链路的传输性能。所以此类基于 DD-DPMZM 抑制 IMD3 的方案不适用于宽带信号的传输。

为了提高微波光子链路系统的线性化、宽带传输和系统稳定,本文提出了一种基于 SD-DPMZM 消除 IMD3 的方案,只需要一个 180° 混合耦合器来实现相位变化,在满足两个 RF 输入电极对信号的不同相位需求的同时,还满足了每个音频信号输入路径对称的需求。利用该结构,调制器的 3 个偏置点只需工作在最小传输点和最大传输点,就能在理论上实现 IMD3 的完全消除,并且在实际运用中能够在一定的带宽内保持稳定传输。对该结构进行了理论推导验证、VPI transmission Maker 仿真验证和实验验证。

2 基本原理

提出的基于 SD-DPMZM 消除 IMD3 方案的系统框图如图 1 所示,该系统中包含了一个激光器、一个光电探测器(photodetector, PD)、一个最大和最小传输点偏置点控制器(null/peak-function MBC)、一个 3 dB 的 180° 混合耦合器(hybrid)、一个 3 dB 射频功率分配器(RF splitter)、2 个射频信号源、2 个 3 dB 射频功率组合器(RF combiner)以及一个由 3 个 MZM 子调制器组成的 SD-DPMZM。

为了计算系统方案的 IMD3 幅度,将角频率为 ω_1 和 ω_2 的余弦信号输入到系统中。其中,角频率为 ω_1 的余弦信号经过 3 dB 的 180° 混合耦合器,形成相位差为 180° 的两路信号,而角频率为 ω_2 的余弦信号经过一个 3 dB 射频功率分配器形成两路相同的信号。角频率为 ω_1 的其中一路信号(0° 或 180°)与角频率为 ω_2 的两路信号中的任意一路信号通过一个 3 dB 射频功率组合器输入到子调制器 MZ_C1,而它们的另一路信号通过第二个 3 dB 射频功率组合器输入到子调制器 MZ_C2 中。然后,通过具有控制在最小传输点和最大传输点功能(null/peak-function MBC)的偏置点控制,将 MZ_C1 控制在最小传输点,而 MZ_C2 和 MZ_P 控制在最大传输点。通过该结构将信号加载到调制器上,满足了不同电极的输入相位需求,还实现了 2 个电极的信号输入路径的完全对称,同时使得调制器的偏置电压工作在更有利于稳定控制的偏置点。

激光器将强度为 $E_m(t)$ 的一束光射入到 SD-DPMZM 中,具体表示为

$$E_m(t) = E_0 \exp(j\omega_0 t), \quad (1)$$

式中: E_0 为光载波的幅度值; ω_0 为光载波的角频率; t 为时间。

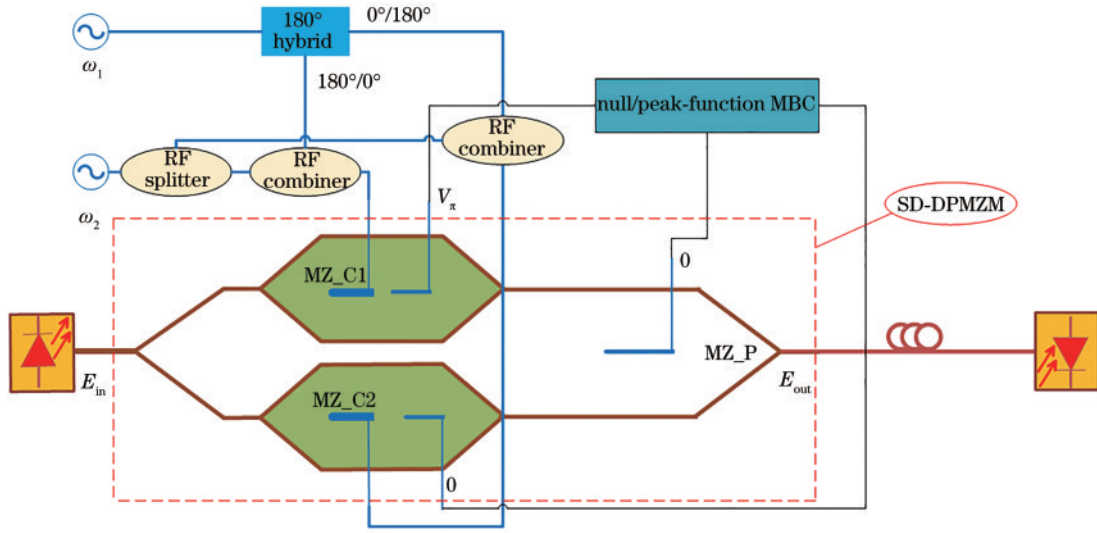


图 1 基于 SD-DPMZM 的微波光子链路的宽带线性化系统原理图

Fig. 1 Schematic diagram of the broadband linearized MPL using SD-DPMZM

为了便于理论的推导,假设 SD-DPMZM 中的耦合器均为 3 dB 耦合器。当施加在 MZ_C1、MZ_C2 和 MZ_P 上的电压分别为 $V_1(t)$ 、 $V_2(t)$ 和 $V_3(t)$ 时,产生

的相移表示为 $\phi_1(t)$ 、 $\phi_2(t)$ 和 $\phi_3(t)$, $\phi_i(t) = \pi \cdot V_i(t)/V_\pi$, ($i=1,2,3$), V_π 为调制器的半波电压。SD-DPMZM 的输出信号表示为

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left[\cos\left(\frac{\phi_1(t)}{2}\right) \cdot \exp\left(j\frac{\phi_3(t)}{2}\right) + \cos\left(\frac{\phi_2(t)}{2}\right) \cdot \exp\left(-j\frac{\phi_3(t)}{2}\right) \right], \quad (2)$$

为了完全消除 IMD3,施加在 MZ_C1、MZ_C2 和 MZ_P 上的电压为 $V_1(t) = V_m [\cos(\omega_1 t + \pi) + \cos(\omega_2 t)] + V_\pi$ 、 $V_2(t) = V_m [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]$ 和 $V_3(t) = 0$, V_m 为射频信号的幅度值。在该条件下,SD-DPMZM 的输出信号为

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left\{ \begin{array}{l} \cos\left[\frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_1 t + \pi)\right] \cdot \cos\left[\frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_2 t)\right] - \\ \sin\left[\frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_1 t + \pi)\right] \cdot \sin\left[\frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_2 t)\right] - \\ \sin\left[\frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_1 t)\right] \cdot \cos\left[\frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_2 t)\right] - \\ \cos\left[\frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_1 t)\right] \cdot \sin\left[\frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_2 t)\right] \end{array} \right\}, \quad (3)$$

式中: m 为调制深度, $m = \pi \cdot V_m/V_\pi$ 。根据雅克比级数展开可得

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left\{ \begin{array}{l} \left\{ J_0(m) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^p J_{2p}(m) \cos[2p(\omega_1 t + \pi)] \right\} \cdot \left\{ J_0(m) + 2 \sum_{q=1}^{\infty} (-1)^q J_{2q+1}(m) \cos[2q(\omega_2 t)] \right\} - \\ \left\{ 2 \sum_{p=0}^{\infty} (-1)^p J_{2p+1}(m) \cos[(2p+1)(\omega_1 t + \pi)] \right\} \cdot \left\{ 2 \sum_{q=0}^{\infty} (-1)^q J_{2q+1}(m) \cos[(2q+1)(\omega_2 t)] \right\} - \\ \left\{ 2 \sum_{p=0}^{\infty} (-1)^p J_{2p+1}(m) \cos[(2p+1)(\omega_1 t)] \right\} \cdot \left\{ J_0(m) + 2 \sum_{q=1}^{\infty} (-1)^q J_{2q+1}(m) \cos[2q(\omega_2 t)] \right\} - \\ \left\{ J_0(m) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^p J_{2p}(m) \cos[2p(\omega_1 t)] \right\} \cdot \left\{ 2 \sum_{q=0}^{\infty} (-1)^q J_{2q+1}(m) \cos[(2q+1)(\omega_2 t)] \right\} \end{array} \right\}, \quad (4)$$

式中: p, q 为整数, $J_l(l=0, 1, 2, \dots)$ 为第 l 阶贝塞尔函数。

经过光电探测器后,输出的信号 $I_{PD}(t) = \Re E_{out}(t) \cdot E_{out}^*(t)$, \Re 为光电探测器的响应。因此,输出信号可以表示为

$$I_{PD}(t) \propto \Re \frac{E_0^2}{4} \left[\begin{aligned} & J_0^4(m) - 4J_0^3(m)J_1(m)\cos(\omega_1 t) - 4J_0^3(m)J_1(m)\cos(\omega_2 t) + 4J_0^2(m)J_1^2(m)\cos[(\omega_1 - \omega_2)t] + \\ & 4J_0^2(m)J_1^2(m)\cos[(\omega_1 + \omega_2)t] + 4J_0^3(m)J_3(m)\cos[3(\omega_1 t)] + 4J_0^3(m)J_3(m)\cos[3(\omega_2 t)] - \\ & 4J_0^2(m)J_1(m)J_3(m)\cos[(3\omega_1 - \omega_2)t] - 4J_0^2(m)J_1(m)J_3(m)\cos[(3\omega_2 - \omega_1)t] + \dots \end{aligned} \right], \quad (5)$$

如式(5)所示, $2\omega_1$ 和 $2\omega_2$ 经过 PD 后, 与各自一阶边带经过 PD 拍频后的倍频互相抵消。而 $(2\omega_1 - \omega_2)$ 和 $(2\omega_2 - \omega_1)$ 经过 PD 后, 与 $2\omega_n$ 和 $\omega_k (n=1, 2, k=1, 2, n \neq k)$ 经过 PD 拍频产生的 IMD3, 以及 $(\omega_1 + \omega_2)$ 和 $\omega_{1(2)}$ 经过 PD 拍频产生的 IMD3 互相抵消。所以, 基于所提出的结构, 理论上可以完全抑制 IMD3。

3 系统仿真分析

为了验证所提方案的可靠性, 通过光通信仿真软件 VPI transmission Maker 按照图 1 的原理构建仿真模型, 如图 2 所示。设激光器发出一个波长 1550 nm 的 17 dBm 的连续光信号进入调制器, 调制器的损耗为 6 dB, 半波电压为 6 V。由正弦信号发生器产生双音信号, 输入到 SD-DPMZM 中。调制后的信号由响应度为 0.65 A/W 的 PD 进行拍频检测。

图 3(a) 和图 3(b) 为 10 GHz 和 10.01 GHz 的双音信

号分别经过传统的链路系统和所提出的系统后形成的 PD 拍频的频谱。如图 3(a) 所示, 工作在正交点的传统方案的 IMD3 非常大, 载波干扰比(CIR)约为 12 dB。而所提出的方案如图 3(b) 所示, 在三角符标记 9.99 GHz 和 10.02 GHz 处的 IMD3 被抑制低于噪声底, CIR 大于 90 dB。通过图 3(a) 和图 3(b) 的对比可得, 提出的方案对非线性的抑制相对于传统方案具有巨大的提升。

在之前的文献中, 基于改变外部输入相位来实现抑制 IMD3 的方案, IMD3 的抑制效果除了受调制器偏置电压的影响, 还受外部输入相位匹配的精确度和输入功率的对称性影响。其中, 偏置电压和输入相位影响 IMD3 抵消时的相位匹配, 而输入功率对称影响 IMD3 抵消时的功率匹配。为了分析这 3 个因素对抑制 IMD3 的影响程度, 选用便于观察的、间隔较大的 10 GHz 和 11 GHz 音频信号作为信号源。

首先, 调制器偏置点工作在理想情况下: 1) 当两个音频信号间以 1:1 功率和 0 相位差输入系统时, 如

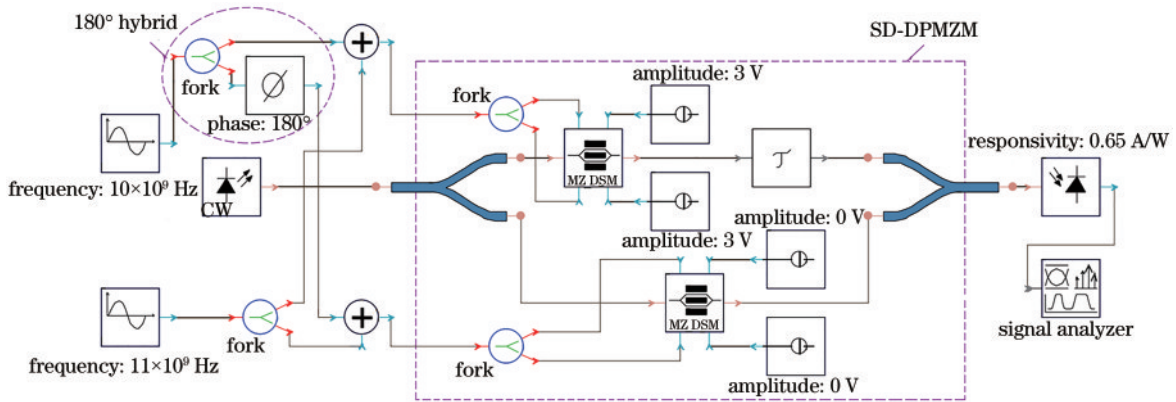


图 2 基于 SD-DPMZM 的微波光子链路的宽带线性化仿真模型

Fig. 2 Simulation model of the broadband linearized MPL using SD-DPMZM

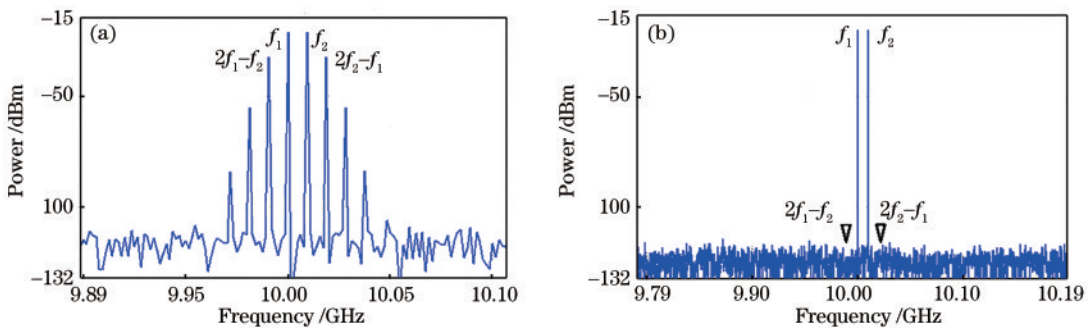


图 3 经过 PD 检测输出的电信号功率谱仿真。(a) 工作在正交点的单个 MZM 的传统型的链路; (b) 提出的 SD-DPMZM 线性方案, 输入双音信号为 10 GHz、10.01 GHz ($\omega_n = 2\pi f_n, n = 1, 2$)

Fig. 3 Simulated electrical spectrum after PD. (a) Conventional quadrature biased MZM; (b) proposed linearized SD-DPMZM scheme, two tone frequencies at 10 GHz and 10.01 GHz ($\omega_n = 2\pi f_n, n = 1, 2$)

图 4(a)所示,除了较高阶的 $3f_1 - 3f_2$ 未表示在式(5)中,其余各次谐波分量和交调分量与式(5)的理论推导一致,IMD3和二次谐波都被抑制低于噪底;2)当2个音频信号间以 1:4 的功率和 36° 相位差输入系统时,如图 4(b)所示 IMD3 仍被抑制低于噪底。通过改变 2 个音频信号间的功率比和相位差的仿真,发现所提出系统的 IMD3 抑制能力与 2 个输入音频信号间的功率比和相位差无关。

其次,在两路音频信号输入功率对称的情况下:单

独使两路音频信号在调制器两输入电极上的输入相位与理想相位存在 $\pi/6$ 以内的偏差,或者两个子调制器的偏置电压在 $V_\pi/6$ 以内漂移时,如图 5(a)所示,随着输入相位或偏置电压(V_b)的偏差增大,系统 IMD3 抑制能力变弱,同时随着偏置电压的偏移量增大,系统的输出光功率会缓慢减小,信号的一阶边带(FOH)也随之减小。而 IMD3 抑制能力变弱就会导致系统的 SFDR 随之减小。考虑系统受到热噪声和散粒噪声的影响,系统的噪声功率谱密度取 -163 dBm/Hz。如图 5(b)所示,系统

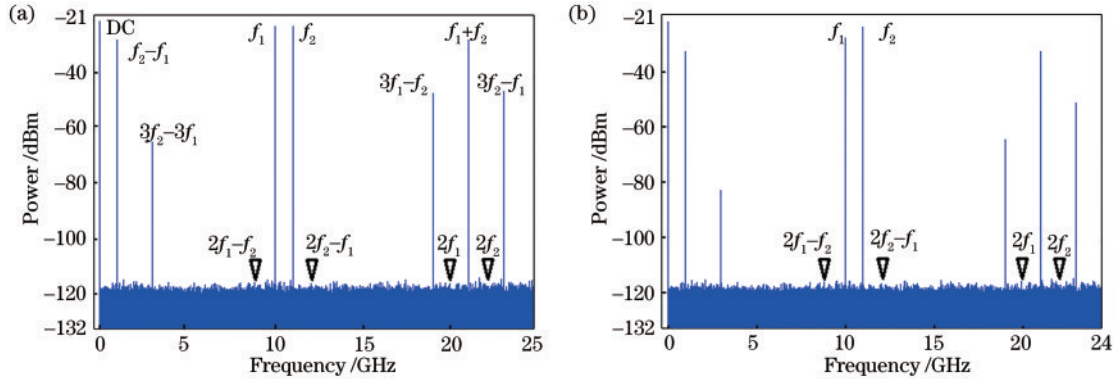


图 4 系统 IMD3 的影响因素仿真。(a)理想输入;(b)两个音频信号间的输入相位关系和输入功率关系
Fig. 4 Simulation of IMD3 influencing factors in the system. (a) Ideal input; (b) the relationship between input phase and input power of two RF signals

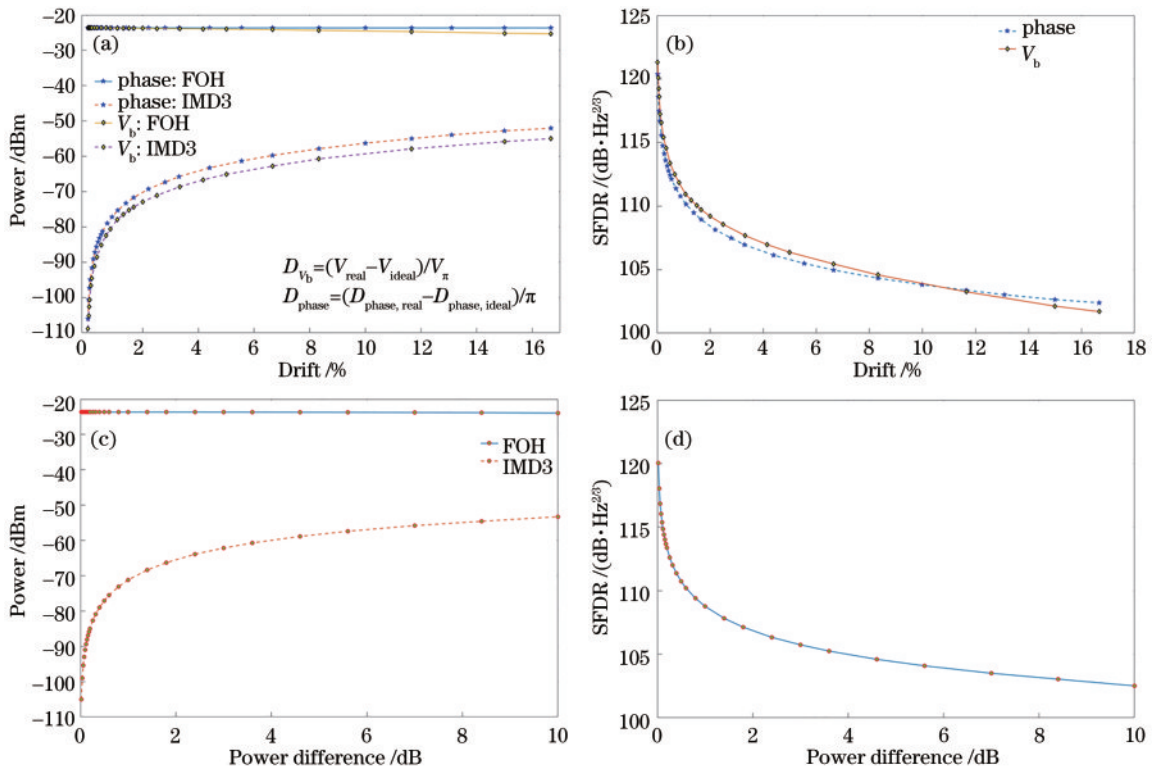


图 5 系统的 FOH、IMD3 和 SFDR 影响因素仿真。(a)相位偏差(D_{phase})和偏置电压偏移量(D_{V_b})对 FOH 和 IMD3 的影响;(b)相位偏差和偏置电压偏移量对 SFDR 的影响;(c)电极上的功率差对 FOH 和 IMD3 的影响;(d)电极上的功率差对 SFDR 的影响
Fig. 5 Simulation of FOH, IMD3 and SFDR influencing factors in the system. (a) Influence of phase deviation (D_{phase}) and bias voltage deviation (D_{V_b}) on FOH and IMD3; (b) influence of phase deviation and bias voltage deviation on SFDR; (c) influence of power difference on FOH and IMD3; (d) influence of the power difference on SFDR

的 SFDR 随相位或者偏置电压的偏差增大而降低。

最后,在输入相位和调制器偏置电压理想的情况下:单独使两路音频信号在调制器两个输入电极上的功率存在 10 dB 以内的功率差,系统输出信号的 FOH 和 IMD3 的变化,如图 5(c)所示,各路音频信号在两个输入电极上的功率偏差越大,系统 IMD3 抑制能力就越弱。而系统的 SFDR 也会减小,如图 5(d)所示。

通过关于系统输入功率、相位匹配和偏置点的仿真分析可得,系统 IMD3 的抑制能力与每一个音频信号输入到 SD-DPMZM 的 2 个电极功率的对称程度、相位的匹配程度以及偏置电压的偏移量相关。此系统方案很好地解决了文献[15-18]中每个音频信号输入调制器电极路径不对称的问题,使得所提出的系统具有宽带传输的可能。

4 实验结果分析

为了验证所提出的方案,根据图 1 构建实验系统。激光器 (THORLABS LDC205C) 产生一个波长在 1550 nm 附近,功率为 17 dB 的光信号输入到集成的 SD-DPMZM (FTM7961EX) 中,10 GHz 和 10.01 GHz 的微波信号分别由 Agilent E8257D 和 Agilent N5183A 产生,SD-DPMZM 的输出信号由响应度为 0.65 A/W 的 PD (u^2t XPDV2120RA) 进行探测。PD 输出的电信号由频谱仪 (R&S®FSWP 50) 进行频谱分析。

图 6(a)为工作在正交工作点的传统型微波光子链路的输出频谱,从图中可知,在 9.99 GHz 和 10.02 GHz 的 IMD3 大约被抑制了 24 dB。图 6(b)是所提出系统的输出频谱,IMD3 大约被抑制了 68 dB。由双音信号间隔为 10 MHz 和 1 GHz 的仿真结果可得,所提出系统的 IMD3 抑制能力与双音信号的频率间隔无关,如图 3(b)和图 4(a)所示。为了进一步验证所提系统 IMD3 的抑制能力与双音信号间隔的关系,以 10 MHz 步进遍历 10 MHz 到 200 MHz 进行实验。图 6(c)和图 6(d)分别为频率间隔 100 MHz 和 200 MHz 时的频谱图。对比图 6(b)、图 6(c)和图 6(d)可得,当双音信号间隔小于 200 MHz 时,系统对 IMD3 抑制的波动小于 1 dB。从图 6(b)、图 6(c)和图 6(d)的结果可得,系统在实验中不能完全将 IMD3 抑制低于噪底。而由影响系统 IMD3 因素的仿真分析可知,在实验中两个音频输入到调制器两个电极时,存在功率不理想对称、相位匹配误差以及调制器偏置电压偏移的问题。正是这些不理想因素的存在,在一定程度上限制了所提出系统线性化的进一步优化。

链路的 SFDR 是描述链路线性度的重要指标。图 7 描述的是在测得噪声功率谱密度为 -163 dBm/Hz 的情况下,以射频输入功率为变量,计算机通过通用接口总线 (GPIB) 控制采集微波源的输出功率和电频谱仪所测得的一阶边带和 IMD3,拟合数据计算的 SFDR 值。从图 7

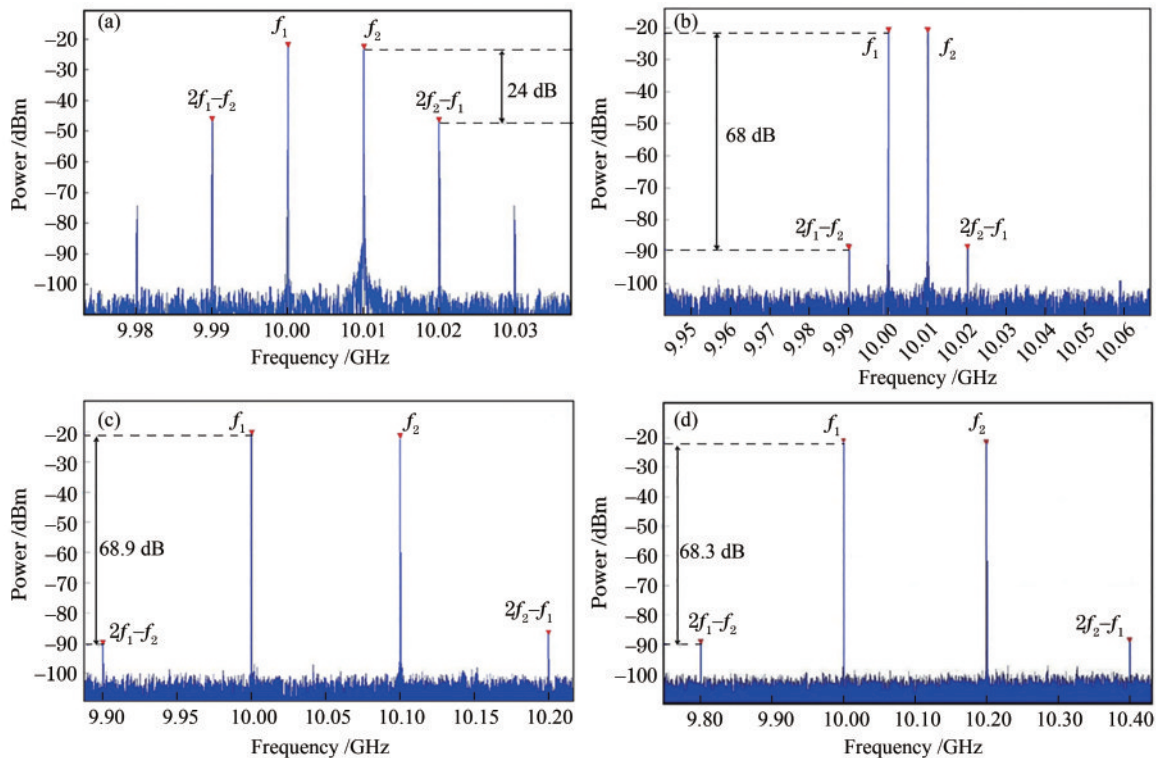


图 6 经过 PD 输出的电信号功率谱测量结果,双音信号 10 GHz、10.01 GHz。(a)工作在正交点的单个 MZM 的传统型的链路;

SD-DPMZM 线性方案:(b) 10 GHz 和 10.01 GHz;(c) 10 GHz 和 10.1 GHz;(d) 10 GHz 和 10.2 GHz

Fig. 6 Measured electrical spectrum after PD, two tone frequencies at 10 GHz and 10.01 GHz. (a) Conventional quadrature biased MZM; linearized SD-DPMZM scheme: (b) 10 GHz and 10.01 GHz; (c) 10 GHz and 10.1 GHz; (d) 10 GHz and 10.2 GHz

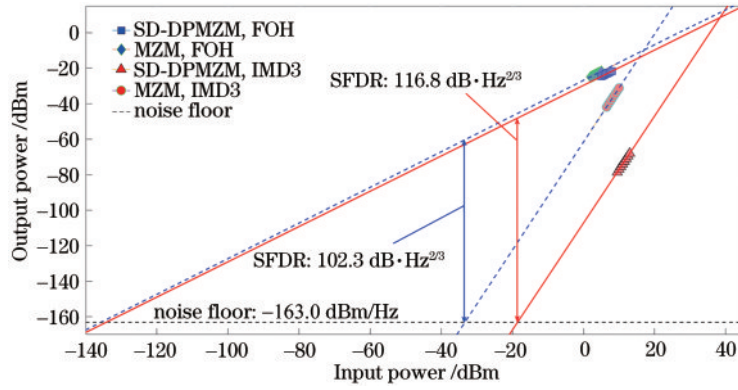


图 7 基于 SD-DPMZM 方案和单个 MZM 的传统方案的 SFDR 测量结果, 双音信号为 10 GHz 和 10.01 GHz

Fig. 7 Measured SFDR of the SD-DPMZM and the conventional MZM, two tone frequencies at 10 GHz and 10.01 GHz

中可知, 传统的微波光子链路的 SFDR 大约为 $102.3 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$, 而在所提出的系统中 SFDR 为 $116.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$, 比传统类型的微波光子链路提高了 14.5 dB。

基于 DD-DPMZM, 调整各电极的输入相位, 使调制器工作在最小传输点、最大传输点和正交点就可以达到抑制 IMD3 的效果^[15-17]。为了满足各电极的输入相位条件, 通过在各电极输入路径上使用电相移器, 这导致每个音频信号经过了不对称的路径输入到 DD-DPMZM 的 4 个电极中。由于输入路径的不对称, 导致 4 个输入电极的功率难以实现对称, 特别是在宽带传输中要同时满足 4 个电极的功率对称和相位匹配就更加困难。所

以这些方案难以实现宽带的传输。在本文提出的系统中, 所用的调制器为双电极输入的 SD-DPMZM, 只需一个 180° 混合耦合器来实现相位的变化, 解决了每个音频信号在调制器输入电极上功率不对称和相位不匹配的问题, 使得所提出的系统具有宽带传输的可能。为了验证系统的宽带传输特性, 在不改变输入光功率和不对系统进行任何调整的情况下, 实验将中心频率为 $(10.005+h)\text{GHz}$, $h=0, 1, \dots, 8$, 带宽间隔为 10 MHz 的双音信号输入系统。在测量噪声功率谱密度为 -163 dBm/Hz 的情况下, 计算出系统的 SFDR。

图 8(a)、图 8(b) 描述了在 Ku 波段频率为 16 GHz

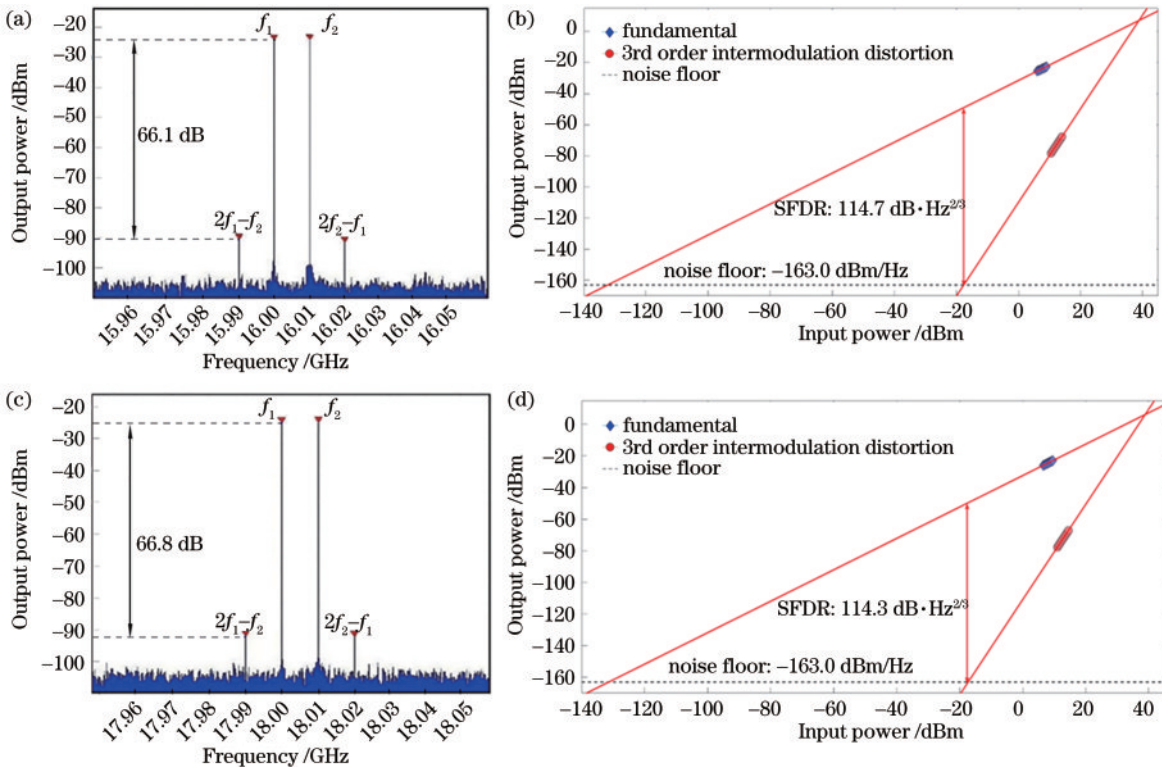


图 8 经过 PD 检测输出的频谱和 SFDR 测量结果。(a) (b) 输入双音信号为 16 GHz 和 16.01 GHz, (c) (d) 输入双音信号为 18 GHz 和 18.01 GHz

Fig. 8 Measured electrical spectrum and SFDR after PD. (a) (b) two tone frequencies at 16 GHz and 16.01 GHz; (c) (d) two tone frequencies at 18 GHz and 18.01 GHz

和 16.01 GHz 的双音信号,在所提方案中 IMD3 抑制达到了 66.1 dB, SFDR 为 $114.7 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$, 图 8(c)、图 8(d) 描述了在 K 波段频率为 18.0 GHz 和 18.01 GHz 的双音信号, IMD3 抑制依然可以达到 66.8 dB, SFDR 为 $114.3 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 。图 9 对比了几种基于 DPMZM 外部输入相位线性化的微波光子链路 SFDR 的测量结果。如图 9 所示,所提出的系统随着双音信号频率的增加, SFDR 发生了 2.5 dB 的下降。这与实

验中使用的 3 dB 功率分配器和 180° 混合耦合器的频率特性相关。随着频率的增加,经过这些器件输出的信号,功率的对称程度或相位的匹配程度都呈下降的趋势。所以, SFDR 随着频率的增长也呈现出下降的趋势。但是所提出系统的 SFDR, 在 10~18.01 GHz 的带宽内仍保持在 $114.3 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 以上, 传输链路的线性优于 Li 等^[15]和 Yang 等^[17]提出的方案。实现了 X 波段到 K 波段的宽带传输。

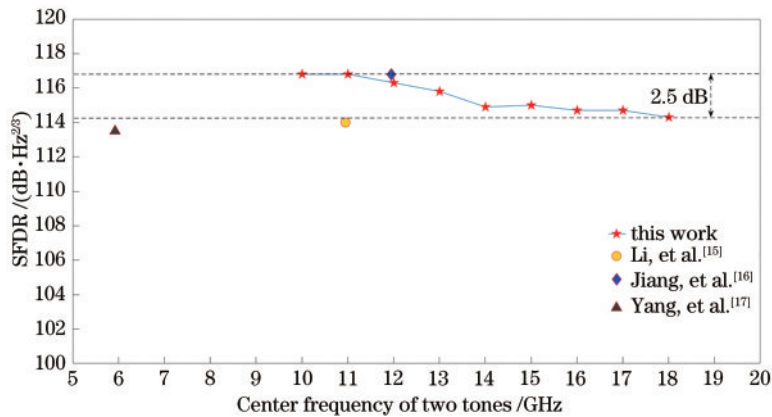


图 9 改变 DPMZM 输相位实现线性化的微波光子链路的 SFDR 测量结果

Fig. 9 Measurement SFDR of linearized MPL by changing the input phase of DPMZM

4 结 论

为了提高 MPL 宽带传输的线性,提出了一种基于 SD-DPMZM 的微波光子链路线性化方案。通过理论推导和仿真分析,提出的方案可以完全抑制 IMD3。并且实验表明,当双音信号为 10 GHz 和 10.01 GHz 时,IMD3 抑制可达 68 dB,比传统型的微波光子链路高 44 dBm, SFDR 达到了 $116.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$, 比传统型的高 14.5 dB, 达到了对该方案线性化的预期效果。而在 10~18.01 GHz 带宽内传输的实验中,系统的 SFDR 波动小于 2.5 dB, 验证了所提出系统宽带传输时的稳定性。与其他基于改变输入相位来消除 IMD3 的结构对比,此系统利用更加简单的结构,在 X 波段到 K 波段获得了相同等级的 SFDR, 具有更加广泛的前景。

参 考 文 献

- [1] Yao J P. Microwave photonics[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 314-335.
- [2] Berceli T, Herczfeld P R. Microwave photonics: a historical perspective[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(11): 2992-3000.
- [3] 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.
- [4] Cox C H, Ackerman E I, Betts G E, et al. Limits on the

performance of RF-over-fiber links and their impact on device design[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(2): 906-920.

- [5] O'Connor S R, Dennis M L, Clark T R. Optimal biasing of a self-homodyne optically coherent RF receiver[J]. IEEE Photonics Journal, 2010, 2(1): 1-7.
- [6] Pei Y Q, Yao J P, Xu K, et al. Advanced DSP technique for dynamic range improvement of a phase-modulation and coherent-detection microwave photonic link[C]//2013 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, October 28-31, 2013, Alexandria, VA, USA. New York: IEEE Press, 2013: 72-75.
- [7] 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.
- [8] Liu E J, Yu Z M, Wan Z Q, et al. Linearized wideband and multi-carrier link based on TL-ANN[J]. Chinese Optics Letters, 2021, 19(11): 113901.
- [9] 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.
- [10] Liang D, Tan Q G, Jiang W, et al. Influence of power distribution on performance of intermodulation distortion suppression[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(15): 1639-1641.
- [11] Sun S H, He M G, Xu M Y, et al. Bias-drift-free Mach-Zehnder modulators based on heterogeneous silicon and lithium niobate platform[J]. Photonics Research, 2020, 8(12): 1958-1963.

- [12] Yuan X G, Zhang Y A, Zhang J N, et al. Any point bias control technique for MZ modulator[J]. *Optik*, 2019, 178: 918-922.
- [13] Li X L, Deng L, Chen X M, et al. Arbitrary bias point control technique for optical IQ modulator based on dither-correlation detection[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(18): 3824-3836.
- [14] Li R W, Sun X W, Yang D C. A novel decoupling bias control technique for dual parallel Mach-Zehnder modulator[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2020, 32(13): 815-818.
- [15] 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.
- [16] 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): 15212677.
- [17] Yang H, Zheng S L, Xu S Y, et al. A general analytical method for suppressing the third-order intermodulation in microwave photonic link based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. *Optics Communications*, 2020, 458: 124818.
- [18] Singh S, Arya S K, Singla S. Linearization of photonic link based on phase-controlled dual drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. *Wireless Personal Communications*, 2020, 114(1): 85-92.