

# 相位调制平衡检测光链路的自适应非迭代数字线性化方案

谢远举, 青廉, 何易非, 方志平

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

**摘要:**针对基于马赫-曾德尔干涉仪(MZI)的相位调制平衡检测(PMBD)中非线性失真(IMD)问题,提出了一种自适应非迭代的数字线性化方案。该线性化方案利用基于MZI的PMBD光链路中三阶IMD与基频信号之间的反相特性,构建了一个与欧几里得范数相关的代价函数。在不依赖信道先验信息的情况下,通过代价函数的闭合解获得最佳线性化系数,从而避免复杂的训练和迭代过程。仿真结果表明,该数字线性化方案抑制了40.2 dB的三阶交调失真,进而使无杂散动态范围改善23.1 dB。此外,在同步传输12路信号时,接收机灵敏度提高约1.3 dB。

**关键词:**相位调制;平衡检测;非线性失真;数字线性化;无杂散动态范围

**中图分类号:**TN92 **文献标志码:**A **文章编号:**1002-5561(2025)06-0059-05

**DOI:**10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2025.06.011

## Adaptive non-iterative digital linearization scheme for phase-modulated balanced detection optical link

XIE Yuanju, QING Lian, HE Yifei, FANG Zhiping

(The 26th Research Institute of CETC, Chongqing 400060, China)

**Abstract:** Aiming at the nonlinear distortion (IMD) issue in phase-modulation balanced detection (PMBD) based on Mach-Zehnder interferometer (MZI), an adaptive non-iterative digital linearization scheme is proposed. This scheme leverages the anti-phase characteristic between third-order IMD and the fundamental signal in the MZI-based PMBD optical link to construct a cost function related to the Euclidean norm. Without relying on prior channel information, the optimal linearization coefficient is obtained through a closed-form solution of the cost function, thereby avoiding complex training and iterative processes. Simulation results demonstrate that this digital linearization scheme suppresses third-order intermodulation distortion by 40.2 dB, consequently improving the spurious-free dynamic range by 23.1 dB. Furthermore, when simultaneously transmitting 12 channels of signals, the receiver sensitivity is enhanced by approximately 1.3 dB.

**Key words:** phase modulation, balanced detection, nonlinear distortion, digital linearization, spurious-free dynamic range

### 0 引言

随着云无线接入网(C-RAN)的快速发展与第五代移动通信(5G)空中接口标准的逐步成熟,基于模拟光载无线(RoF)的模拟移动前传(A-MFH)因其成本低、传输速率高及频谱利用效率突出,已成为C-RAN架构中的关键组成部分<sup>[1-2]</sup>。然而,传统强度调制直接检测(IM/DD)光链路在A-MFH应用中面临射频频增益

收稿日期:2025-01-23。

**作者简介:**谢远举(1989—),男,重庆人,硕士,工程师,现就职于中国电子科技集团公司第二十六研究所,主要从事相控阵雷达天线、卫星激光通信、微波光子学和高速信号传输等领域的研究工作。



低、动态范围受限及多波长串扰等问题。为此,研究人员近年来提出了采用基于马赫-曾德尔干涉仪(MZI)的相位调制平衡检测(PMBD)光链路替代IM/DD结构<sup>[3-5]</sup>。尽管如此,MZI固有的非线性特性仍会引入非线性失真(IMD),导致信号在时域发生畸变。同时,为提升频谱利用率,A-MFH中广泛采用正交频分复用(OFDM)信号,而该信号由于子载波数量多、峰均功率比高,进一步加剧了IMD的影响<sup>[6-7]</sup>。

针对光链路中的IMD问题,现有补偿方案主要分为光学线性化、数字预补偿与数字后处理3类。光学线性化方案多基于双平行调制结构,通过构造具有互补非线性特性的光路以抵消IMD<sup>[8-9]</sup>。例如,2021年,西北工业大学研究团队<sup>[10]</sup>利用偏振复用MZI,在十六

阶正交幅度调制(16QAM)宽带信号传输中同时抑制了三阶交调失真与二阶谐波失真,显著提升了系统性能。然而,此类方案因设备成本高、系统结构复杂,在实际A-MFH场景中难以广泛应用。另一方面,数字线性化技术凭借其灵活性与高精度逐渐受到重视。2022年,华东师范大学与西南交通大学的研究者<sup>[12-13]</sup>分别提出了多种数字后处理算法,有效抑制了宽带聚合信号的IMD,使平均误差矢量幅度(EVM)性能提升10%以上。然而,这些方案通常依赖信道先验信息或需进行迭代搜索以获取线性化系数,在快速变化的通信环境中难以实现稳定且高效的自适应补偿,同时算法训练周期长、复杂度高,限制了其实际部署潜力。

鉴于此,本文提出一种适用于基于MZI的PMBD A-MFH的自适应非迭代数字线性化(下文简称数字线性化)方案。

## 1 IMD补偿理论模型

### 1.1 系统工作原理

基于MZI的PMBD A-MFH IMD补偿原理图如图1所示。该系统实现了一套完整的模拟光传输方案,其核心工作流程如下:在发射端,首先生成多路独立的数字无线信号,并进行上采样;随后,通过一组中心频率各异的数字正交成形滤波器完成信道聚合,实现信号的频分复用。聚合后的数字信号经过上变频与数/模转换,转换为模拟电信号。该信号随后被用于驱动光相位调制器,将信息加载至光载波的相位上。这一机制与传统直接调制光强度的系统存在本质差异。

承载相位信息的光波经光纤传输至接收端后,注入一个非平衡MZI。该干涉仪利用其固有干涉特性,将输入光的相位变化线性映射为输出光的强度变化,从而实现从相位调制到强度调制的关键转换。随后,经强度调制的光信号由平衡探测器完成光/电转换,最终输出的电信号被采集进入数字域,以进行后续的数字线性化处理与系统性能评估。

### 1.2 IMD建模

在基于MZI的PMBD A-MFH中,BD后的输出光

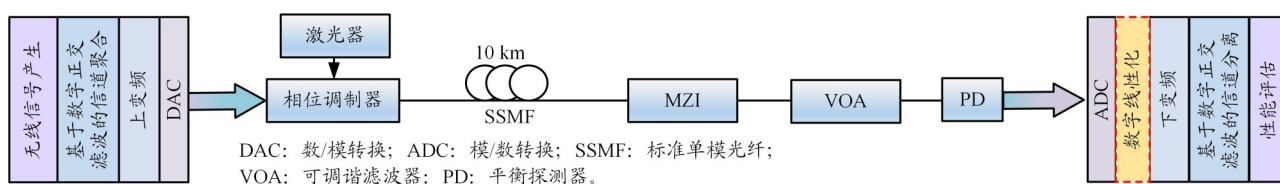


图1 基于MZI的PMBD A-MFH IMD补偿原理图

电流可表示为

$$I = 2I_{dc}\beta\cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{V_{\pi}}s_o(t)\right) \quad (1)$$

其中, $I_{dc}$ 为单路探测输出的直流光电流, $\beta$ 为MZI校正因子, $V_{\pi}$ 为相位调制器的半波电压, $s_o(t)$ 为恢复的基频信号。因此,该光链路的IMD可通过将式(1)展开为泰勒级数进行建模。

$$I = a_1s_o(t) + a_3s_o^3(t) + a_5s_o^5(t) + a_7s_o^7(t) + \dots + a_ns_o^n(t) \quad (2)$$

其中, $a_n(n=1,3,5,7,\dots)$ 为多项式系数,可以表示为

$$\begin{cases} a_1 = -2I_{dc}\beta\pi/V_{\pi} \\ a_3 = I_{dc}\beta\pi^3/3V_{\pi}^3 \\ a_5 = -I_{dc}\beta\pi^5/60V_{\pi}^5 \\ a_7 = I_{dc}\beta\pi^7/2520V_{\pi}^7 \end{cases} \quad (3)$$

由式(2)可知,输出光电流中还包含 $s_o(t)$ 的高阶奇次项,这些分量将引入新的频率成分,导致IMD。在式(2)中 $s_o^3(t)$ 、 $s_o^5(t)$ 和 $s_o^7(t)$ 分别对应三阶、五阶和七阶IMD。在小信号条件下,三阶以上失真可忽略,因此在该系统中,基频信号主要受到带内三阶IMD(IMD3)的干扰。

为有效抑制IMD3,本文采用如下三阶多项式对式(2)进行线性化处理:

$$I_L = I + \lambda I^3 \quad (4)$$

其中, $\lambda$ 为线性化系数。忽略高阶分量后,线性化输出可表示为

$$I_L = a_1s_o(t) + \underbrace{a_3s_o^3(t)}_{\text{IMD3 of } I} + \underbrace{\lambda a_1^3s_o^3(t)}_{\text{IMD3 of } I} \quad (5)$$

结合式(3)与式(5)可知,由 $I$ 和 $I^3$ 产生的IMD3具有相反的相位,即 $a_1a_3 < 0$ 。利用该反相特性,本文提出一种数字线性化方案。

### 1.3 数字线性化算法

数字线性化算法过程如下:首先,将 $I$ 和 $I^3$ 通过快速傅里叶变换(FFT)变换到频域,并分别存储到向量 $N$ 和 $M$ 中;随后,在频域上比较 $I$ 和 $I^3$ 中同一频点上FFT值的相位是否反相;若相位相反,则将该频率点对应的分量作为 $I$ 和 $I^3$ 中的频域IMD3分量,并分别存储到IMD3向量 $X=[x_1, x_2, \dots, x_i]$ 和 $Y=[y_1, y_2, \dots, y_i]$ 中;最

后,寻找最优线性化系数 $\lambda$ 以最小化 $|X + \lambda Y|$ 的值,从而实现有效抑制链路中的IMD3。具体如式(6)所示。

$$\sum_{k=1}^i |x_k + \lambda y_k| = 0 \quad (6)$$

其中, $x_k$ 和 $y_k$ 分别表示 $I$ 和 $I^3$ 中在同一频点处的IMD3分量。考虑到通过一个最优线性化系数 $\lambda$ 满足式(6)中的方程具有一定的困难,因此将其进一步延伸为求解 $|x_k + \lambda y_k|^2 = 0 (k = 1, 2, \dots, i)$ 的问题。至此,所提出数字线性化方法的代价函数 $J(\lambda)$ 可以定义为 $X + \lambda Y$ 的欧几里得范数平方,即

$$J(\lambda) = \sum_{k=1}^i |x_k + \lambda y_k|^2 = \|X + \lambda Y\|_2^2 \quad (7)$$

其中, $\|\cdot\|_2^2$ 表示欧里得范数的平方。由于该代价函数具有凸性,最佳线性化系数可以通过代价函数的最小化逼近获得,如式(8)所示。

$$\frac{\partial J(\lambda)}{\partial \lambda} = 2Y^H(X + \lambda Y) = 0 \quad (8)$$

其中, $H$ 表示共轭转置。

通过对式(8)进行解析求解,可得最佳线性化系数为

$$\lambda = \frac{-Y^H X}{Y^H Y} \quad (9)$$

最后,通过在时域中对最佳线性化系数 $\lambda$ 取模值,基于MZI的PMBD光链路的线性化输出可表示为 $I_L = I + |\lambda|I^3$ 。

综上所述,针对基于MZI的PMBD A-MFH系统,本文所提出的数字线性化方案具有自适应性和非迭代性两大优势。首先,该方案不依赖信道先验信息,例如输入光功率、MZI偏置点、噪声系数、射频增益以及探测器响应度等;对于由环境扰动或器件老化引起的不可预测信道参数变化,该方案展现出良好的自适应能力。其次,该方案通过代价函数最小化实现了最优线性化系数的闭式解,无需训练信号或复杂的迭代优化过程,从而有效避免了系统复杂度与成本的增加。因此,所提出的数字线性化方案不仅能够高效补偿IMD,而且与低复杂度、高射频增益的PMBD A-MFH架构具有良好兼容性。

## 2 仿真设置

为验证所提出的数字线性化方案在基于MZI的PMBD A-MFH系统中对IMD补偿的有效性,本文利用Matlab和VPItransmissionMaker™ Optical Systems (VPI

Design Suite 10.0)按图1搭建了仿真平台,具体参数如表1所示。

表1 仿真参数

| 关键参数               | 数值                                    |
|--------------------|---------------------------------------|
| OFDM子载波间隔/kHz      | 60                                    |
| 信号路数/路             | 12                                    |
| 采样率/MHz            | 122.88                                |
| 上采样倍数/倍            | 26                                    |
| 信号类型与带宽/MHz        | 100                                   |
| 数字正交成形滤波器滚降系数      | 0.1                                   |
| 数字正交成形滤波器抽头长度      | 256                                   |
| 数字正交成形滤波器中心频率/MHz  | $n \times 122.88 (n=1, 2, \dots, 12)$ |
| IFFT/FFT点数/个       | 2 048                                 |
| DAC(ADC)采样率/(GS/s) | 25                                    |
| DAC(ADC)分辨率/bit    | 8                                     |
| 激光器波长/nm           | 1 550                                 |
| 激光器线宽/kHz          | 10                                    |
| 相位调制器 $V_\pi/V$    | 3.8                                   |
| 光纤长度/km            | 10                                    |
| MZI自由光谱范围/GHz      | 10                                    |
| MZI消光比/dB          | 25                                    |
| PD响应度/(A/W)        | 0.98                                  |

## 3 结果与讨论

为全面评估所提出的数字线性化方案在基于MZI的PMBD A-MFH系统中对IMD补偿后的传输性能,本文首先在双音射频信号传输条件下开展了大量数值仿真。仿真中,采用2个频率分别为4.9 GHz和5.1 GHz、功率均为-2 dBm的单音正弦信号作为输入。图3为IMD补偿前后的双音射频信号频谱。可以看出,由于MZI固有的正余弦响应特性,较强的输入射频信号会激发出显著的IMD3,表现为4.7、5.3 GHz处

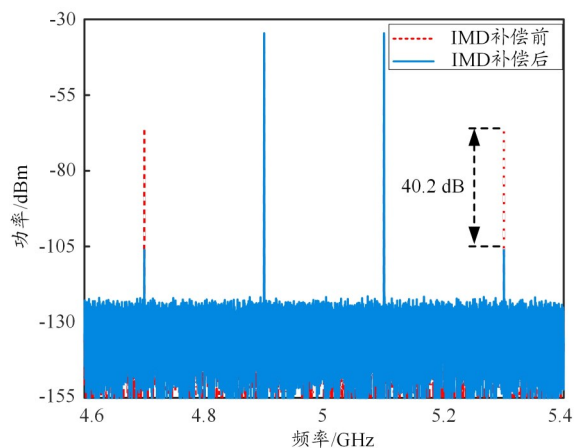


图3 IMD补偿前后的双音射频信号频谱图

的杂散分量。此类 IMD3 分量与主信号频谱相邻, 难以通过传统电域滤波器有效抑制。然而, 采用本文所提出的数字线性化方案后, 在基频信号功率保持稳定的同时, 实现了 40.2 dB 的 IMD3 抑制, 显著改善了信号纯度。

进一步地, 本文通过数值分析 IMD 补偿前后基频信号与 IMD3 的功率关系, 评估了基于 MZI 的 PMBD 光链路的无杂散动态范围(SFDR)性能, 结果如图 4 所示。可以看出, 基频信号的输出射频功率与输入射频功率呈线性关系, 斜率为 1; 而经数字线性化补偿后, 基频信号的功率几乎未受影响。而补偿后 IMD3 的输出射频功率随输入射频功率变化的斜率由原来的 3 提升至 5, 表明 IMD3 已被大幅抑制, IMD5 成为限制系统性能的主要因素。在此基础上, 系统的 SFDR 从  $102.37 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$  提升为  $125.45 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$ , 改善了 23.1 dB。

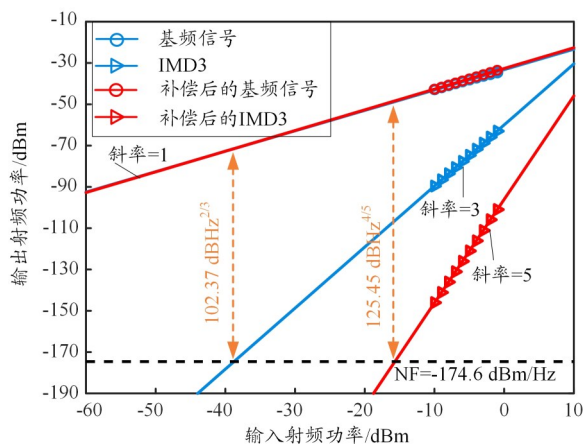
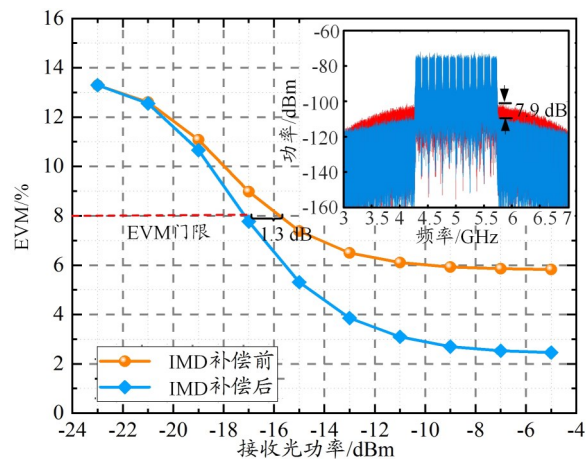


图4 IMD补偿前后的光链路SFDR

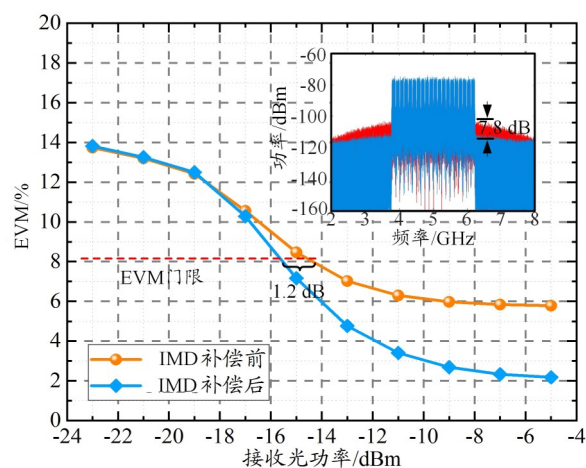
在同步传输多路宽带信号的场景下, 本文进一步分析了所提数字线性化方案对 PMBD A-MFH 传输性能的提升效果, 结果如图 5 所示。仿真条件与表 1 保持一致, 聚合信号总功率设定为 1.81 dBm。

从图 5(a)可以看出, 当配置为 12 路 100 MHz 的无线信号时, 即使在宽带多载波条件下, 所提方案仍能有效抑制 7.9 dB 的 IMD3, 显著缓解了信道间串扰; 在 8% EVM 门限条件下, 该线性化方案使接收机灵敏度提升了约 1.3 dB, 并突破了未补偿时的 EVM 性能上限 (这一改进有助于延长 RRU 与 BBU 之间的传输距离, 优化系统光功率预算, 增强移动前传网络的部署灵活性); 在接收光功率较低时, 由于链路中的 IMD 较弱且信号主要受限于热噪声, 补偿前后的 EVM 性能趋于一致。

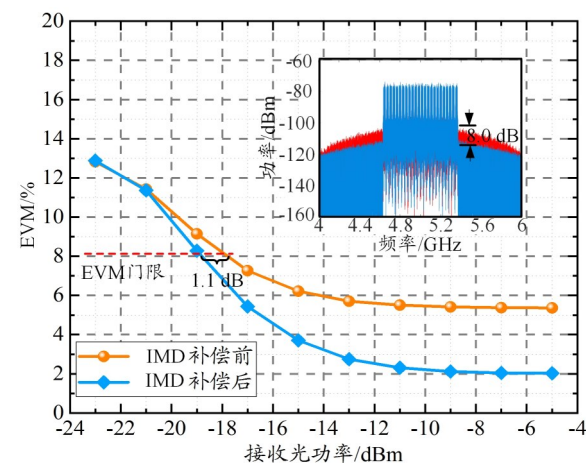
从图 5(b)可以看出, 当配置为 20 路 100 MHz 的



(a) 10路100 MHz 3G无线信号



(b) 20路100 MHz 5G无线信号



(c) 24路20 MHz 4G无线信号

图5 IMD补偿后PMBD A-MFH的传输性能

5G无线信号时, 即使在宽带多载波条件下, 所提方案仍能有效抑制 7.8 dB 的 IMD3, 显著缓解了信道间串扰; 在 8% EVM 门限条件下, 该线性化方案使接收机灵敏度提升了约 1.2 dB。

从图5(c)可以看出,当配置为24路20 MHz的4G无线信号时,即使在宽带多载波条件下,所提方案仍能有效抑制8.0 dB的IMD3,显著缓解了信道间串扰;在8% EVM门限条件下,该线性化方案使接收机灵敏度提升了约1.1 dB。

结果表明,无论传输哪种复杂聚合信号,该线性化方案均能有效抑制IMD,显著提升EVM性能上限。同时,在各类信号配置下,链路接收机灵敏度均获得超过1 dB的增益。

综上所述,所提出的数字线性化方案在面对不同子载波带宽及复杂多业务聚合信号的多样化应用场景时,具备优异的自适应性和鲁棒性。

#### 4 结束语

本文针对基于MZI的PMBD光链路中面临的IMD问题,提出了一种自适应非迭代的数字线性化方案,并建立了IMD补偿的理论模型。数值仿真结果表明,经过线性化处理后,基于MZI的PMBD光链路中的IMD3受到了40.2 dB的抑制,从而使光链路SFDR改善23.1 dB。此外,在PMBD A-MFH中同步传输12、20、24路聚合信号时,该数字线性化方案成功抑制了约7.9、7.8、8.0 dB的IMD3,从而使接收机灵敏度分别提升了1.3、1.2、1.1 dB。最后,通过详细的数值仿真证明了该数字线性化方案在不同信号传输下具有良好的自适应性。

#### 参考文献:

[1] PIZZINAT A, CHANCLOU P, SALIOU F, et al. Things you should know about fronthaul[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(5): 1077-1083.

[2] NOOR S, ASSIMAKOPOULOS P, WANG M, et al. Comparison of digital signal processing approaches for subcarrier multiplexed 5G and beyond analog fronthaul[J]. Journal of Optical Communications and Net-

working, 2020, 12(3): 62-71.

[3] EMOUTALY E, ASSIMAKOPOULOS P, NOOR S, et al. Phase modulated radio-over-fiber for efficient 5G fronthaul uplink[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(23): 5821-5832.

[4] DENG M L, QING L, MAMADOU T, et al. Bandwidth-efficient and low-complexity mobile fronthaul transmissions utilizing phase modulation and direct detection[C]//IEEE. Proceedings of Asia Communications and Photonics Conference (ACP). New York: IEEE, 2022: 809-813.

[5] YANG Z, YU Q, ZHANG J, et al. Phase-modulated analog photonic link with a high-power high-linearity photodiode[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(18): 3805-3814.

[6] DIMITROV S, HAAS H. Information rate of OFDM-based optical wireless communication systems with nonlinear distortion[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(6): 918-929.

[7] OCHIAI H, IMAI H. Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(1): 89-101.

[8] GAO Y, WU Z, CHEN J, et al. Multi-octave linearized RF/photonic link based on orthogonal modulation and optimized demodulation[J]. Optics Letters, 2021, 46(22): 5763-5766.

[9] SHI F, FAN Y, WANG X, et al. High-performance dual-band radio-over-fiber link for future 5G radio access applications[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2022, 14(4): 267-277.

[10] WANG W, FAN Y, WANG R, et al. Linearity optimization of multi-octave analog photonic links based on power weighting, polarization multiplexing and bias control[J]. Optics Express, 2021, 29(2): 2077-2089.

[11] ZHANG J, WANG J, XU M, et al. Memory-polynomial digital pre-distortion for linearity improvement of directly-modulated multi-IF-over-fiber LTE mobile fronthaul[C]//IEEE. Proceedings of 2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). New York: IEEE, 2016: 1-3.

[12] 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.

[13] LI P, PAN W, ZOU X H, et al. Low-complexity adaptive frequency-domain nonlinear equalization for analog RoF mobile fronthaul using FFT/IFFT-assisted channel aggregation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(4): 1072-1082.