

宽带多载波微波光子链路的自适应非迭代线性化技术

卢冰^{1,2}, 陈康^{1,2}, 侯维刚^{1,2*}, 白一凡^{1,2}, 张佳昕^{1,2}, 郭磊^{1,2}

¹重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065;

²重庆邮电大学智能通信与网络安全研究院, 重庆 400065

摘要 本文针对宽带多载波微波光子链路(MPL)中产生的带内三阶交调失真(IMD3)和带外互调失真(XMD),给出了相应的非线性失真模型,然后基于失真模型中的XMD和IMD3信号与基频信号符号相反的特性来获取具有闭式解的代价函数,从而在快速自适应获取最优线性化系数的同时完成对XMD和IMD3的补偿。与现有的XMD和IMD3补偿方法相比,该方法无需系统和信号的先验参数,无需复杂的训练和迭代优化过程,实用性更好。仿真结果表明,在基于马赫-曾德尔调制器的MPL中传输多音信号时,链路中产生的XMD和IMD3分别被抑制了35 dB和29 dB以上;此外,当传输多载波正交频分复用信号时,信号的误差矢量幅值从8.1%优化到了2.2%。

关键词 微波光子学; 数字线性化; 三阶交调失真; 互调失真

中图分类号 TN911.7 文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS231212

1 引言

微波光子技术因其大带宽、低损耗、抗电磁干扰等优势,被广泛应用于雷达、电子对抗、深空探测以及通信等方面^[1-4]。因其具有单一的微波或光子技术无法完成的信息传输和处理功能,在未来高速光通信系统中具有重要的应用潜力^[5]。然而,微波光子链路(MPL)中系统器件的非线性特性,特别是电光调制器固有的正余弦特性,会导致链路输出的信号发生畸变。宽带多载波MPL不仅会受到谐波失真(HD)和带内三阶交调失真(IMD3)^[6]的影响,还会受到带外互调失真(XMD)^[7]的影响。一般来说,HD分量距离基频分量较远,可以选择合适的滤波器将其滤除^[8]。而IMD3和XMD分量距离基频分量较近,难以通过单一的滤波方式将其滤除。

近年来,国内外研究人员提出了许多方法来补偿MPL中产生的非线性失真。例如,调制器级联技术^[9]、双平行调制技术^[10-11]、平衡探测技术^[12-13]、预失真技术^[14]以及数字后处理技术^[15-19]等。然而,这些补偿技术主要是针对窄带MPL中产生的IMD3,难以直接用于补偿XMD。面对现代通信技术复杂多变的应用场景,现有的补偿技术需要同时具备补偿宽带多载波MPL中产生的XMD和IMD3的能力,才能满足MPL

高可靠性的传输要求。但是,目前基于此类的研究比较少,已有的补偿技术主要包括后失真补偿技术^[20]、基于数字信号处理(DSP)的失真补偿技术^[21-25]和基于人工神经网络的失真补偿技术^[26]。文献[16-17]利用非迭代的算法实现了对IMD3的自适应补偿,但是该方案的理论模型是在单载波场景下进行的,缺少多载波场景下产生的带外XMD。文献[20]通过提取各信道的信号并将它们同步,实现对XMD和IMD3的同时补偿。但该方案需要记录每个信道的输出信号并保持信道间的时间同步,增加了系统的复杂度和计算量。文献[21-22]通过在系统中额外引入光学链路来提取失真补偿信息,然后将其馈送给DSP中用于对目标信号的失真补偿,然而,额外的链路会增加系统的复杂度。与之相比,文献[23-24]则是通过从接收端的信号中提取失真信息来降低系统的复杂度,但所提出的算法需要获知系统和信号的先验参数,这会导致算法变得更加复杂。文献[25]在DSP中对多个信道进行联合补偿,通过迭代算法不断逼近线性化的信号,但是该方案需要测量链路的功率增益,增加了算法的复杂度。文献[26]利用训练好的人工神经网络去补偿XMD和IMD3,但该方案需要采集大量的数据用于模型的训练。

为此,本文针对宽带多载波MPL中产生的带内

收稿日期: 2023-07-03; 修回日期: 2023-08-20; 录用日期: 2023-11-19; 网络首发日期: 2023-12-07

基金项目: 国家自然科学基金(62001072, 62222103)、国家自然科学基金区域联合基金(U22A2018)、重庆市自然科学基金(CSTB2022NSCQ-MSX133, CSTC2021JCYJ-BSHX0206); 重庆市教委创新研究群体项目(CXQT21019)

通信作者: *houwg@cqupt.edu.cn

IMD3 和带外 XMD, 给出了相应的非线性失真模型, 然后根据失真模型中的 XMD 和 IMD3 信号与基频信号符号相反的特性来获取具有闭式解的代价函数, 从而快速自适应地获取最优线性化系数。该方法无需系统和信号的先验参数, 无需复杂的训练和迭代优化过程, 即可完成对 XMD 和 IMD3 的同时补偿。仿真结果表明, 输入功率为 8 dBm 的多音信号时, 链路中产生的 XMD 和 IMD3 分别被抑制了 35 dB 和 29 dB 以上, 无杂散动态范围(SFDR)提升了约 22 dB; 在输入 5 个峰值电压(V_{pp})为 0.9 V、带宽为 200 MHz 的 16 正交调制(QAM)正交频分复用(OFDM)信号时, 信号的误差矢量幅值(EVM)从 8.1% 优化到了 2.2%。

2 基本原理

本文提出的基于马赫-曾德尔调制器(MZM)的强度调制直接检测 MPL 的线性化方案如图 1 所示, 其中图 1(a) 和 1(b) 分别为该方案的原理示意图和线性化算法流程图。激光器(LD)输出的连续光载波通过偏振控制器(PC)调节后, 注入到处于低偏置状态下的 MZM 中, 并被输入的宽带多载波射频(RF)信号调制, 信号的带宽满足亚倍频程条件(即其最高频率分量不到最低频率分量的两倍)。调制后的光信号通过光电探测器(PD)完成对信号的完整接收。最后, 对光电转换后恢复的信号进行数据采样, 在 DSP 中完成对 XMD 和 IMD3 的同时补偿。

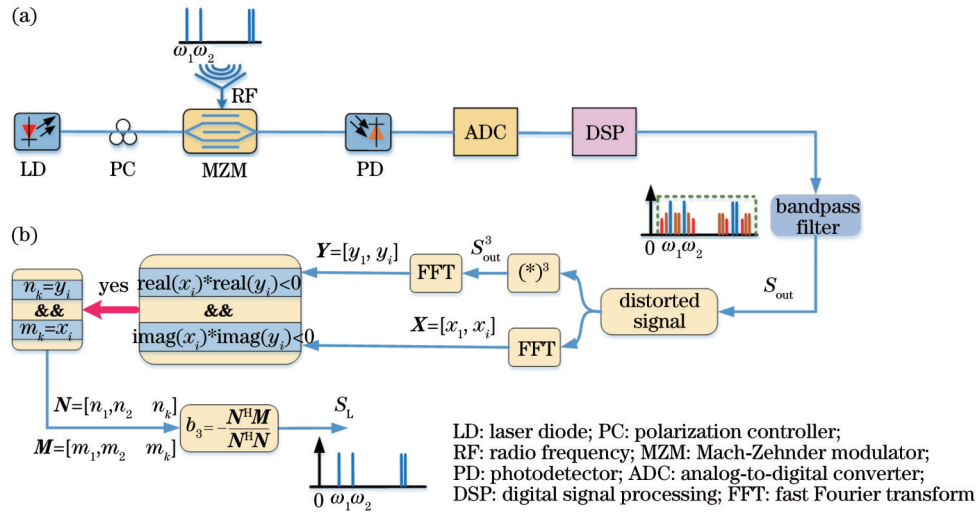


图 1 基于 MZM 的强度调制直接检测 MPL 的线性化方案。(a) 方案原理示意图; (b) 线性化算法流程图

Fig. 1 MZM-based linearization scheme for intensity modulation direct detection microwave photonic links (MPLs). (a) Schematic diagram of scheme; (b) flow chart of linearization algorithm

从数学上讲, 宽带多载波 RF 信号包含 k 个频率分量。每个频率分量的中心角频率为 ω_k , 幅值为 $A_k(t)$ 。因此, 它表示为

$$x(t) = \sum_k A_k(t) \cos(\omega_k t). \quad (1)$$

一般来说, 系统的非线性传递函数可以用泰勒级数的展开模型来表示。在小信号条件下(调制深度 $m <$

$\pi/6$), 由于高于三阶的谐波分量对系统影响较小, 因此通常被忽略, 所以系统的传递函数可以表示为

$$y = a_0 + a_1 x(t) + a_2 [x(t)]^2 + a_3 [x(t)]^3, \quad (2)$$

式中, $a_i (i = 0, 1, 2, 3)$ 是与 MZM 的偏置点 φ 、半波电压 V_π 以及探测器的响应度和接收光功率等相关的系数。将式(1)代入式(2)中, 则有

$$y = a_0 + a_1 \sum_k A_k(t) \cos(\omega_k t) + a_2 \underbrace{\left[\sum_k A_k(t) \cos(\omega_k t) \right]^2}_{1st} + a_3 \underbrace{\left[\sum_k A_k(t) \cos(\omega_k t) \right]^3}_{2nd}, \quad (3)$$

将式(3)中的第一项及第二项分别展开为

$$\left[\sum_k A_k(t) \cos(\omega_k t) \right]^2 \approx \sum_k A_k^2(t) \cos^2(\omega_k t) = \sum_k A_k^2(t) \cdot \frac{1 + \cos(2\omega_k t)}{2} \approx \frac{1}{2} \sum_k A_k^2(t), \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \left[\sum_k A_k(t) \cos(\omega_k t) \right]^3 &\approx \sum_k A_k^3(t) \cos^3(\omega_k t) + \sum_k \left[A_k(t) \cos(\omega_k t) \cdot 3 \sum_{m \neq k} A_m^2(t) \cdot \cos^2(\omega_m t) \right] = \\ &\sum_k A_k^3(t) \frac{\cos(3\omega_k t) + 3\cos(\omega_k t)}{4} + \sum_k \left[A_k(t) \cos(\omega_k t) \cdot 3 \sum_{m \neq k} A_m^2(t) \cdot \frac{1 + \cos(2\omega_m t)}{2} \right] \approx \\ &\frac{3}{4} \sum_k A_k^3(t) \cos(\omega_k t) + \sum_k \left[A_k(t) \cos(\omega_k t) \cdot \frac{3}{2} \sum_{m \neq k} A_m^2(t) \right] = \sum_k \left[\frac{3}{4} A_k^3(t) + \frac{3}{2} \sum_m A_m^2(t) A_k(t) \right] \cdot \cos(\omega_k t)。 \quad (5) \end{aligned}$$

将式(4)及式(5)代入到式(3)中,进一步整理得到系统的输出信号^[23]为

$$y = a_0 + \underbrace{\frac{a_2}{2} \sum_k A_k^2(t)}_{\text{Nonlinearity}} + \sum_k \left\{ \underbrace{a_1 A_k(t)}_{\text{1st}} + \underbrace{a_3 \left[\frac{3}{4} A_k^3(t) + \frac{3}{2} \sum_m A_m^2(t) A_k(t) \right]}_{\text{2nd}} \right\} \cdot \cos(\omega_k t)。 \quad (6)$$

从式(6)中可以看出,在宽带多载波 MPL 中,输入的 RF 信号不仅会受到带内 IMD3 的影响,还会受到带外 XMD 的影响。如式(6)中的第二项所示,其中 XMD 项为 $\sum_m A_m^2(t) \sum_k A_k(t)$, IMD3 项为 $\sum_k A_k^3(t)$ 。同时在式(6)的第一项中也发现了与二阶失真相关的非线性失真项和直流项。在 DSP 中,可以通过数字滤波器滤除与基频项相距较远的二阶失真项和直流项,并提取出所需要的失真信息 S_{out} :

$$S_{\text{out}} = \sum_k \left\{ \underbrace{a_1 A_k(t)}_{\text{Fundamental}} + \underbrace{a_3 \left[\frac{3}{4} A_k^3(t) + \frac{3}{2} \sum_m A_m^2(t) A_k(t) \right]}_{\text{XMD and IMD3 of } S_{\text{out}}} \right\} \cdot \cos(\omega_k t)。 \quad (7)$$

对于低偏置的强度调制直接检测系统,传递函数还可表示为

$$y = \frac{RI_{\text{PD}}Z_{\text{PD}}}{1 + \cos \varphi} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{V_{\pi}} x(t) + \varphi \right] \right\}, \quad (8)$$

式中: R 为 PD 的响应度; I_{PD} 为 PD 接收到的光功率; Z_{PD} 为 PD 的负载阻抗。式(8)可以用泰勒级数近似展

开,在小信号条件下忽略高阶项可以得到:

$$y = \frac{RI_{\text{PD}}Z_{\text{PD}}}{1 + \cos \varphi} \left[1 + \cos \varphi - \sin \varphi \frac{\pi}{V_{\pi}} x(t) - \frac{1}{2} \cos \varphi \left(\frac{\pi}{V_{\pi}} \right)^2 x^2(t) + \frac{1}{6} \sin \varphi \left(\frac{\pi}{V_{\pi}} \right)^3 x^3(t) \right]。 \quad (9)$$

将式(9)与式(2)对比可知,特征系数 $a_0 \sim a_3$ 具体可以表示为

$$\begin{cases} a_0 = RI_{\text{PD}}Z_{\text{PD}} \\ a_1 = -\frac{\sin \varphi}{1 + \cos \varphi} RI_{\text{PD}}Z_{\text{PD}} \frac{\pi}{V_{\pi}} \\ a_2 = -\frac{1}{2} \times \frac{\cos \varphi}{1 + \cos \varphi} RI_{\text{PD}}Z_{\text{PD}} \left(\frac{\pi}{V_{\pi}} \right)^2 \\ a_3 = \frac{1}{6} \times \frac{\sin \varphi}{1 + \cos \varphi} RI_{\text{PD}}Z_{\text{PD}} \left(\frac{\pi}{V_{\pi}} \right)^3 \end{cases}。 \quad (10)$$

由式(7)可知,系统的输出是与其输入相关的高阶多项式。一般来说,该系统的线性化可以通过另一个与系统输出相关的高阶多项式来实现,即 $S_{\text{L}} = b_1 S_{\text{out}} + b_3 S_{\text{out}}^3$ 。在小信号的条件下,忽略三阶以上谐波分量,该式可以表示为

$$\begin{aligned} S_{\text{L}} = b_1 S_{\text{out}} + b_3 S_{\text{out}}^3 = &\sum_k \left\{ b_1 a_1 A_k(t) \cos(\omega_k t) + b_1 a_3 \left[\frac{3}{4} A_k^3(t) + \frac{3}{2} \sum_m A_m^2(t) A_k(t) \right] \cdot \cos(\omega_k t) + b_3 \left[a_1 A_k(t) \cos(\omega_k t) \right]^3 \right\} = \\ &\sum_k \left\{ \underbrace{b_1 a_1 A_k(t)}_{\text{Fundamental}} + \underbrace{b_1 a_3 \left[\frac{3}{4} A_k^3(t) + \frac{3}{2} \sum_m A_m^2(t) A_k(t) \right]}_{\text{XMD and IMD3 of } S_{\text{out}}} + \underbrace{b_3 a_1^3 \left[\frac{3}{4} A_k^3(t) + \frac{3}{2} \sum_m A_m^2(t) A_k(t) \right]}_{\text{XMD and IMD3 of } S_{\text{out}}^3} \right\} \cdot \cos(\omega_k t), \quad (11) \end{aligned}$$

式中, $b_n (n=1, 3)$ 为多项式系数,由式(11)可知线性化条件是 $b_1/b_3 = -a_1^3/a_3$ 。因此,该系统的线性化需要知道 b_1 和 b_3 的值,为了不引入衰减,可以将 b_1 假设为 1,只需要确定 b_3 的值即可。根据上述特征参量可知 $a_1 \cdot a_3 < 0$,因此可以确定式(7)中失真信息 S_{out} 的基频信号与 XMD 和 IMD3 信号的符号相反,进而导致式

(11)中分别属于 S_{out} 和 S_{out}^3 的 XMD 和 IMD3 信号的符号也相反。因此,根据图 1(b)中所示的算法流程图,可以通过快速傅里叶变换(FFT)将失真信息 S_{out} 与它的 3 次方 S_{out}^3 同时变换到频域,然后在频域上比较 S_{out} 和 S_{out}^3 在同一频点处的 FFT 值 (x_i 和 y_i) 的符号,如果它们的符号相反,则把 x_i 和 y_i 分别当作 S_{out} 和 S_{out}^3 的

XMD 和 IMD3 分量并分别存储在 $M = [m_1, m_2, \dots, m_k]$ 和 $N = [n_1, n_2, \dots, n_k]$ 两个向量中。当所有的 XMD 和 IMD3 分量都被搜索出来之后,根据前文的讨论,最佳的线性化系数 b_3 应该使 $S_{\text{out}} + b_3 S_{\text{out}}^3$ 的 XMD 和 IMD3 最小。因此,根据傅里叶变换的线性特性,相应地,在频域最佳的线性化系数 b_3 应该满足:

$$M + b_3 N = 0, \quad (12)$$

式中, $0 = [0, 0, \dots, 0]$ 表示零向量。因此,可以合理地假设:

$$|m_k + b_3 n_k|^2 = 0 \quad (k = 1, 2, \dots, r), \quad (13)$$

该算法的代价函数可以和 $M + b_3 N$ 的欧几里得范数有关,并定义为

$$Q(b_3) = \sum_{k=1}^r |m_k + b_3 n_k|^2 = \|M + b_3 N\|_2^2, \quad (14)$$

式中, $\|\cdot\|_2$ 为欧几里得范数。然后通过最小化代价函数来获得最佳的线性化系数 b_3 :

$$\frac{\partial Q(b_3)}{\partial b_3} = 2N^H(M + b_3 N) = 0, \quad (15)$$

式中, H 代表共轭转置运算。可以得到 b_3 最优值的闭式解为

$$b_3 = -\frac{N^H M}{N^H N}, \quad (16)$$

式中, b_3 的最优值在频域上是一个复数,需要在时域上取其模。最后系统的线性化输出为

$$S_L = S_{\text{out}} + |b_3| S_{\text{out}}^3. \quad (17)$$

3 结果与分析

为了验证本文所提出的算法对宽带多载波 MPL 中产生的 XMD 和 IMD3 的抑制效果,利用光学仿真软件 VPI photonics10.0 搭建如图 1(a) 所示的仿真系统。LD 输出以 1550 nm 为中心连续光波,平均功率为 10 dBm, MZM 的半波电压为 4 V,工作在低偏置状态下,偏置角为 $2\pi/3$ 。为了模拟多载波信号,输入 RF 信号由两组双音信号 A 和 B 构成,功率均为 8 dBm。信号 A 作为带内的测试信号,频率 ω_1 和 ω_2 分别设置为 2.493 GHz 与 2.5 GHz; 信号 B 作为带外的干扰信号,频率分别设置为 4.498 GHz 与 4.5 GHz, 间隔 δ 为 2 MHz。将 PD 的响应度设置为 0.92 A/W, 光电转换后对输出的信号进行数据采样, 采样率为 40 GSa/s。最后利用数字带通滤波器从系统的输出信号中提取失真信息, 得到了如图 2(a) 所示的线性化前信号 A 的输出频谱图。从图中可以看出, 尽管信号 A 与信号 B 之间的频率间隔大于 2 GHz, 但仍会受到其干扰。信号 A 在 $\omega_1 \pm \delta$ 和 $\omega_2 \pm \delta$ 处产生了 XMD 项, 频率分别为 2.491、2.495、2.498、2.502 GHz, 在 $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$ 处产生了 IMD3 项, 频率分别为 2.486 GHz 和 2.507 GHz。经过图 1(b) 中的算法线性化后, 信号 A 的频谱图如图 2(b) 所示, XMD 被抑制了 38 dB, IMD3 被抑制了 29.8 dB。同理, 信号 B 也会受到来自信号 A 的干扰, 在其基频附近产生了如图 2(c) 所示的 XMD 和 IMD3 项, 经过该算法补偿后频谱图如图 2(d) 所示,

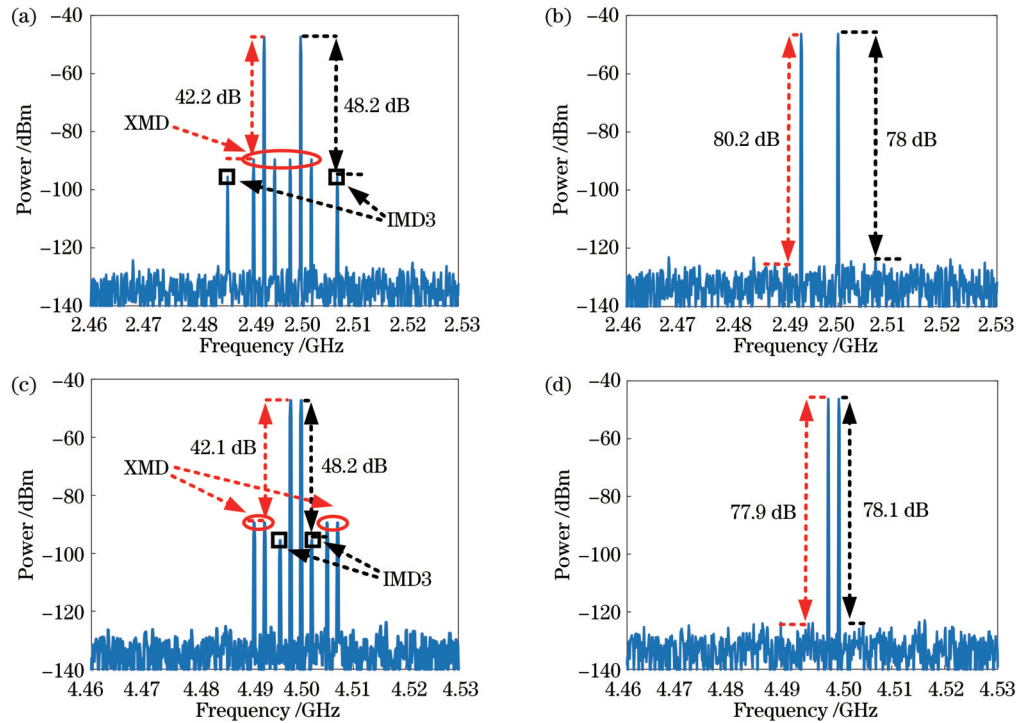


图 2 线性化前后的频谱图。(a) 信号 A 线性化前;(b) 信号 A 线性化后;(c) 信号 B 线性化前;(d) 信号 B 线性化后

Fig. 2 Spectra before and after linearization. (a) Signal A before linearization; (b) signal A after linearization; (c) signal B before linearization; (d) signal B after linearization

它们分别被抑制了 35.8 dB 和 29.9 dB。

为了更好地说明所提出的线性化方案对宽带 MPL 性能的改善,分别扫描信号 A 和信号 B 的输入功率,得到了如图 3 所示的线性化前后信号 A 和 B 的基频项功率与 XMD 项功率随信号输入功率而变化的图形。首先,固定信号 A 和 B 的功率为 5 dBm,然后从 1 dBm 到 10 dBm 对信号 B 和 A 的输入功率分别进行扫描,同时记录信号 A [如图 3(a)所示]和 B [如

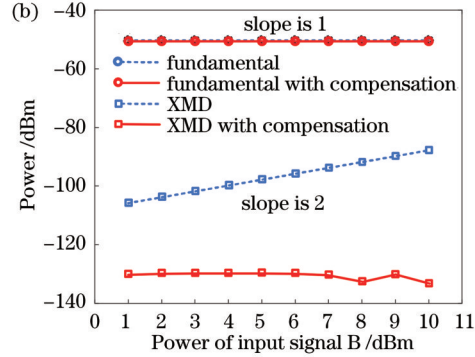
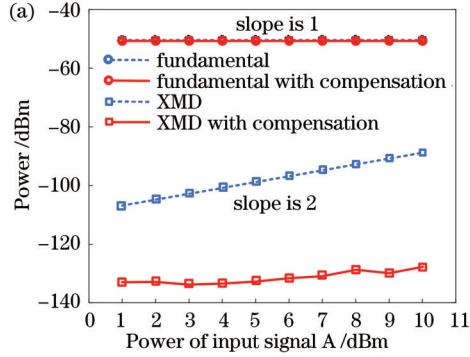


图 3 线性化前后基频信号的功率与 XMD 项的功率随输入功率的变化。(a) 信号 A; (b) 信号 B

Fig. 3 Variation of power of fundamental frequency signal and power of XMD term with input power before and after linearization.

(a) Signal A; (b) signal B

同样,分别固定信号 B 和信号 A 的功率为 5 dBm,扫描其对应信号 A [如图 4(a)所示]和 B [如图 4(b)所示]的输入功率,并记录其自身的基频项功率和 IMD3 项功率,得到如图 4 所示宽带 MPL 的 SFDR。由图中可知,信号的基频项功率随其输入功率的增加以斜率为 1 的速度线性增长。线性化前信号的交调失真项功率随其输入功率的增加以斜率为 3 的速度线性增长,

而线性化后的交调失真项功率则以斜率为 5 的速度线性增长,这是因为此时链路的 IMD3 被全部抑制,系统主要受五阶交调失真 (IMD5) 的影响,测得信号 A 和 B 的 SFDR 分别提升了 22.3 dB 和 21.5 dB。在该仿真过程中,只考虑散粒噪声和热噪声,测得链路的噪声功率谱密度为 -168.5 dBm/Hz 。

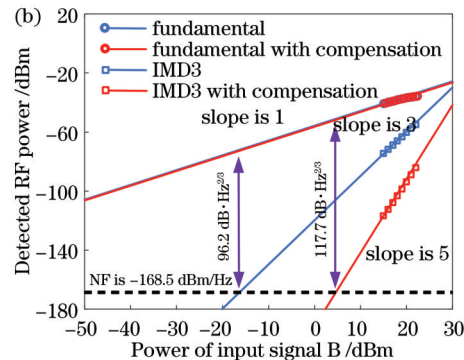
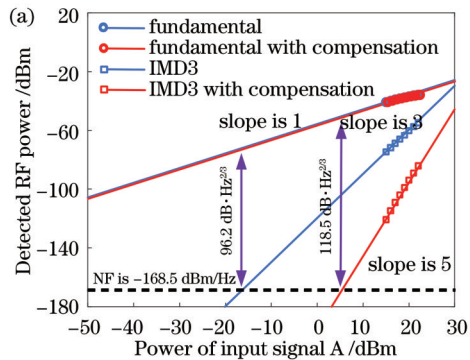


图 4 抑制 IMD3 的宽带 MPL 系统的 SFDR。(a) 输入信号 A 的功率; (b) 输入信号 B 的功率

Fig. 4 Spurious-free dynamic range (SFDR) of broadband MPL systems with IMD3 suppression. (a) Power of input signal A;

(b) power of input signal B

为了进一步研究该算法在多载波输入情况下非线性失真的补偿效果,将信号 A 仍作为带内的测试信号,将带外的干扰信号增加为 3 组双音信号,频率分别为 2.998 GHz 与 3.000 GHz、3.49 GHz 与 3.50 GHz、4.485 GHz 与 4.498 GHz,功率均为 8 dBm,得到了如图 5 所示线性化前后信号 A 的频谱图。从图中可以看

出,未补偿前的信号 A 受到 XMD 和 IMD3 的严重影响,而经过该算法补偿后,非线性失真均被抑制到噪声以下。

对宽带输入信号的情况也进行了仿真研究,首先由 MATLAB 软件产生中心频率为 10 GHz、带宽为 3 GHz 的 16-QAM OFDM 信号,该信号被提升到具有

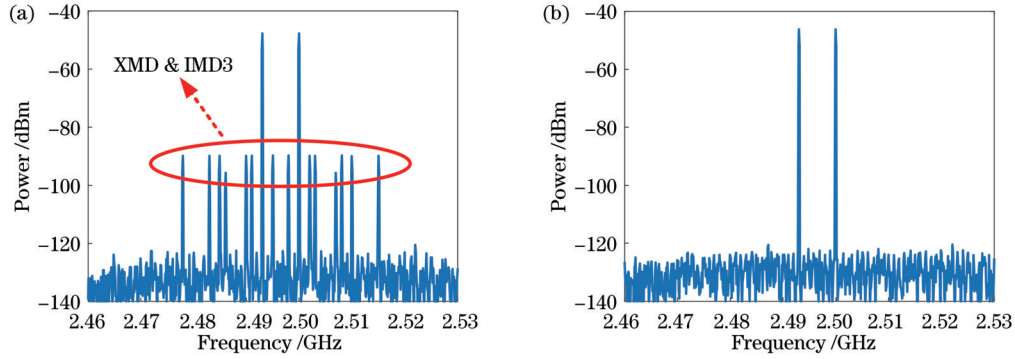


图 5 信号 A 线性化前后的频谱图。(a) 线性化前;(b) 线性化后

Fig. 5 Spectra of signal A before and after linearization. (a) Before linearization; (b) after linearization

1.1 V 的 V_{pp} 来调制 MZM 中的光载波。在链路接收端利用数字带通滤波器提取的失真信号未经补偿前的频谱图和星座图如图 6(a) 所示, OFDM 信号两侧产生了严重的非线性失真(包含 XMD 和 IMD3)。尽管如此, 当经过所提出的算法补偿后, 系统的非线性失真仍得到了很好的抑制, 结果如图 6(b) 所示, 非线性失真改善

了 13.1 dB, OFDM 信号的 EVM 从 11.6% 优化到了 5.5%, 星座图也变得更加规则和清晰。随后, 向链路中传输位于 4.4~5.6 GHz 频带的 5 个带宽为 200 MHz、子载波间隔为 50 MHz 的 16-QAM OFDM 信号, 信号的 V_{pp} 为 0.9 V。从图 7(b) 可以看到, 经过算法补偿后, 多载波 OFDM 信号的 EVM 优化了 5.9%。

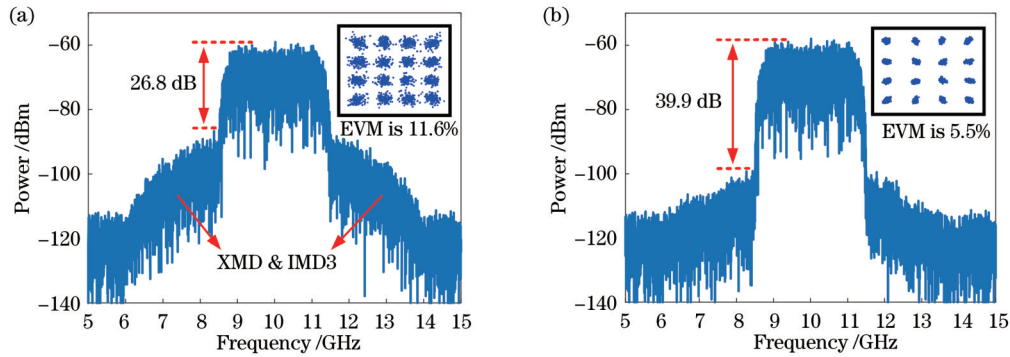


图 6 单载波 OFDM 信号线性化前后的输出频谱图和星座图。(a) 线性化前;(b) 线性化后

Fig. 6 Output spectra and constellation diagrams of single-carrier OFDM signals before and after linearization. (a) Before linearization; (b) after linearization

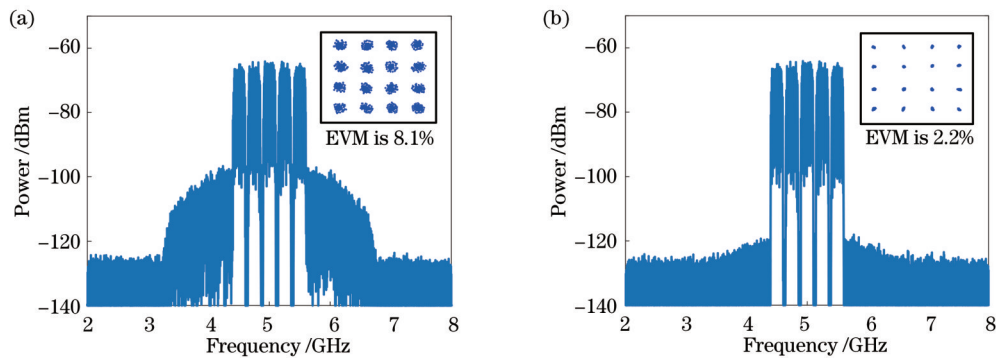


图 7 多载波 OFDM 信号线性化前后的输出频谱图和星座图。(a) 线性化前;(b) 线性化后

Fig. 7 Output spectra and constellation diagrams of multi-carrier OFDM signals before and after linearization. (a) Before linearization; (b) after linearization

然后, 为了研究不同输入功率下该方案对系统性能的改善, 在保持系统其他参数不变的情况下, 将 V_{pp} 为 0.2~1.6 V 的多载波 OFDM 信号分别输入到 MPL

系统中, 然后进行线性化处理, 得到了 OFDM 信号不同 V_{pp} 下的 EVM 曲线, 如图 8(a) 所示。从图中可以看出, 当输入 V_{pp} 较小时, 非线性失真也较小, 系统受到

噪声的影响大于非线性失真。在这种情况下,所提出的线性化算法不仅没有提高系统性能,反而降低了系统性能,这是由于没有任何输出反馈的全盲操作环境造成的过度补偿。随着输入 V_{pp} 的增加,系统的非线性失真显著增强,未补偿前的 OFDM 信号受到非线性失真的严重影响,EVM 也随之变差。但经过所提出的算法补偿后,EVM 都得到了不同程度的提升,并且在输入 V_{pp} 为 1 V 的时候补偿效果最好,EVM 由 9.1% 优化到了 1.9%。当输入 V_{pp} 超过 1 V 时,系统不仅会

受到 IMD3 和 XMD 的影响,还会受到 IMD5 等高阶失真的影响,导致该算法的补偿效果逐渐变差。然后在其他仿真参数不变的情况下向链路中加入 20 km 光纤,如图 8(b)所示,OFDM 信号的 EVM 曲线与背靠背情况下的 EVM 曲线相差不大,这是因为由光纤色散效应引起的频率选择性功率衰落对信号的影响比较小,因此该方法在 20 km 光纤传输情况下依然具有很好的非线性补偿效果。

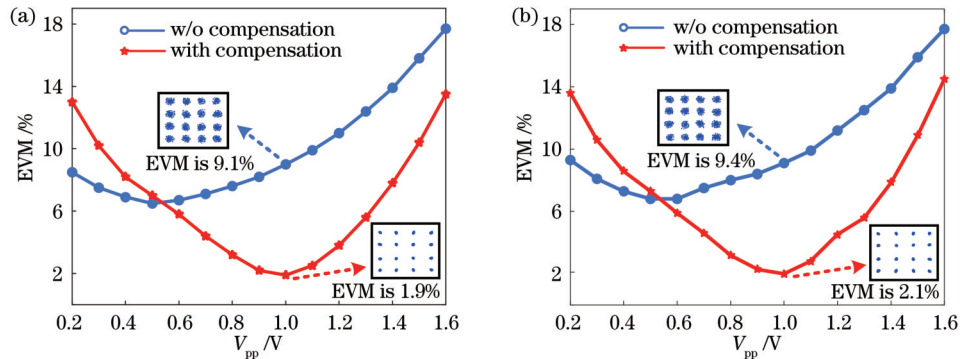


图 8 不同输入 V_{pp} 下载波 OFDM 信号的 EVM 曲线。(a) 背靠背;(b) 20 km 光纤

Fig. 8 EVM curves for multi-carrier OFDM signals with different input V_{pp} . (a) Back-to-back; (b) 20 km optical fiber

4 结 论

针对宽带多载波 MPL 中产生的 IMD3 和 XMD,本文给出了相应的非线性失真模型,然后根据失真模型中 XMD 和 IMD3 信号与基频信号符号相反的特性,获取具有闭式解的代价函数,最后通过求取最优线性化系数来抑制链路中产生的 XMD 和 IMD3。该方法无需系统和信号的先验参数,无需复杂的训练和迭代优化过程。仿真结果表明,传输多音信号时,XMD 和 IMD3 分别被抑制了 35 dB 和 29 dB 以上,SFDR 提升了约 22 dB。传输多载波 OFDM 信号时,信号的 EVM 从 8.1% 优化到了 2.2%。

参 考 文 献

- [1] Panda S S S, Panigrahi T, Parne S R, et al. Recent advances and future directions of microwave photonic radars: a review[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(19): 21144-21158.
- [2] 周涛,刘静娴,陈智宇,等.超宽带阵列化微波光子处理技术[J].光学学报,2022,42(17):1725001.
Zhou T, Liu J X, Chen Z Y, et al. Ultra-wideband arrayed microwave photonic processing technology[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(17): 1725001.
- [3] Yang H F, Chai L, Hu J P, et al. Optics and microwave photonics technologies illuminate the future of space TT&C system[C]//2019 18th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON), August 5-8, 2019, Huangshan, China. New York: IEEE Press, 2019.
- [4] Zhu S, Fan X J, Li M, et al. Microwave photonic frequency down-conversion and channel switching for satellite communication[J]. Optics Letters, 2020, 45(18): 5000-5003.
- [5] Zhang J J, Li J. Microwave photonics[M]//Satellite photoelectric sensing technology. Cham: Springer, 2022: 11-30.

- [6] Zhao F, Lu Y, Zhang L L, et al. Linearized microwave photonic link based on dual-driven Mach-Zehnder modulator[J]. Optical Engineering, 2020, 59(1): 016117.
- [7] Liang X D, Yin F F, Dai Y T, et al. Elimination of cross-modulation distortion in a radio frequency-amplified intensity-modulation direct-detection analog photonic link[J]. Optical Engineering, 2015, 55(3): 031103.
- [8] Dupleich D, Grimm M, Schlembach F, et al. Practical aspects of a digital feedforward approach for mitigating non-linear distortions in receivers[C]//2013 11th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), October 16-19, 2013, Nis, Serbia. New York: IEEE Press, 2014: 170-177.
- [9] Zhu X, Jin T, Chi H, et al. Linearization of two cascaded intensity-modulator-based analog photonic link[J]. Optical Engineering, 2018, 57(8): 080501.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 邓焕坚,李尚远,杨仕铭,等.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[J].激光与光电子学进展,2022,59(17):1713002.
Deng H J, Li S Y, Yang S M, et al. Broadband linearization of microwave photonic links with single-drive dual parallel Mach-Zehnder modulators[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(17): 1713002.
- [13] 赵峰,蔡卫童,张龙龙,等.基于平衡探测的微波光子链路线性化分析[J].光学学报,2019,39(11):1104001.
Zhao F, Cai W T, Zhang L L, et al. Linearization analysis of microwave photonic link based on balanced detection[J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(11): 1104001.
- [13] Han X Y, Chen X, Yao J P. Simultaneous even- and third-order distortion suppression in a microwave photonic link based on orthogonal polarization modulation, balanced detection, and optical sideband filtering[J]. Optics Express, 2016, 24(13):

- 14812-14827.
- [14] 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.
- [15] Li P X, Pan W, Huang L, et al. Multi-IF-over-fiber based mobile fronthaul with blind linearization and flexible dispersion induced bandwidth penalty mitigation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(4): 1424-1433.
- [16] Li P X, Pan W, Zou X H, et al. Non-iterative blind linearization algorithm for DML-based multi-IF-over-fiber mobile fronthaul systems[J]. Optics Letters, 2019, 44(15): 3901-3904.
- [17] Li P X, Pan W, Zou X H, et al. Fast self-adaptive generic digital linearization for analog microwave photonic systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(24): 7894-7907.
- [18] Chen Y, Chen Y. Linearization for microwave photonic OFDM transmission systems using an iterative algorithm based on FEC mechanism[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(15): 5013-5020.
- [19] Liu X, Liang X D, Dai Y T, et al. Suppression of nonlinear distortions in intensity modulated analog photonic link employing digital signal post-processing[C]//2016 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), October 31-November 3, 2016, Long Beach, CA, USA. New York: IEEE Press, 2016: 129-132.
- [20] Banwell T, Agarwal A, Toliver P, et al. Compensation of cross-gain modulation in filtered multi-channel optical signal processing applications[C]//Optical Fiber Communication Conference, March 21-25, 2010, San Diego, California. Washington, DC: OSA, 2010: OWW5.
- [21] Xie X J, Dai Y T, Xu K, et al. Digital joint compensation of IMD3 and XMD in broadband channelized RF photonic link[J]. Optics Express, 2012, 20(23): 25636-25643.
- [22] Xie X J, Dai Y T, Xu K, et al. Digital nonlinearities compensation based on forward distortion information acquisition in channelized RF photonic links[C]//2012 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, September 11-14, 2012, Noordwijk, Netherlands. New York: IEEE Press, 2013: 88-91.
- [23] Liang X D, Dai Y T, Yin F F, et al. Digital suppression of both cross and inter-modulation distortion in multi-carrier RF photonic link with down-conversion[J]. Optics Express, 2014, 22(23): 28247-28255.
- [24] 宁婕妤, 王群. 宽带多载波微波光链路多源非线性数字补偿方法[J]. 电讯技术, 2022, 62(6): 762-768.
Ning J Y, Wang Q. A multi-source nonlinear digital compensation method for broadband multi-carrier microwave photonic link[J]. Telecommunication Engineering, 2022, 62(6): 762-768.
- [25] 王锦成, 陈萧恩, 丁玟, 等. 微波光子信道化链路非线性失真的数字补偿方法[J]. 光学学报, 2023, 43(13): 1307001.
Wang J C, Chen X E, Ding M, et al. Digital compensation method for nonlinear distortion of microwave photonic channelized link[J]. Acta Optica Sinica, 2023, 43(13): 1307001.
- [26] Liu E J, Yu Z M, Yin C J, et al. Nonlinear distortions compensation based on artificial neural networks in wideband and multi-carrier systems[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2019, 55(5): 8000305.

Adaptive Non-Iterative Linearization Technique for Broadband Multi-Carrier Microwave Photonic Link

Lu Bing^{1,2}, Chen Kang^{1,2}, Hou Weigang^{1,2*}, Bai Yifan^{1,2}, Zhang Jiaxin^{1,2}, Guo Lei^{1,2}

¹*School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;*

²*Institute of Intelligent Communication and Network Security, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China*

Abstract

Objective Microwave photonic technology has an important potential in future high-speed microwave/millimeter-wave communication systems due to its large bandwidth, low loss, and immunity to electromagnetic interference. However, due to the inherent cosine response of the electro-optic modulators, the output signals of the broadband multi-carrier microwave photonic link (MPL) will suffer from nonlinear distortions, mainly including harmonic distortions (HD), cross-modulation distortion (XMD), and third-order intermodulation distortion (IMD3). Since HD can be filtered out by a suitable filter, the XMD and IMD3 are the main factors limiting the system performance. We build a nonlinear distortion model for in-band third-order IMD3 and out-of-band XMD compensation of a broadband MPL. Despite various optical and electrical methods are proposed to compensate for the IMD3, few methods can quickly compensate for both XMD and IMD3 of a broadband MPL spontaneously. Thus, a nonlinear distortion model is presented for compensating the in-band IMD3 and out-of-band XMD in the wideband MPL. This method does not require priori parameters of the system and signals, and a complicated training and iterative optimization process, which is more practical.

Methods We provide a nonlinear distortion model for a broadband multi-carrier MPL. Firstly, due to large frequency differences between the HD signal and the fundamental frequency signal, the HD signal can be easily filtered by a digital filter. Then, the XMD and IMD3 signals are extracted, which are the opposite sign to the fundamental frequency signal. Thus, it is easy to obtain that the cubic power of the XMD and IMD3 signals is also the opposite sign of the fundamental

frequency signal. Based on the characteristic, a cost function with a closed-form solution can be constructed, where an optimal linearization coefficient is obtained quickly and adaptively. Finally, this optimal linearization coefficient is introduced to compensate the XMD and IMD3 simultaneously in the digital domain.

Results and Discussions Simulation experiments are built to verify the performance of XMD and IMD3 suppression. Figure 2 shows the signal spectra before and after linearization as two-tone signals are received. The XMD and IMD3 are suppressed by more than 35 dB and 29 dB respectively. The power of the fundamental frequency signal is found to remain unchanged, but the power of the XMD term increases linearly with the slope change of 2 (Fig. 3). Additionally, after compensation by the proposed algorithm, all the XMDs are suppressed below the noise and the compensation effect does not decrease with the increasing input fundamental signal power. As the power of the input fundamental signal increases, the powers of the fundamental signal and the IMD3 signal of the pre-compensation in-band signal rise linearly with slopes of 1 and 3 respectively. Meanwhile, the power of the XMD term after linearization increases linearly at a slope of 5. The spurious-free dynamic range of the compensated system is improved by more than 21.5 dB (Fig. 4). According to the simulation experiment, after algorithmic compensation, the error vector magnitudes (EVMS) of single-carrier orthogonal frequency division multiplexed signal (OFDM) and multi-carrier OFDM signals are optimized by 6.1% and 5.9% respectively (Figs. 6 and 7). As multi-carrier OFDM signals with different V_{pp} are input (Fig. 8), the best compensation effect is at 1 V, and the EVM is optimized by 7.2%.

Conclusions A nonlinear distortion model is presented for the XMD and IMD3 generated in a broadband multi-carrier MPL. Then based on the characteristic that the XMD and IMD3 signals have the opposite sign to that of the fundamental frequency signals, the out-of-band XMD and the in-band IMD3 can be suppressed. Compared with the traditional XMD and IMD3 compensation methods, this method does not require priori parameters of the system and signals, and a complicated training and iterative optimization process. Simulation results show that the XMD and IMD3 are suppressed by more than 35 dB and 29 dB respectively, and the spurious-free dynamic range is improved by about 22 dB as the multi-tone signal is transmitted. When a multi-carrier OFDM signal is transmitted, the EVM of the signal is optimized from 8.1% to 2.2%.

Key words microwave photonics; digital linearization; third-order intermodulation distortion; cross-modulation distortion