

引用格式: CHEN Yu, SHI Taixia, CHEN Yang. Linearized Photonic-assisted Self-interference Cancellation for In-band Full-duplex Systems[J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(10):1006002

陈煜, 石泰峡, 陈阳. 带内全双工系统的线性化光子辅助自干扰消除[J]. 光子学报, 2021, 50(10):1006002

带内全双工系统的线性化光子辅助自干扰消除

陈煜, 石泰峡, 陈阳

(华东师范大学 通信与工程学院 上海市多维度信息处理重点实验室, 上海 200241)

摘要: 针对带内全双工系统中的自干扰问题与有用信号的非线性失真问题, 提出一种基于双偏振双驱动马赫曾德尔调制器的自干扰消除及线性度提升方案。包含有用信号和自干扰的接收信号注入该调制器的两个子双驱动马赫曾德尔调制器上臂的射频端口, 构建的参考信号注入两个子调制器下臂的射频端口。两个子调制器被分别偏置在最大传输点和正交传输点, 分别探测其输出光信号, 得到两路电信号。当注入的参考信号和自干扰完全相同时, 两路输出电信号中的自干扰可被完全消除。将这两路电信号采样后进行数字域联合处理, 即可恢复出不含自干扰和非线性失真的有用信号。此外, 提出了一种优化算法用于减少两路电信号功率不匹配导致的失真。通过仿真与实验验证该方案的可行性。实验结果表明, 当有用信号为频率为 10 MHz 和 12 MHz、功率为 4 dBm 的双音信号, 自干扰为中心频率为 11 MHz、符号率为 4 Mbaud 的正交相移键控信号时, 该结构可以实现约 25.6 dB 的自干扰消除深度和 17.3 dB 的三阶交调抑制深度。

关键词: 微波光子学; 带内全双工; 自干扰消除; 线性度优化; 模拟光信号处理; 数字信号处理

中图分类号: TN29

文献标识码: A

doi: 10.3788/gzxb20215010.1006002

Linearized Photonic-assisted Self-interference Cancellation for In-band Full-duplex Systems

CHEN Yu, SHI Taixia, CHEN Yang

(Shanghai Key Laboratory of Multidimensional Information Processing, School of Communication and Electronic Engineering, East China Normal University, Shanghai 200241, China)

Abstract: A linearized self-interference cancellation scheme based on a dual-polarization dual-drive Mach-Zehnder modulator is proposed to cancel the self-interference and reduce the nonlinearity of the signal of interest for in-band full-duplex systems. The received signals consist of the signal of interest and self-interference. They are injected into the radio frequency ports of the upper arms of the two sub-dual-drive Mach-Zehnder modulators of the dual-polarization dual-drive Mach-Zehnder modulator, while the constructed reference signals are injected into the radio frequency ports of the lower arms. The two sub-dual-drive Mach-Zehnder modulators are respectively biased at the maximum transmission point and the quadrature transmission point. When the two optical signals from the two dual-drive Mach-Zehnder modulators are detected in two photodetectors, two electrical signals are generated. If the reference signals and the self-interference are the same, the two electrical signals from the photodetectors are self-interference free. The two self-interference-free electrical signals are sampled and further processed in the digital domain to obtain the signal of interest without self-interference and nonlinear components. In

基金项目: 国家自然科学基金(No. 61971193), 上海市自然科学基金(No. 20ZR1416100), 区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室开放课题(No. 2020GZKF005)

第一作者: 陈煜(1995—), 女, 博士研究生, 主要研究方向为微波光子信号处理。Email: 51181214001@stu.ecnu.edu.cn

导师(通讯作者): 陈阳(1986—), 男, 研究员, 博士, 主要研究方向为微波光子学。Email: ychen@ce.ecnu.edu.cn

收稿日期: 2021-07-22; **录用日期:** 2021-08-17

<http://www.photon.ac.cn>

addition, an optimization algorithm to reduce the distortion caused by the power mismatch of the two electrical signals is proposed. The feasibility of this scheme is verified by simulations and experiments. The experimental results show that when the signal of interest is a 4-dBm two-tone signal with frequencies of 10 MHz and 12 MHz and the self-interference is a 4-Mbaud quadrature phase-shift keying signal with a center frequency of 11 MHz, a cancellation depth of around 25.6 dB for the self-interference and a cancellation depth of around 17.3 dB for the third-order intermodulation products can be achieved.

Key words: Microwave photonics; In-band full-duplex; Self-interference cancellation; Linearization; Analog optical signal processing; Digital signal processing

OCIS Codes: 060.5625; 070.1170; 250.4110

0 引言

带内全双工通信系统可用同一频段同时发送和接收信息,提高频谱效率,但会引入自干扰问题。传统的电子自干扰消除方案受“电子瓶颈”限制^[1-3],故许多基于微波光子技术的自干扰对消方案被提出^[4-9]。部分方案利用两个反相偏置的调制器分别调制接收信号与参考信号(Reference Signal, RS),接收信号中的自干扰(Self-interference, SI)与RS在光电探测后实现对消^[4-6];还有一部分方案通过平衡探测实现SI的抵消^[7-9]。同时,许多微波光子自干扰对消方案还根据实际应用需求进行了性能的优化及功能的扩展。文献[10-11]将自干扰对消与下变频功能结合,降低了接收端对器件工作带宽和工作频率的要求。文献[12-13]则将自干扰对消与镜频抑制功能进行了结合。此外,针对自干扰消除与有用信号(Signal of Interest, SOI)光纤传输的应用场景及SOI光纤传输时的频谱效率问题,文献[14-15]分别提出了一种基于抑制载波双边带调制的自干扰对消方案和一种基于抑制载波单边带调制的高谱效率射频自干扰消除方法。

上述微波光子自干扰消除方案均进行了电光调制,由马赫曾德尔电光调制器的余弦传递函数可知,当输入信号功率较大时,调制输出信号具有较强的非线性。通常,在带内全双工系统中SI功率较大,接收到的SOI功率较小,其非线性可被忽略。然而在两级自干扰消除系统中^[16-17],SI经第一级结构消除后功率大幅降低,残余SI与SOI一同放大后输入第二级消除结构。此时,SOI的功率提高,其在调制过程中产生的非线性成分增大,会限制系统的无杂散动态范围(Spurious-free Dynamic Range, SFDR)^[18]。因此,需要进一步考虑电光调制过程中由三阶交调项(Third Intermodulation Distortion, IMD3)等非线性成分引起的信号失真问题。目前,许多基于微波光子技术的线性度提升方案已被提出^[19-26]。文献[19-20]分别提出了一种基于不平衡双平行马赫曾德尔调制器(Dual-parallel Mach-Zehnder Modulators, DP-MZM)和一种级联偏振调制器的结构,通过调节调制器两臂的光功率比或信号的调制指数抑制IMD3,但操作较为复杂。文献[21-23]提出了一类基于偏振复用调制器的线性度优化方案,通过改变光信号偏振方向与调制器偏振轴的角度,实现IMD3的抑制。此外,文献[24]提出了一种基于DP-MZM的非线性抑制方案,通过对光载波引入180°的相移实现IMD3等非线性成分的抑制,结构相对简单,操作较为方便,而文献[25-26]则通过平衡探测提高系统SFDR,在抑制非线性成分的同时还可以降低输出信号中的直流成分与噪声功率。

基于上述背景,本文针对带内全双工接收系统中的自干扰现象和SOI非线性失真问题提出了一种基于微波光子技术的解决方案,利用模拟光链路进行SI的消除并结合数字方法实现SOI非线性的抑制。此外,针对无自干扰问题的普通模拟光链路,该结构还可作为独立的线性度优化系统,减小一般应用场景中信号的非线性失真。

1 原理

提出的自干扰对消及SOI线性度优化方案的基本原理如图1所示。该结构由一个激光器(Laser Diode, LD)、一个集成的双偏振双驱动马赫曾德尔调制器(Dual-polarization Dual-drive Mach-Zehnder Modulator, DPol-DDMZM)、两个偏振控制器(Polarization Controller, PC)、一个偏振分束器(Polarization Beam Splitter, PBS)、两个光电探测器(Photodetector, PD)、模数转换器(Analog-to-digital Converter, ADC)以及数字信号处理(Digital Signal Processing, DSP)模块组成。LD输出的光载波经PC1调整偏振方向后输入DPol-DDMZM中,该DPol-DDMZM由两个偏振复用的双驱动马赫曾德尔调制器(Dual-drive Mach-Zehnder Modulator, DDMZM)组成,每个DDMZM包含上下两个并联的相位调制器(Phase

Modulator, PM)。由 SOI 和 SI 组成的接收信号被等分为两路并分别注入 PM1 和 PM3 的射频端口,用于抵消 SI 的 RS 被等分为两路并分别注入 PM2 和 PM4 的射频端口。调整两个子 DDMZM 的直流偏置,使两者分别偏置在最大传输点和正交传输点。DDMZM2 的输出经一个 90°偏振旋转器(90°Polarization Rotator, 90°PR)后与 DDMZM1 的输出在 DPoI-DDMZM 内部的偏振合束器(Polarization Beam Combiner, PBC)处偏振复用,作为 DPoI-DDMZM 的输出。接着,该输出信号经 PC2 输入 PBS,通过调节 PC2 使 PBS 的两个主轴方向与 DPoI-DDMZM 的两个主轴方向分别对齐,实现偏振解复用。此时, PBS 的上路输出即为 DDMZM1 的调制输出信号, PBS 的下路输出即为 DDMZM2 的调制输出信号,两路调制光信号分别在两个 PD 处探测,得到两路不含 SI 的正交电信号,利用 ADC 对其进行采样和量化,并通过 MATLAB 软件进行离线处理,可以抑制 SOI 的非线性成分。

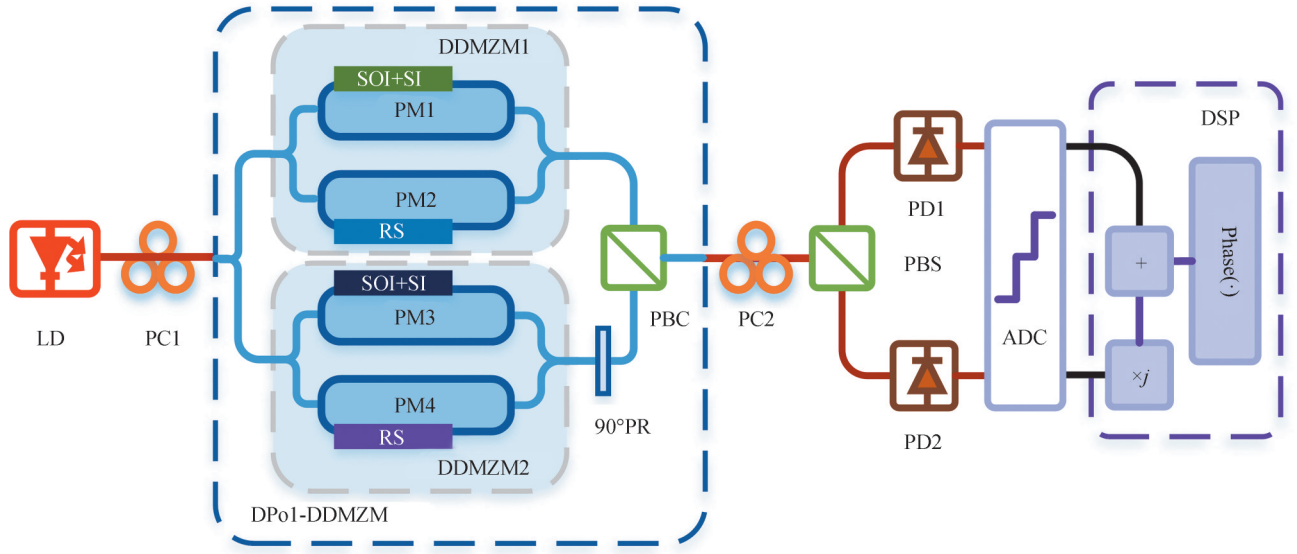


图1 线性化光子辅助自干扰消除原理

Fig. 1 Schematic diagram of the linearized photonic-assisted self-interference cancellation

1.1 自干扰抵消原理

图1中 DDMZM1 的输出可表示为

$$E_{DDMZM1}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_{in}(t) \cos\left\{\frac{\pi[s_{SOI}(t) + s_{SI}(t) - s_{RS}(t) + V_{b1}]}{2V_{\pi}}\right\} \exp\left\{j\frac{\pi[s_{SOI}(t) + s_{SI}(t) + s_{RS}(t) + V_{b1}]}{2V_{\pi}}\right\} \quad (1)$$

式中, $E_{in}(t)$ 为 LD 输出光载波的电场, $s_{SOI}(t)$ 、 $s_{SI}(t)$ 和 $s_{RS}(t)$ 分别表示 SOI、SI 和 RS, V_{b1} 为加载在 DDMZM1 上的直流偏置电压, V_{π} 为 DDMZM1 的半波电压。

将该调制的光信号注入 PD1, 拍频得到的电信号为

$$E_{PD1}(t) = R_1 E_{DDMZM1}(t) E_{DDMZM1}^*(t) = \frac{1}{4} R_1 |E_{in}(t)|^2 \left\{1 + \cos\frac{\pi[s_{SOI}(t) + s_{SI}(t) - s_{RS}(t) + V_{b1}]}{V_{\pi}}\right\} \quad (2)$$

式中, R_1 为 PD1 的响应度。

从式(2)可以看出, 当 $s_{RS}(t)$ 和 $s_{SI}(t)$ 完全相同时, SI 可被完全抵消, 且消除效果不受调制器偏置的影响, 此时 PD1 的输出可被表示为

$$E_{PD1}(t) = \frac{1}{4} R_1 |E_{in}(t)|^2 \left\{1 + \cos\frac{\pi[s_{SOI}(t) + V_{b1}]}{V_{\pi}}\right\} \quad (3)$$

同理, 当 SI 被完全抵消时, PD2 的输出可被表示为

$$E_{PD2}(t) = \frac{1}{4} R_2 |E_{in}(t)|^2 \left\{1 + \cos\frac{\pi[s_{SOI}(t) + V_{b2}]}{V_{\pi}}\right\} \quad (4)$$

式中, R_2 为 PD2 的响应度, V_{b2} 为加载在 DDMZM2 上的偏置电压。

1.2 非线性抵消原理

在无自干扰问题的一般电-光-电系统中,系统输入信号即为不含SI的SOI,故无需注入RS,此场景可被视为 $s_{RS}(t)=s_{SI}(t)=0$ 的特殊情况。而在带内全双工通信系统中,可利用电衰减器、电延时线对RS的幅度和延时进行调节,通过高精度地控制,提高SI的抑制深度,使得系统能在光电探测后输出较为纯净的SOI,故在这两种情况下PD1和PD2的输出均可被写成式(3)和(4)的形式。从式(3)和(4)中可以看出,当 V_{b1} 和 V_{b2} 分别为0和 $-\frac{V_\pi}{2}$ 时,PD1和PD2的输出为两个正交信号。假设 $s_{SOI}(t) = V_s \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)$, 其中, V_s, f_s 及 φ_s 分别表示信号的幅度、频率和相位。此时,PD1和PD2的输出可分别表示为

$$E_{PD1}(t) = \frac{1}{4} R_1 |E_{in}(t)|^2 \{1 + \cos[\beta \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)]\} \quad (5)$$

$$E_{PD2}(t) = \frac{1}{4} R_2 |E_{in}(t)|^2 \{1 + \sin[\beta \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)]\} \quad (6)$$

式中, $\beta = \frac{\pi V_s}{V_\pi}$ 为调制指数。

当 β 较小时,式(6)可以改写为

$$E_{PD2}(t) \approx \frac{1}{4} R_2 |E_{in}(t)|^2 [1 + \beta \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)] \quad (7)$$

从式(7)可以看出,在小信号调制条件下,式(6)中的非线性成分可被忽略,PD2的输出即为SOI。然而,当SOI功率较大时,由贝塞尔展开公式可知,PD1的输出包含直流和偶数次谐波,PD2的输出包含直流成分、基频成分以及高阶奇数次谐波,此时,式(7)的近似不成立。当SOI为宽带信号时,PD2输出的信号中除SOI和谐波失真外,还包括了各阶交调成分。取 $E_{PD1}(t)$ 中的余弦项作为实部,取 $E_{PD2}(t)$ 中的正弦项作为虚部,构造复信号,当 $R_1=R_2=R$ 时,根据欧拉公式,该复信号可以写为

$$\cos[\beta \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)] + j \sin[\beta \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)] = \exp[j\beta \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)] \quad (8)$$

提取该复信号的相位,即可得到不含非线性成分的SOI,且通过式(8)得到的非线性抑制的SOI与信号的幅度无关。

由于两路信号经过不同的路径分别探测,故两者相对幅度可能存在一定的误差,从而影响上述非线性抑制的效果。为方便表示,两个信号可被记为

$$E_1(t) = A \{1 + \cos[\beta x(t)]\} \quad (9)$$

$$E_2(t) = B \{1 + \sin[\beta x(t)]\} \quad (10)$$

式中, $A = \frac{1}{4} |E_{in}(t)|^2 R_1, B = \frac{1}{4} |E_{in}(t)|^2 R_2$ 分别表示两个信号的幅度, $x(t) = \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)$ 。

为减小两路信号功率不匹配对该系统非线性抑制效果的影响,在此结构基础上提出了一种优化算法,对两路信号的功率进行匹配,其流程如图2所示。首先利用 $\text{Mean}(\cdot)$ 函数求得两路信号的直流幅度,分别记为 D_1 和 D_2 ,并对两者求平方。然后对两路信号各自平方后利用 $\text{Mean}(\cdot)$ 函数求得两个平方项的均值,分别

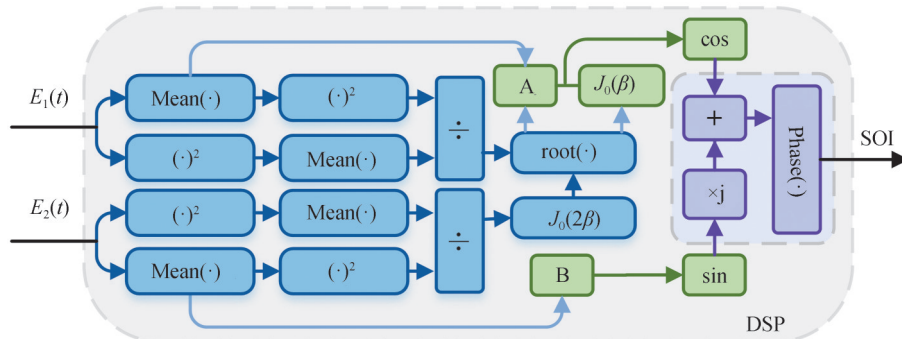


图2 DSP流程

Fig. 2 The DSP flow chart

记为 D_3 和 D_4 , 各项数值结果如表 1 所示。由表格的最后一列可知, $E_2(t)$ 的直流幅度 D_2 即为该信号的幅度 B , 根据 D_4 和 D_2^2 可以确定 $J_0(2\beta)$ 的值, 将该值带入 D_3 并与 D_1^2 联立可以得到 $J_0(\beta)$ 和 $E_1(t)$ 的幅度 A 。根据以上求得的信息可以提取出 $E_1(t)$ 的余弦项和 $E_2(t)$ 的正弦项, 并实现这两个正交项的相对幅度匹配。利用得到的正交项构造复信号, 提取该复信号的相位, 即可恢复出不含非线性成分的 SOI。

表 1 DSP 各项参数数值表
Table 1 DSP parameter values

Signal	$E_1(t) = A\{1 + \cos[\beta x(t)]\}$	$E_2(t) = B\{1 + \sin[\beta x(t)]\}$
DC (signal)	$D_1 = A[1 + J_0(\beta)]$	$D_2 = B$
DC ² (signal)	$D_1^2 = A^2[1 + 2J_0(\beta) + J_0^2(\beta)]$	$D_2^2 = B^2$
DC (signal ²)	$D_3 = A^2\left[\frac{3}{2} + 2J_0(\beta) + \frac{1}{2}J_0(2\beta)\right]$	$D_4 = B^2\left[\frac{3}{2} - \frac{1}{2}J_0(2\beta)\right]$

2 仿真分析

为验证该自干扰对消及线性度优化方案的可行性, 对该结构进行仿真, 并在链路中引入各种不理想因素以研究其对自干扰对消功能、非线性消除功能以及整体性能的影响。

2.1 系统整体性能讨论

根据图 1 所示结构, 搭建仿真链路, 对整体系统性能展开研究。在仿真中, LD 输出光载波波长为 1 550 nm, 平均功率为 10 mW, 该光载波被注入一个 DPoI-DDMZM, 其两臂的子 DDMZM 的半波电压均为 3.6 V。两个 DDMZM 的射频端口与接收信号和 RS 相连, 其中 SOI 为功率为 10 dBm、中心频率为 2 GHz、符号率为 250 Mbaud 的十六进制正交幅度调制 (16 Quadrature-Amplitude Modulation, 16-QAM) 信号, SI 和 RS 为功率为 10 dBm、中心频率为 2 GHz、符号率为 500 Mbaud 的四进制正交相移键控 (Quadrature Phase-shift Keying, QPSK) 信号。当系统设置在理想状态时, 关闭 RS, PD1 和 PD2 的输出频谱分别如图 3(a)、(b) 所

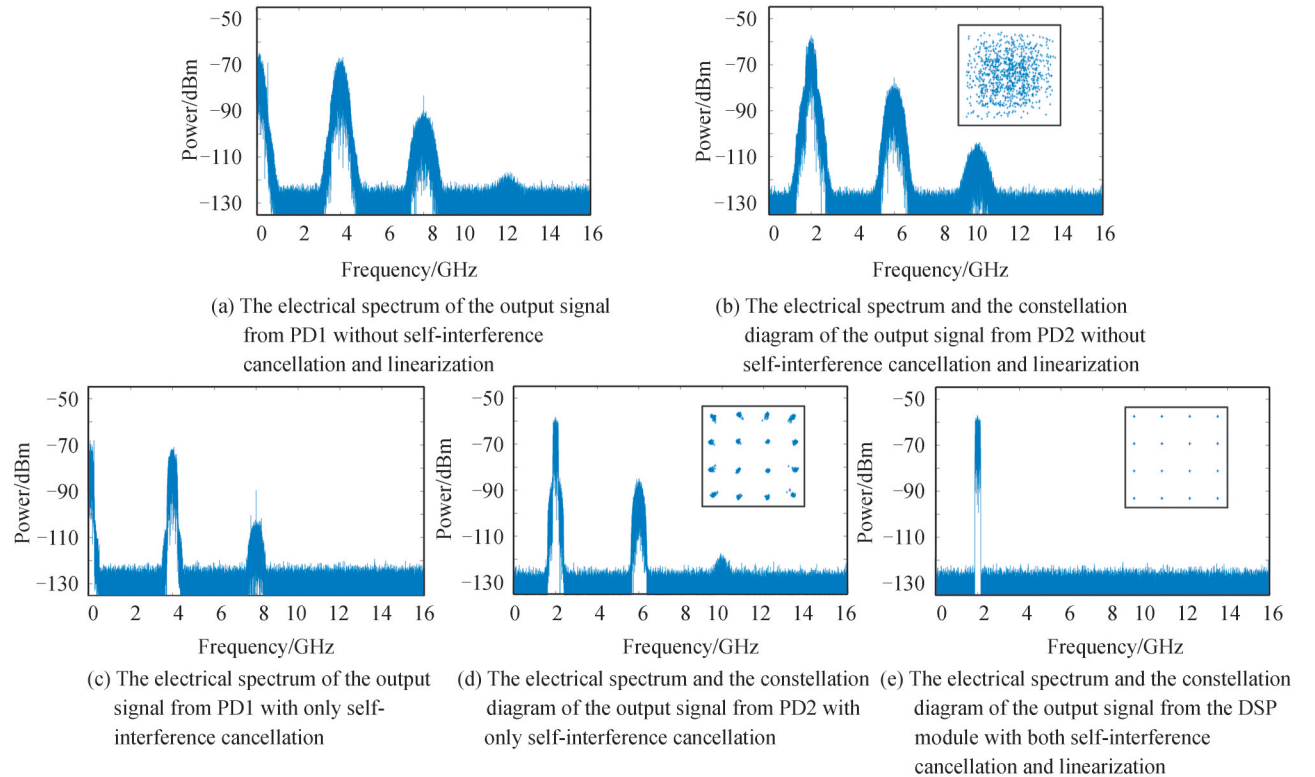


图 3 理想条件下系统输出信号频谱

Fig. 3 The electrical spectra of the output signals from the system under ideal conditions

示,其中PD1的输出不含基频成分及奇数次谐波,PD2的输出不包含直流成分及偶数次谐波,与1.2节的理论分析一致。此时,PD2输出信号的星座图如图3(b)插图所示,其中SI功率较大,影响了SOI的正确解调。接着,打开RS,SI被完全消除,此时PD1和PD2输出信号的频谱如图3(c)和(d)所示,PD2输出信号的星座图如图3(d)插图所示,其对应误差向量幅度(Error Vector Magnitude, EVM)为5.6%。从图3(d)的频谱中可以看出虽然SI被消除,但SOI附近存在一定的非线性失真,对接收SOI的性能产生影响。为进一步消除非线性失真干扰,需对PD1和PD2的输出信号进行数字处理,此时,无论是否使用功率匹配算法,处理后输出SOI的非线性均可被完全抵消,其频谱及星座图如图3(e)所示,对应信号的EVM为0.049%,相比未进行非线性失真抑制的情况EVM有很大的提升。

由于实际应用中存在一定的系统误差,故在仿真时引入部分不理想因素进行研究。保持信号不变,调整系统参数,对RS和SI引入延时差 $\Delta\tau=2$ ps和功率差 $\Delta p=0.1$ dB,对两路调制光信号分别引入延时差 $\Delta t=2$ ps和功率差 $\Delta a=1$ dB,并对两个DDMZM引入相同的偏置漂移 $\Delta v=0.02$ V。此时,PD1和PD2输出信号的频谱如图4(a)和(b)所示。图4(b)插图为PD2输出信号的星座图,其对应EVM为5.8%,与图3(d)对比可知,此时仍有部分SI残留,导致EVM略微增加。接着,对这两路电信号进行数字处理,经功率匹配算法重建复信号并提取相位后,输出信号的频谱和星座图如图4(c)所示,其对应EVM为1.9%。这表明该系统在引入部分不理想因素时仍具有一定的自干扰及非线性抑制能力,能有效降低接收信号的EVM。

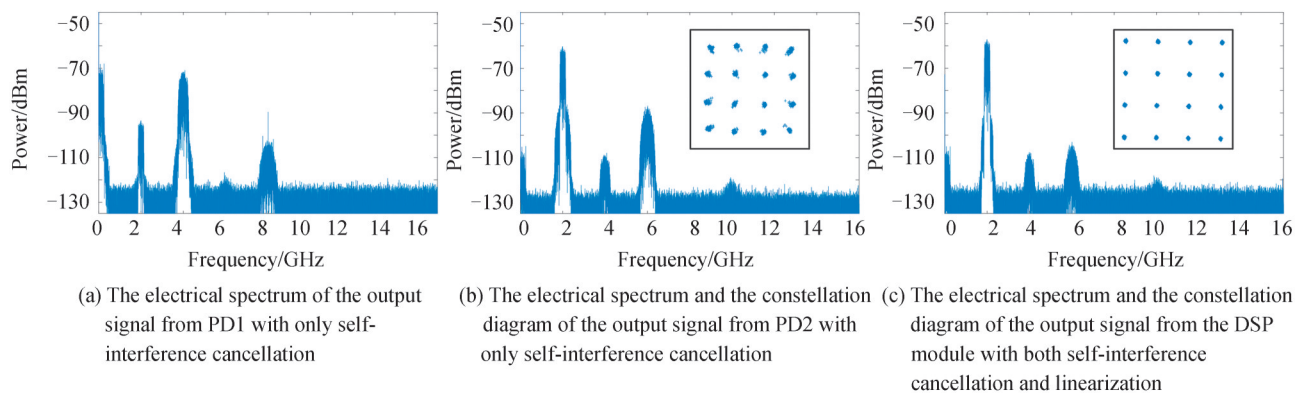


图4 非理想条件下系统输出信号频谱

Fig. 4 The electrical spectra of the output signals from the system under non-ideal conditions

2.2 自干扰对消性能讨论

为验证该方案的自干扰对消性能、研究各种不理想因素对系统自干扰对消能力的影响,对图1所示结构中偏置在正交传输点的单条链路进行仿真。LD输出的波长与功率不变,DDMZM上下两臂被加载上两路功率为10 dBm,中心频率为2 GHz,符号率为250 Mbaud的16-QAM信号,分别模拟SI和RS,此时不考虑SOI。

2.2.1 功率不匹配

假设SI和RS信号完全相同,且延时完全匹配,仅功率存在一定的误差 Δp , Δp 由0.1 dB增加至4 dB。其接收信号自干扰抑制比(Self-interference Cancellation Depth, SICD)随 Δp 变化的情况如图5(a)所示。从中可以看出,当 $\Delta p=0.2$ dB时,SI可被抑制约31.9 dB;当 $\Delta p=0.5$ dB时,SI可被抑制约24.0 dB;而当 $\Delta p=2.5$ dB时,SICD仅为11.0 dB,随着 Δp 的增加,SICD继续减小,表明当 Δp 较小时,该方案能实现较好的自干扰抑制效果,但 Δp 较大时,其自干扰抑制能力较弱。在实际中,可以通过提高对RS的功率调节精度,减小其与SI的功率误差以增加系统的SICD。

2.2.2 延时不匹配

保持系统的设置不变,当SI和RS信号完全相同,且功率完全匹配时,对RS引入一个相对的延时差 $\Delta\tau$, $\Delta\tau$ 由1到30 ps不断增加。此时,系统SICD随 $\Delta\tau$ 变化的情况如图5(b)所示,从中可以看出,当 $\Delta\tau=1$ ps时,系统的SICD可达约37.1 dB,随着 $\Delta\tau$ 的增大,系统自干扰对消能力明显减弱,当 $\Delta\tau=20$ ps时,SI仅被抑制约11.1 dB。因此,为了得到更好的自干扰对消效果,需要更精确地调节RS的延时,减少其与SI的延时差。

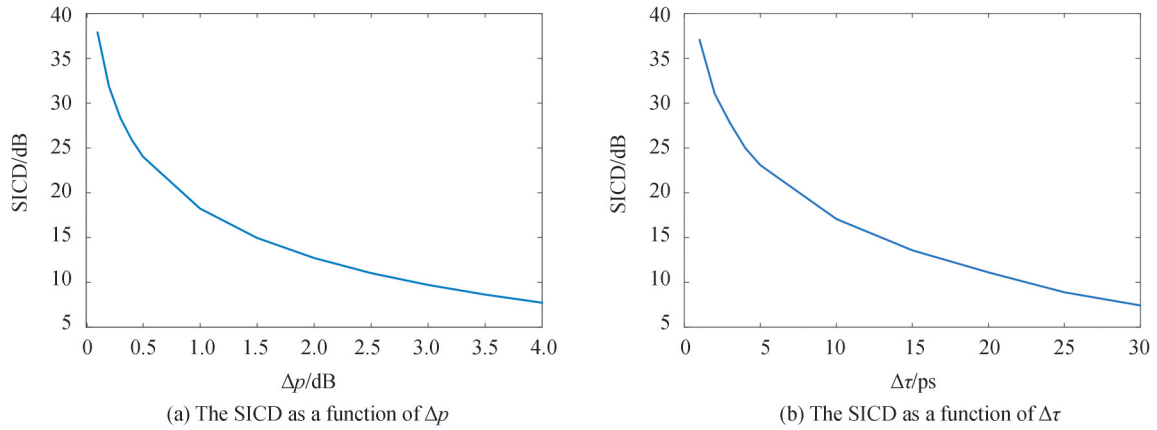


图5 SICD随 Δp 和 $\Delta \tau$ 的变化情况
Fig. 5 The SICD as functions of Δp and $\Delta \tau$

2.3 非线性抑制性能讨论

为验证该结构非线性抑制的能力,并研究调制器电压偏置漂移、两光路信号的功率不匹配以及延时不匹配对系统非线性消除能力的影响,根据图1所示的结构搭建仿真链路。此时,LD输出的波长和功率仍保持为1550 nm和10 mW,两个功率为10 dBm、中心频率为2 GHz、符号率为250 Mbaud的16-QAM信号作为SOI分别注入PM1和PM3。为排除自干扰成分的影响,该仿真未考虑SI和RS,故注入PM2和PM4的信号被关闭。

2.3.1 功率不匹配

由于DDMZ1和DDMZ2的调制信号经PBS解复用后分别经过不同的链路并利用两个不同的PD进行探测,在实际中,两个输出电信号会存在一定的功率差。由1.2节的分析可知,利用功率匹配算法可以进行补偿,故利用仿真对该算法的匹配效果进行验证。为方便设置,仿真中忽略了两个PD响应的误差,仅对DDMZ1和DDMZ2输出的两路光信号引入一个功率差 Δa 。当系统处于理想工作状态,即 $\Delta a=0$ 时,PD1、PD2及DSP模块输出信号的频谱与图3(c)~(e)一致。接着,在其他参数不变的条件下增加 Δa 至1 dB,若不使用算法进行功率匹配,直接利用两路信号构建复信号并提取相位时,输出信号频谱和星座图如图6(a)所示,对比图3(d)可以看出,信号IMD3及三次谐波成分略有减小,五次谐波成分被抑制到噪底以下,此时信号的EVM为3.5%,表明该系统具有一定的非线性消除能力,但消除效果有限。利用算法匹配功率后,处理得到信号的频谱和星座图如图6(b)所示,其对应的EVM为0.054%,对比图6(a),此时接收信号的质量明显提升。当增大 Δa 至3 dB时,通过功率匹配算法得到的信号频谱和星座图如图6(c)所示,对应的EVM为0.067%,与图3(e)所示理想条件下的结果相近,表明该算法能有效减少由光路功率不匹配造成的系统误差。

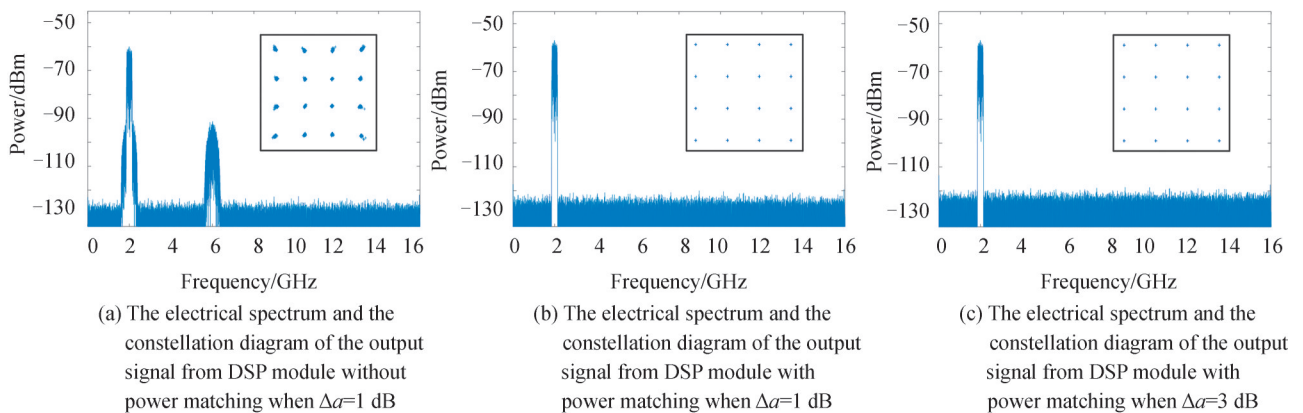


图6 不同功率不匹配条件下系统输出信号频谱

Fig. 6 The electrical spectra of the output signals from the system under different power mismatch conditions

2.3.2 偏置漂移

由于环境影响,调制器的传输曲线会发生偏移,导致偏置漂移问题,造成系统工作性能的不稳定,故仿真研究了偏置漂移对该系统非线性消除性能的影响。将系统其他参数设置在理想状态且保持不变,仅改变两个DDMZM的直流偏置。在仿真中,假设两者的直流漂移量均为 Δv ,由0到0.2 V以0.02 V的步进增加,接收信号EVM会随之发生变化,其变化情况如图7(a)所示。从中可知,EVM和 Δv 呈近似线性关系,当 $\Delta v=0$ V时,对应的接收信号EVM为0.049%。增加 Δv ,在无算法条件下,EVM随 Δv 变化曲线如蓝色实线所示;有匹配算法条件下,输出信号EVM随 Δv 的变化曲线如绿色虚线所示。可以看出当偏置漂移较小时,无论是否引入功率匹配算法,该系统都能实现较好的非线性抵消效果,但随着时间变化,偏置漂移量不断增加,该系统的非线性抵消能力减弱。未引入功率匹配算法时,偏置漂移对系统的非线性消除能力影响较小,而引入功率匹配算法后,增加 Δv ,系统接收信号EVM明显增加。当 $\Delta v=0.2$ V,即引入漂移相位为 10° (调制器半波电压为3.6 V)时,两种情况接收信号的EVM分别为2.7%和0.84%。这一结果表明,引入功率匹配算法虽仍能实现对接收信号的非线性抵消,但相对于无算法时,其消除非线性能力明显减弱。这是因为功率匹配算法是基于表1所示的各项数值关系实现的,偏置漂移会影响模拟链路两个输出电信号中直流及各频率成分的功率,在数字处理过程中引入一定的计算误差,限制该算法的性能。所以,在实际中,可以使用直流偏压控制电路,通过反馈控制使调制器能长时间保持在理想工作状态,减少偏置漂移对系统非线性抵消效果的影响。

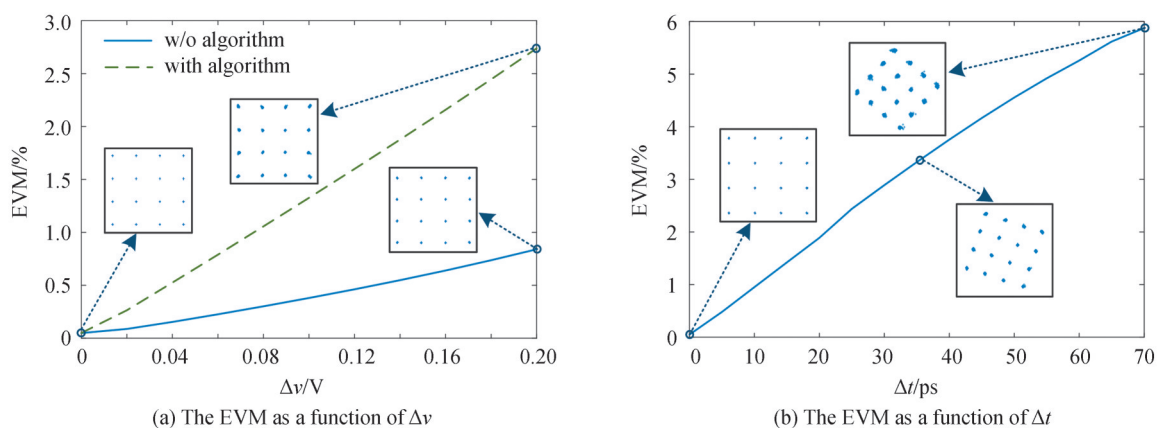


图7 EVM随 Δv 和 Δt 的变化情况
Fig. 7 The EVM as functions of Δv and Δt

2.3.3 延时不匹配

在实际中,由于两路光信号分别通过两个单独的光路进行传输和探测,故会存在一定的延时差。为研究信号延时不匹配对该系统非线性抵消能力的影响,仿真时,对DDMZM2的输出信号引入一个延时 Δt ,从0到70 ps以5 ps的步进增加。接收信号EVM随 Δt 的变化曲线如图7(b)所示,从中可以看出,EVM和 Δt 呈近似线性变化,当 $\Delta t=0, 35, 70$ ps时,接收信号的EVM分别为0.049%, 3.3%, 5.9%,其对应的星座图如插图所示。从中可以看出随着 Δt 的增加,星座图发生了旋转,利用移相器可以对其进行修正。当 Δt 小于65 ps时,接收信号EVM小于未经非线性消除的单路接收信号EVM(5.6%),系统具有非线性消除能力,当 Δt 大于70 ps时,接收信号EVM大于未经非线性消除的单路接收信号EVM,该系统无法实现非线性消除功能。因此,若要实现较好的非线性抑制效果,需要对两路信号进行较为精确的延时匹配。在实际中可通过将整体结构集成来减少因两路延时不匹配造成的失真。

2.3.4 无杂散动态范围

为了更完整地评估该系统的非线性抑制能力,对该系统非线性抑制前后的SFDR进行了测量。保持LD输出光载波的波长和功率不变,并对PM1和PM3同时注入两个大小相等的双音信号,其频率为2 GHz和2.1 GHz。此时,将两个DDMZM的偏置漂移量 Δv 设为0.01 V,并将两者输出信号的功率差 Δp 和延时差 Δt 分别设置为1 dB和1 ps,在此条件下改变输入双音信号的功率,输出信号的基频成分和IMD3的功率随之

变化。未经非线性抑制的单路接收信号 SFDR 曲线以及经 DSP 消除非线性成分后的 SFDR 曲线如图 8 所示,从中可知,非线性抑制前,单路接收系统的 SFDR 为 $105.24 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$,经双路接收及处理后,系统的 SFDR 达到了 $115.37 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$,提升了 10.13 dB 。

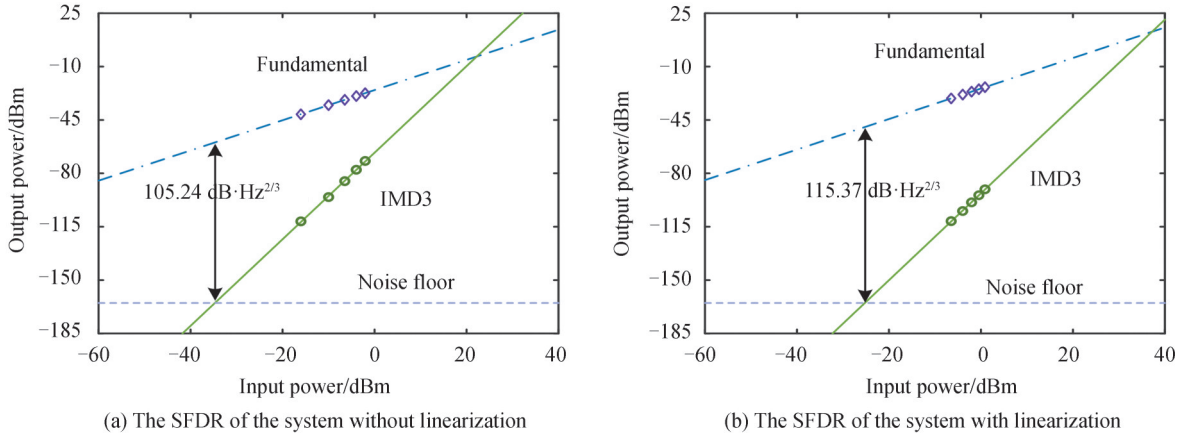


图 8 线性化前后系统无杂散动态范围
Fig. 8 The SFDR of the system with and without linearization

3 实验验证

基于分析,根据图 1 所示原理,搭建了微波光子链路,利用实验对该方案的可行性进行进一步验证。首先,LD(ID Photonics CoBriteDX1-1-C-H01-FA)输出波长为 1550 nm 、功率为 10 dBm 的光信号,经过 PC1 进入一个 DPoL-DDMZM(Fujitsu FTM7980EDA),调节 PC1,使得光信号进入调制器的功率最大。然后,将任意波形发生器(Arbitrary Waveform Generator, AWG Keysight M8195A)的采样率设置为 64 GSa/s ,利用其产生四路时间长度为 $4 \mu\text{s}$ 的信号,分别模拟两个接收信号和两个 RS。将两个接收信号分别注入两个子 DDMZM 的上臂,并在电域调节两个 RS 的功率和延时,使之与 SI 匹配后分别注入两个子 DDMZM 的下臂。两个子 DDMZM 的调制结果在 DPoL-DDMZM 内部偏振复用后被一同输出,两个不同偏振的光调制信号通过 PC2 和 PBS 解复用后由两个 PD(LSIPD-A75)分别进行探测。拍频输出的电信号通过示波器(Oscilloscope, OSC, R&S RTO2032)完成采样与量化,最后经离线数字处理,得到不含 SI 和非线性失真的 SOI。

首先,针对一般的电-光-电系统,在不考虑 SI 的条件下,对系统的非线性抵消能力进行实验验证。此时,利用 AWG 的两个通道产生两路功率为 4 dBm 、频率为 10 MHz 和 12 MHz 的双音信号作为 SOI 输入该结构中。非线性抑制前后系统输出信号的频谱如图 9 所示。从中可以看出,SOI 的非线性成分有所抑制,其中

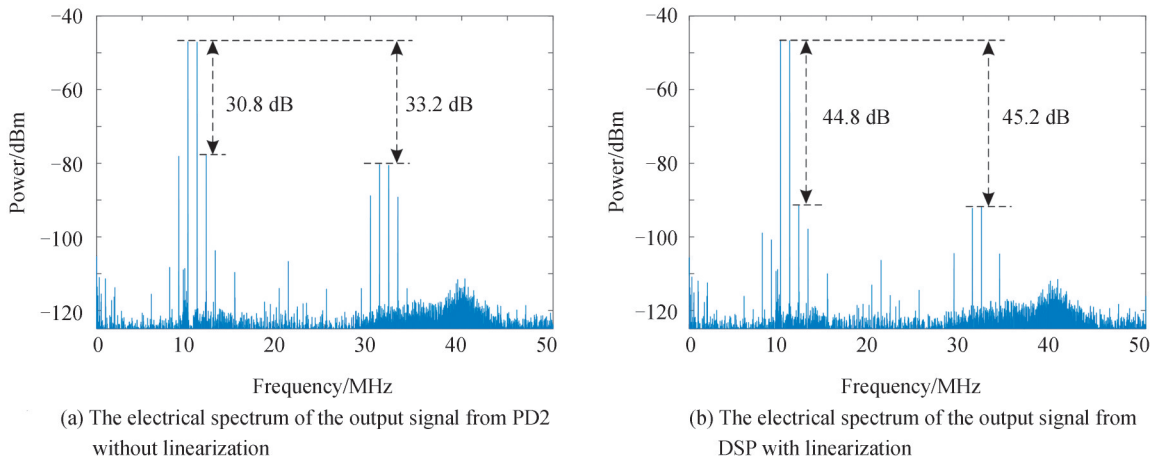


图 9 非线性抑制前后系统输出信号频谱
Fig. 9 The electrical spectra of output signals from the system with and without linearization

IMD3被抑制了14 dB,三次谐波被抑制了12 dB。

针对带内全双工系统,在实验基础上增加了SI和RS以验证整体系统的性能。此时,AWG生成四路信号分别模拟两个接收信号和两个RS,其中SOI为频率为10 MHz和12 MHz的双音信号,SI和RS为中心频率为11 MHz、符号率为4 Mbaud的QPSK信号。保持接收信号功率为4 dBm,当RS关闭时,PD2输出的信号中具有较强的SI,其频谱如图10(a)所示。接着,打开RS,并在电域调节其功率和延时,使之与接收信号中的SI匹配。此时,PD2输出的信号频谱如图10(b)所示,与图10(a)对比可知,SI被抑制了25.6 dB,其残余功率小于SOI的非线性成分功率。然后,将模拟链路输出的两个电信号采样量化并进行数字域处理,输出信号频谱如图10(c)所示,对比图10(b)可知,SOI的IMD3被抑制了17.3 dB。

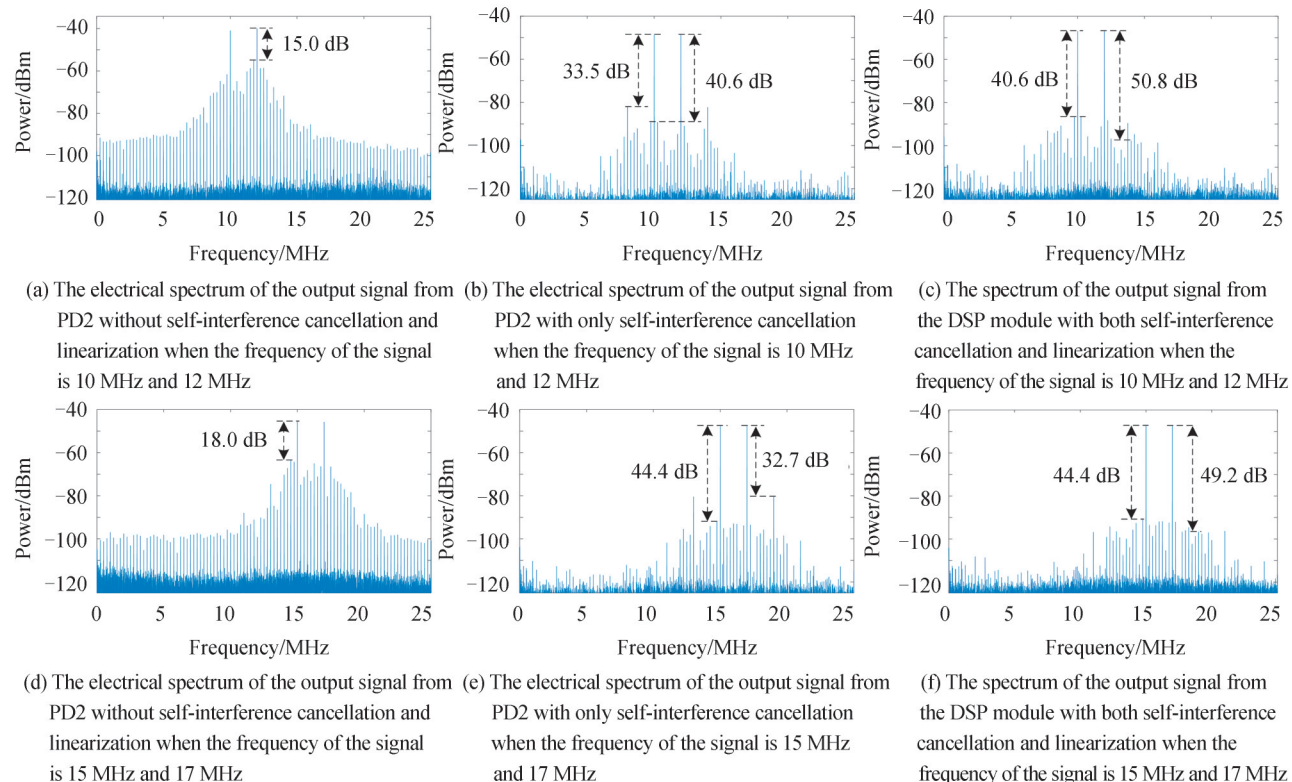


图10 系统输出信号及其经自干扰消除和线性优化后的频谱

Fig. 10 The electrical spectra of the output signals from the system with and without self-interference cancellation and linearization

最后,改变信号的频率,将双音SOI的频率设置为15 MHz和17 MHz,SI和RS的中心频率设置为16 MHz并保持其符号率等其他参数不变。未经自干扰和非线性消除的信号频谱、经自干扰对消未经非线性消除的信号频谱以及经过自干扰对消和非线性消除的信号频谱分别如图10(d)~(f)所示。从图中可以看出,SI被消除了26.4 dB,非线性被消除了16.5 dB,表明该系统具有一定的调谐性。

4 结论

本文提出了一种带内全双工系统的线性化光子辅助自干扰消除方案,并通过仿真和实验对该方案的可行性进行了分析和验证。在带内全双工通信系统中,该方案可以在对消SI的同时,减小SOI的非线性失真,提升接收机的SFDR。在无自干扰问题的一般电-光-电系统中,该方案可作为单独的线性度优化系统,消除一般应用场景中由电光调制器引入的非线性成分。此外,针对两路光信号功率不匹配问题提出了一种优化算法,减小了功率不匹配问题对系统非线性消除能力的影响。通过仿真分析可知,RS和SI的功率误差及延时误差会影响系统的自干扰对消能力,而两个子调制器的偏置漂移问题、两路光信号的功率误差和延时误差会对系统的非线性消除能力造成一定的限制。在实际中,偏置漂移以及两个光路功率不匹配的问题可通

过偏压控制电路以及功率匹配算法解决,但自干扰抵消以及非线性消除过程中的延时不匹配问题仍需通过提高信号的延时控制精度解决。经实验验证,当SOI为中心频率分别为10 MHz和12 MHz的双音信号,SOI和RS为中心频率为11 MHz、符号率为4 Mbaud的QPSK信号时,该方案能达到约25.6 dB的SICD和约17.3 dB的IMD3抑制深度。

参考文献

- [1] EVERETT E, SAHAI A, SABHARWAL A. Passive self-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(2): 680-694.
- [2] DUARTE M, DICK C, SABHARWAL A. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(12): 4296-4307.
- [3] HAN Xiuyou, SU Xinxin, FU Shuanglin, et al. RF self-interference cancellation by using photonic technology[J]. *Chinese Optics Letters*, 2021, 19(7): 073901.
- [4] SUAREZ J, KRAVTSOV K, PRUCNAL P R. Incoherent method of optical interference cancellation for radio-frequency communications[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2009, 45(4): 402-408.
- [5] SUAREZ J, PRUCNAL P R. Instantaneous bandwidth of counter-phase optical interference cancellation for RF communications[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2011, 21(9): 507-509.
- [6] CHANG J, PRUCNAL P R. A novel analog photonic method for broadband multipath interference cancellation[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2013, 23(7): 377-379.
- [7] CHANG M P, FOK M, HOFMAIER A, et al. Optical analog self-interference cancellation using electro-absorption modulators[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2013, 23(2): 99-101.
- [8] ZHANG Yunhao, XIAO Shilin, YU Yinghong, et al. Experimental study of wideband in-band full-duplex communication based on optical self-interference cancellation[J]. *Optics Express*, 2016, 24(26): 30139-30148.
- [9] CHANG M P, BLOW E C, LU M Z, et al. RF characterization of an integrated microwave photonic circuit for self-interference cancellation[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2018, 66(1): 596-605.
- [10] CHEN Yang, PAN Shilong. Simultaneous wideband radio-frequency self-interference cancellation and frequency downconversion for in-band full-duplex radio-over-fiber systems[J]. *Optics Letters*, 2018, 43(13): 3124-3127.
- [11] ZHU Sha, LI Ming, ZHU Ninghua, et al. Photonic radio frequency self-interference cancellation and harmonic down-conversion for in-band full-duplex radio-over-fiber system[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2019, 11(5): 5503110.
- [12] WENG Beiyue, CHEN Yu, CHEN Yang. Photonic-assisted wideband frequency downconverter with self-interference cancellation and image rejection[J]. *Applied Optics*, 2019, 58(13): 3539-3547.
- [13] HU Xiaopeng, ZHU Dan, CHEN Wenjuan, et al. Photonic simultaneous self-interference cancellation and image-reject mixing[C]. *2019 Asia Communications and Photonics Conference (ACP)*, 2019: 1-3.
- [14] CHEN Yang. A photonic-based wideband RF self-interference cancellation approach with fiber dispersion immunity[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(17): 4618-4624.
- [15] CHEN Yang, YAO Jianping. Photonic-assisted RF self-interference cancellation with improved spectrum efficiency and fiber transmission capability[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(4): 761-768.
- [16] LIU Ying, ROBLIN Patrick, QUAN Xin, et al. A full-duplex transceiver with two-stage analog cancellations for multipath self-interference[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 65(12): 5263-5273.
- [17] QUAN Xin, LIU Ying, PAN Wensheng, et al. A two-stage analog cancellation architecture for self-interference suppression in full-duplex communications [C]. *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium-IMS 2017 IEEE*, 2017, 1169-1172.
- [18] ZHANG Xiupu, ZHU Ran, SHEN Dongyan, et al. Linearization technologies for broadband radio-over-fiber transmission systems[J]. *Photonics*, 2014, 1(4): 455-472.
- [19] WANG Tao, CHANG Qingjiang, SU Yikai. Generation of linearized optical single sideband signal for broadband radio over fiber systems[J]. *Chinese Optics Letters*, 2009, 7(4): 339-343.
- [20] ZHANG Haiting, PAN Shilong, HUANG Menghao, et al. Linear analog photonic link based on cascaded polarization modulators[C]. *2012 Asia Communications and Photonics Conference (ACP)*. IEEE, 2012: 1-3.
- [21] HUANG Menghao, FU Jianbin, PAN Shilong. Linearized analog photonic links based on a dual-parallel polarization modulator[J]. *Optics Letters*, 2012, 37(11): 1823-1825.
- [22] KUMAR P, SINGLA S, SHARMA S K. SFDR Enhancement of 120° phase angle-based RoF link by using linear polarizers[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2019, 31(8): 611-614.
- [23] MASELLA B, ZHANG Xiupu. Linearized optical single-sideband Mach-Zehnder modulator for radio-over-fiber systems [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(24): 2024-2026.
- [24] GU Yiying, YAO Jianping. Microwave photonic link with improved dynamic range through π phase shift of the optical carrier band[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(3): 964-970.

- [25] YU Hongchen, LI Pengxiao, CHEN Minghua, et al. Photonic downconversion and linearization of microwave signals from the X-to K-band[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(19): 2015-2018.
- [26] TAN Qinggui, GAO Yongsheng, FAN Yangyu, et al. Multi-octave analog photonic link with improved second-and third-order SFDRs[J]. Optics Communications, 2018, 410(2018): 685-689.