

doi:10.13756/j.gtxyj.2026.240177.

光通信系统与网络技术

刘紫玥,李正璇,杨勤尧,等. 差分调制及相干OFDMA-PON系统相位噪声补偿[J]. 光通信研究, 2026(1): 240177.

Liu Z Y, Li Z X, Yang Q Y, et al. Differential Modulation and Phase Noise Compensation of CO-OFDMA-PON System [J]. Study on Optical Communications, 2026(1): 240177.

# 差分调制及相干 OFDMA-PON 系统相位噪声补偿

刘紫玥,李正璇,杨勤尧,高奇,王梁,宋英雄

(上海大学特种光纤与光接入网省部共建重点实验室,上海 200444)

**摘要:**【目的】针对多用户的相干光系统上行链路传输场景,文章为提升差分调制在该场景下的可行性,提出了两种改进后的差分方案。【方法】基于16阶差分幅度相移键控(DAPSK)调制能够在准稳态下的正交频分复用(OFDM)传输帧内自动消除相差的特性,文章提出了一种采用不同阶差分相位联合调制的方案,并引入扰码器进一步提升了系统性能。【结果】仿真结果表明,在100 Gbit/s的传输速率下,相比于16DAPSK调制,差分相位联合调制方案和结合扰码器的差分相位联合调制方案分别为系统带来了约2和3 dB的灵敏度提升。【结论】文章所提两种调制方案的误码率(BER)性能优于原始方案,提高了数据传输的可靠性。

**关键词:**正交频分复用;差分幅度相移键控;相位噪声补偿;线宽容限

**中图分类号:**TN929 **文献标志码:**A

## Differential Modulation and Phase Noise Compensation of CO-OFDMA-PON System

LIU Ziyue, LI Zhengxuan, YANG Qinyao, GAO Qi, WANG Liang, SONG Yingxiong

(Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200444, China)

**Abstract:** 【Objective】Two enhanced differential schemes have been proposed to improve the feasibility of differential modulation in the uplink transmission scenario for multi-user coherent systems. 【Methods】Leveraging the inherent capability of 16 Differential Amplitude and Phase Shift Keying (DAPSK) to automatically eliminate phase difference within quasi-steady-state Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) frames, a scheme utilizing different-order differential phase joint modulation is proposed. Further performance enhancements are achieved through the incorporation of a scrambler. 【Results】Compared with 16DAPSK modulation, the proposed two modulation schemes bring about 2 and 3 dB sensitivity improvement to the system, respectively. 【Conclusion】The Bit Error Rate (BER) performance of both the joint modulation scheme and the joint modulation scheme with scrambler surpasses that of the original one, thereby enhancing the data transmission reliability.

**Key words:** OFDM; DAPSK; phase noise compensation; linewidth tolerance

## 0 引言

正交频分复用多址接入(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)无源光网络(Passive Optical Network, PON)是为了促进众多用户之间的信道共享和网络资源的动态分配,但在上行链路场景中实现大规模用户接入仍然面临同步和用户间干扰等挑战<sup>[1-2]</sup>。相干检测中本地振荡器(Local Oscillator, LO)的实施带来了载波频率偏移和相位噪声的挑战。与恒定的频率偏移不同,相位噪声是由发射机和接收机内部的LO波动引起的随机过程,其存在可能会在星座图中引入不同程度的

旋转,从而影响信号解调<sup>[3]</sup>。目前,已有很多研究者对发射机和接收机之间的频率偏差所引起的载波频率偏移进行了分析,并提出了相应的方法对其进行估计和补偿<sup>[4-6]</sup>,因此本文将特别关注随机相位噪声问题。文献[7]研究了激光线宽和非线性光纤传输对相位噪声的影响;文献[8]验证了基于差分幅度相移键控(Differential Amplitude and Phase Shift Keying, DAPSK)的相干光正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统;而文献[9]则提出了一种基于DAPSK-OFDM调制的反射相干(Coherent Optical, CO)-OFDMA-PON,以作为应对多用户系统相位噪声的解决方

收稿日期:2024-08-15; 修回日期:2024-09-10; 纸质出版日期:2026-02-10

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2021YFB2900801);上海市科委自主资助项目(22511100902, 22511100502);上海市自然科学基金资助项目(20ZR1420900);高等学校学科创新引智计划资助项目(D20031)

作者简介:刘紫玥(1998-),女,云南昆明人。硕士,主要研究方向为相干光通信。

通信作者:宋英雄,研究员。E-mail: herosf@shu.edu.cn

李正璇,副研究员。E-mail: zhengxuanli@shu.edu.cn

© Editorial Office of *Study on Optical Communications*. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license.

案,但其传输速率较低。

光注入锁定(Optical Injection Locking, OIL)可以有效地将从激光器锁相到主激光器以用于自零差检测,实现每个光网络单元(Optical Network Unit, ONU)的波长对准,从而解决了拍频噪声的问题,消除了数字信号处理(Digital Signal Processing, DSP)中对载波频率偏移估计的需要,并降低了光源相关成本<sup>[10]</sup>,因此本文主要研究了OIL下OFDMA-PON系统的线宽容限和相位噪声补偿。为了评估系统在多用户场景下的激光器线宽容限,本文进行了基于自零差检测的蒙特卡罗仿真,并基于此进一步提出了16阶差分调制方案的两种改进方案,重新规划了星座点的分布,以进一步提升系统性能。

## 1 系统模型

假设OFDMA上行链路系统包含 $U$ 个子载波和 $K$ 个用户。其中,分配给第 $k$ 个用户的副载波集为 $U^k$ ,载波数为 $N$ 。子载波间隔 $\Delta f$ 为OFDM帧持续时间 $T_s$ 的倒数,即 $\Delta f=1/T_s$ 。

基于文献[7]给出CO-OFDMA的多用户并行多子载波传输模型为

$$y_{mi}^k = x_{mi}^k h_m^k e^{j\phi_i^k} + \epsilon_m^k + w_m, \quad (1)$$

$$y_n^k = \sum_{m=0}^{N-1} y_{mi}^k, \quad (2)$$

$$e^{j\phi_i^k} \triangleq \frac{1}{N} \sum_n e^{j\phi(n)}, \quad (3)$$

式中: $x_{mi}^k$ 和 $y_{mi}^k$ 分别为系统传输前/后 $M$ 阶正交幅度调制( $M$ -Quadrature Amplitude Modulation,  $M$ -QAM)的第 $k$ 个用户的第 $m$ 个子载波上的第 $i$ 个数据符号; $h_m^k$ 为第 $k$ 个用户第 $m$ 个子载波上的数据对应的信道响应; $e^{j\phi_i^k}$ 为复指数函数, $j$ 为虚数单位, $\phi_i^k$ 为微小的相位变化; $\epsilon_m^k$ 为子载波间干扰,当使用的子载波数较大或子载波分配方案较优时,通常将这一干扰视为高斯白噪声<sup>[11]</sup>; $w_m$ 为复高斯信号噪声; $y_n^k$ 为第 $k$ 个用户接收到的采样信号, $n$ 为采样时刻; $\phi(n)$ 为激光相位噪声序列。由于采用引入OIL后的自零差检测,系统不具有载波频率偏移。 $\phi(n)$ 一般被视为零均值高斯过程, $\phi_i^k$ 也是线性相关的,因而也是零均值高斯过程<sup>[7]</sup>。相位差的方差 $\sigma_c^2$ 与激光线宽有关,用于表示相位噪声的强度,那么在OIL的基础上,其关系式可表示为

$$\sigma_c^2 = \frac{1}{N} \sum_i (\phi_i^k - \phi_{i-1}^k)^2 = 2\pi\beta T_s, \quad (4)$$

式中, $\beta$ 为系统联合线宽,包括发射端和接收端的激

光器线宽。在高速光传输系统中,信道响应变化缓慢,在一个符号期间内可等同于平稳随机过程,所以对于不同用户的各个数据子载波来说,其信道响应与符号块内的OFDM符号无关。在接收端,公共相位噪声可以通过DSP的手段来估计和补偿,因此,经过信道估计和相位恢复后的传输数据可表示为

$$x_{emi}^k = y_{mi}^k \cdot h_m^{k*} / |h_m^k|^2 \cdot e^{-j\phi_i^k}, \quad (5)$$

式中: $x_{emi}^k$ 为接收端恢复出的第 $k$ 个用户第 $m$ 个子载波上的第 $i$ 个符号; $h_m^{k*}$ 为 $h_m^k$ 的共轭。由式(5)可知,每个子载波的恢复数据均被噪声项破坏。在一些假设下,补偿后的性能有所提升,但对于高阶调制格式来说,必须通过数值模拟进行准确评估。

## 2 差分调制方案

前文分析了激光器线宽对于传输系统的影响以及OIL下的多用户上行链路场景。激光导致的相位抖动所造成的误差是DSP流程中难以解决的问题之一,无论是传统的利用导频进行补偿,还是采用卡尔曼滤波(Kalman Filtering, KF)等算法进行相位噪声估计,都会在一定程度上降低载波利用率并增加计算复杂度。尤其对于多用户场景,由于每个ONU共享相同的种子源,但通过不同的信道传递光信号,因此每个ONU相位噪声的特性是唯一的,并且与其他ONU的相位噪声特性无关。因此,不同用户的相位噪声需要分开处理,这就造成了更大的计算复杂度。在这样的背景下,根据文献[8],此误差可以通过差分调制的方案来消除,且不需要额外的导频开销及相位恢复算法。

### 2.1 Joint-DPSK

16DAPSK调制的符号定义式由文献[9]给出(OIL下的自零差检测消除了对于载波频偏估计考虑的需要):

$$S_{m,i}^k = S_{m-1,i}^k \cdot a^q e^{j\Delta\phi_k}, \quad \Delta\phi_k = \frac{(2n_{\text{PRBS}} + 1)\pi}{8},$$

$$n_{\text{PRBS}} = 0, 1, \dots, 7, q \in \{-1, 0, 1\}, \quad (6)$$

式中: $S_{m,i}^k$ 为用户 $k$ 第 $m$ 个子载波上的第 $i$ 个符号, $a^q$ 为不同符号的调制幅度; $\Delta\phi_k$ 为调制符号前后的相位差; $n_{\text{PRBS}}$ 为伪随机二进制序列(Pseudo Random Binary Sequence, PRBS)码阶数。

则数据在接收端进行快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)后得到:

$$R_{m,i}^k = R_{m-1,i}^k \cdot H_{m,i}^k \cdot e^{j\Delta\phi_{m,i}^k} + \epsilon_i^k, \quad (7)$$

式中: $R_{m,i}^k$ 为接收端用户 $k$ 第 $m$ 个子载波上的第 $i$

个符号;  $H_{m,i}^k$  为用户对应子载波的信道响应;  $\Delta\phi_{PN_{m,i}}$  为公共相位误差(Common Phase Error, CPE)。信道中的高斯白噪声小到可忽略, 可表示为

$$\frac{R_{m-1,i}^k}{R_{m,i}^k} = \frac{S_{m-1,i}^k}{S_{m,i}^k} \times \frac{H_{m-1,i}^k}{H_{m,i}^k} \times \frac{e^{j\Delta\phi_{PN_{m-1,i}}}}{e^{j\Delta\phi_{PN_{m,i}}}}, \quad (8)$$

此时,  $H_{m,i}^k \approx H_{m-1,i}^k$  且  $e^{j\Delta\phi_{PN_{m-1,i}}} \approx e^{j\Delta\phi_{PN_{m,i}}}$ , 即该方案可近似消除相位噪声。但其星座点分布非最佳形式, 因此在此基础上, 本文提出了差分相位联合调制方案(Joint Differential Phase Shift Keying, Joint-DPSK)。与 DAPSK 不同的是, 此调制方案仅相位采用差分调制。以  $M=16$  的 Joint-16DPSK 为例, 其数据符号由 4DPSK 和 8DPSK 联合调制而成, 采用 4DPSK 调制的信号分布在 3 种幅度的内圈和外圈, 由输入比特数的前两位决定幅度值。采用 8DPSK 调制的信号则分布在 3 种幅度的中间圈, 由输入比特数的第 1 位决定幅度值, 环比  $\alpha$  决定幅度的大小, 其取值可参考 16DAPSK<sup>[12]</sup>,  $M=16$  时, 最佳环比约为 2.0;  $M=32$  时, 最佳环比为 1.6; 而  $M=64$  时, 最佳环比为 1.4。可表示为

$$S_{m,i}^{k_1} = a^q e^{j\phi_{k_1}}, \quad \phi_{k_1} = \frac{n\pi}{2}, \quad n=0, 1, 2, 3, \quad q \in \{0, 1.3, 2.0\}, \quad (9)$$

$$S_{m,i}^{k_2} = a^q e^{j\phi_{k_2}}, \quad \phi_{k_2} = \frac{(2n+1)\pi}{8}, \quad n=0, 1, \dots, 7, \quad q \in \{0, 1.3, 2.0\} \quad (10)$$

式中:  $\phi_{k_1} = \phi_{k_1-1} + \Delta\phi_{k_1}$ ,  $\phi_{k_2} = \phi_{k_2-1} + \Delta\phi_{k_2}$  为调制相位;  $\Delta\phi_{k_1}$  和  $\Delta\phi_{k_2}$  为两种幅度映射下连续符号的相位差。

$a^q$  的映射关系如表 1 所示。在相同子载波的不同 OFDM 符号之间进行 Joint-16DPSK 调制时, 若当前输入的比特位值为 1, 则该符号的幅度为  $\alpha^{1.3}$ , 且相位遵循 8DPSK 调制; 若当前输入的比特位值不为 1, 即在当前比特位值为 0 的情况下, 进入下一个比特位的判断: 若该比特位值为 0, 则该符号的幅度为  $\alpha^0$ , 若该比特位值为 1, 则该符号的幅度为  $\alpha^2$ , 且两种情况下, 相位均遵循 4DPSK 调制。默认对每个子载波上的符号进行编码时, 初始相位为 0。完整的星座点映射如图 1 所示。

表 1 Joint-16DPSK 调制幅度映射表

Table 1 Joint-16DPSK amplitude mapping table

映射幅度	当前比特位		
	0	1	1
$a^q$	$\alpha^0$	$\alpha^2$	$\alpha^{1.3}$

在 Joint-DPSK 方案中, 由于两种差分相位调制的数据各自独立分布在不同的幅度映射下, 因此

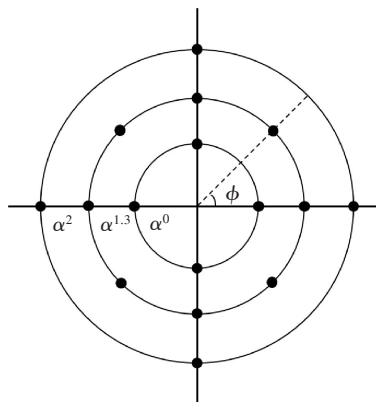
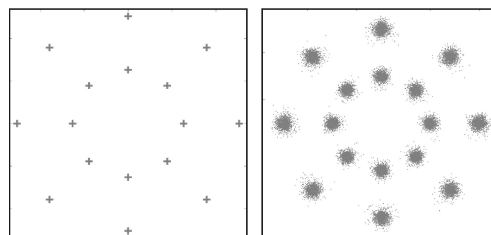


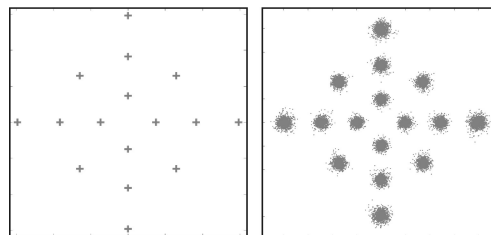
图 1 Joint-16DPSK 星座点映射示意图

Figure 1 Schematic diagram of joint 16DPSK constellation mapping

需要在差分相位调制后再将数据分配到子载波上, 即先进行星座点映射, 再进行串/并转换, 这与先进行串/并转换再进行调制的 QAM 以及时域 DAPSK 调制不同。此外, 在 DAPSK 调制的各子载波上所有符号均连续, 而 Joint-DPSK 调制下的符号在两种差分相位调制的不同幅度映射下分别连续, 因此连续符号间的时间间隔会有所不同, 但在高速传输速率下, 该方案仍能保持差分调制所需的准平稳信道特性(即在 OFDM 帧持续时间内信道变化不大)。DAPSK、Joint-DPSK 调制以及点对点传输的星座图如图 2 所示, 其中线宽设置为理想情况。



(a) 16DAPSK



(b) Joint-16DPSK / Joint-Scramble-16DPSK

注: Joint-Scramble-DPSK 为结合扰码器的差分相位联合调制方案。

图 2 两种调制方案下信号传输前后的星座图

Figure 2 Constellation diagrams before/after signal transmission under two modulation schemes

## 2.2 Joint-Scramble-DPSK 调制方案

由于 PRBS 具有随机特性, 且频谱特性与白噪

声相近,因此高速信号的模拟测试基本上都是利用 PRBS 码进行。然后,其随机特性只在局部范围成立。对于  $n_{PRBS}$  阶 PRBS 码,每个周期的序列长度为  $2n_{PRBS} - 1$ ,且 0 和 1 的数量相等,连 1 的最大数目为  $n_{PRBS}$ ,连 0 的最大数目为  $n_{PRBS} - 1$ 。而对于 Joint-DPSK 方案来说,每个符号的幅度值由输入的前 1 位或前两位比特决定,因此维持准平稳信道条件的最佳序列需要满足如下条件,  $\text{mod}(a_{i-1} + a_i, 2) = 1$ ,即前后两个调制符号的第 1 位输入比特  $a_{i-1}$ 、 $a_i$  的和取模 2 后余数为 1。然而,当 PRBS 码的生成阶数较大时,连 0 和连 1 的数目也较大,会在一定程度上破坏差分相位调制所需要的准平稳特性。因此本文提出了 Joint-Scramble-DPSK 调制方案,通过使用扰码器对生成的比特序列进行二次编码,以减少序列中的连 0 和连 1,从而最大限度地保证信道准平稳特性,避免信号的功率谱密度集中在窄带内,示例如表 2。每个子载波加载 4 个比特时,若原始序列 16 个比特位全为 1 或全为 0,则连续 4 个符号都分布在同一幅度上,但如表 2 所示,经过加扰后,4 个符号的幅度映射连续跳变,使得各幅度上的符号最大程度上连续以维持准平稳特性。

连续扰码两次就能得到原始数据,因此接收端对信号进行解调后,只需再次使用该扰码器即可解扰。扰码器的结构是带反馈的移位寄存器,其输出

表 2 扰码器加扰示例

Table 2 Scrambler winding example

移位寄存器初始序列	扰码后比特序列
1 1 1	(原始序列:1111111111111111)
	1 1 0 1 0 0 0 1 1 0 1 0 0 0 1 1
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	(原始序列:0000000000000000)
	0 0 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0

通过输入与移位寄存器的某些寄存器进行模 2 相加得到。本文所用的扰码器特征多项式  $F(x)$  可表示为

$$F(x) = 1 + x^{-2} + x^{-3} \quad (11)$$

扰码器结构及移位寄存器初始化序列如图 3 所示,其中,  $X^k$  为第  $k$  级移位寄存器。

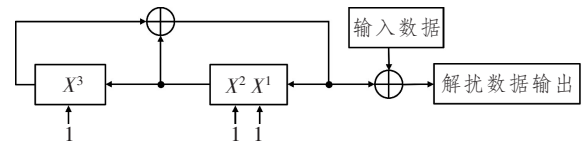


图 3 扰码器结构

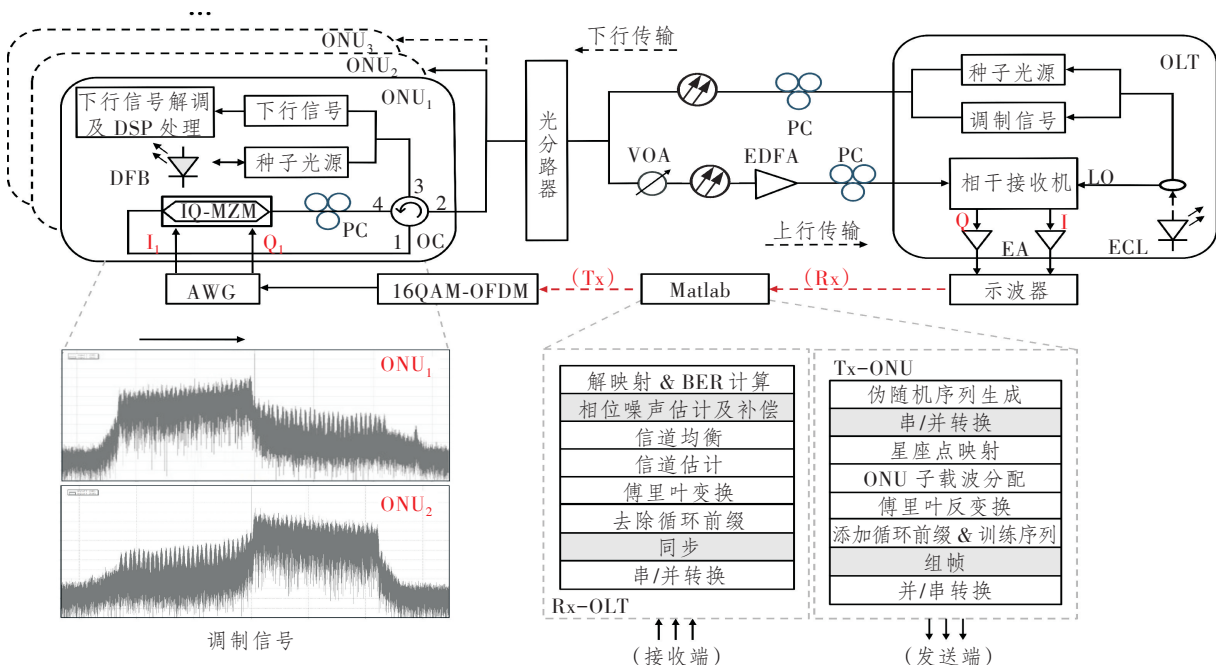
Figure 3 Scrambler structure

### 3 系统仿真与结果分析

文章采用 VPI Transmission Maker 及 Matlab 软件完成系统的传输仿真和 DSP。

#### 3.1 仿真设置

按照实际运用场景设置仿真系统,上下行链路传输系统结构如图 4 所示。对于上行链路来说,包



注:DFB为分布式反馈激光器;IQ-MZM为IQ马赫-曾德尔调制器;EDFA为掺铒光纤放大器;VOA为可调光衰减器;PC为偏振控制器;EA为电放大器;OC为四端口环形器;ECL为外腔激光器;BER为误码率;AWG为任意波形发生器;I/I<sub>1</sub>和Q/Q<sub>1</sub>分别为相干接收机和IQ-MZM调制器的I路和Q路射频口;Tx和Rx分别为发送端和接收端信号。

图 4 包含上下行链路在内的传输系统架构

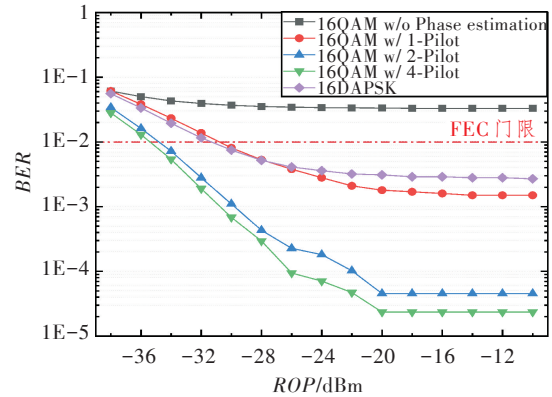
Figure 4 System architecture including uplink and downlink

括 OIL 部分、传输部分和接收部分。ONU 端的 OIL 部分包括注入种子光和从激光器,由窄线宽激光器发出的经下行链路传输后到达 ONU 端的种子光和 DFB 构成。注入种子光来自 OLT 端的光源,由耦合器分为两路,一路包含下行链路的调制信号和注入种子光,通过下行链路传输至 ONU,并通过 OIL 反射放大后作为上行链路信号调制的光载波;另一路作为 LO 和上行链路的接收信号一同接入相干接收机,以实现上行链路多点对点传输的自零差检测。OIL 具有功率放大特性,主激光器只需要注入较小的功率就可获得 10 dBm 以上的载波光源,且各 ONU 的光波长可精确对准,从而实现无色 PON。传输部分由各用户单元构成,用户数量根据实验所需条件不同进行设置。数据以 100 Gbit/s 的速率在仿真系统中传输,采样率为 80 GSa/s。信号通过 Matlab 软件处理生成,采用复数型 OFDM 信号用于 IQ-MZM 进行调制。对于两个用户的传输场景来说,每个 ONU 分配一半总信号带宽,并且两个 ONU 频带之间有空子载波作为保护频带。此外,不考虑上行链路同步问题。

### 3.2 仿真结果与讨论

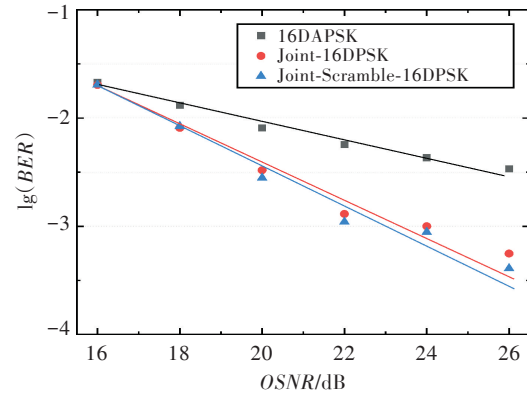
16QAM 和 16DAPSK 在 100 Gbit/s 速率下进行背靠背传输的性能对比如图 5 所示,前向纠错(Forward Error Correction, FEC)门限为  $1 \times 10^{-2}$ 。由于差分方案按照子载波进行符号的连续调制,因此通过点对点传输的数据即可证明方案的有效性。由图 5(a)可知,在光信噪比(Optical Signal to Noise Ratio, OSNR)为 25,FFT 点数为 64 的仿真参数下,采用 4 个导频进行相位噪声估计时,16QAM 调制下的接收光功率(Received Optical Power, ROP)可达 -35 dBm;而采用两个或 1 个导频子载波进行相位噪声估计时,该数值分别约为 -34 和 -31 dBm,而由于导频占据了相应的数据子载波,可用带宽降低。由图 5(b)可知,在 OSNR 大于 16 dB 时,改进方案的 BER 性能明显好于 16DAPSK。

图 6(a)所示为线宽为 0 的理想情况下 3 种调制方案的仿真对比。在理想情况下,由于不存在相位噪声影响,Joint-16DPSK 和 Joint-Scramble-16DPSK 两种调制方案的 BER 曲线是近似重合的。相比于 16DAPSK 调制方案下的系统,Joint-16DPSK 和 Joint-Scramble-16DPSK 方案分别为系统带来了约 2 和 3 dB 的灵敏度提升。对于同一实验参数下的场景来说,结论是类似的。由图 6(b)可知,在系统联合线宽为 250 kHz 的场景下,Joint-



(a) 16QAM/16DAPSK 的 BER 性能对比

(a) BER performance of 16QAM/16DAPSK



(b) 16DAPSK/改进方案 OSNR 容限对比

(b) OSNR of 16DAPSK/proposed schemes

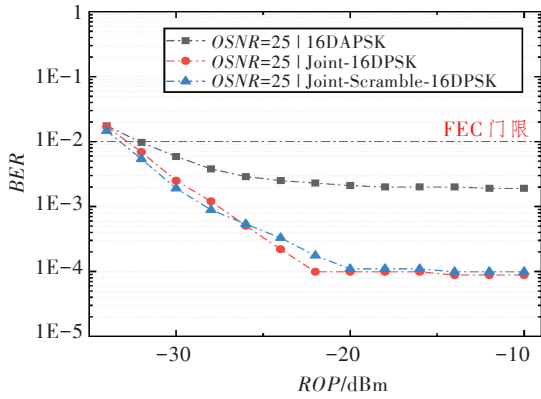
图 5 4 种调制方案下的系统 BER 及 OSNR 容限性能对比

Figure 5 Comparison of system BER and OSNR tolerance under four modulation schemes

16DPSK 和 Joint-Scramble-16DPSK 调制方案下的系统 ROP 分别可达到 -32 和 -33 dBm 左右。

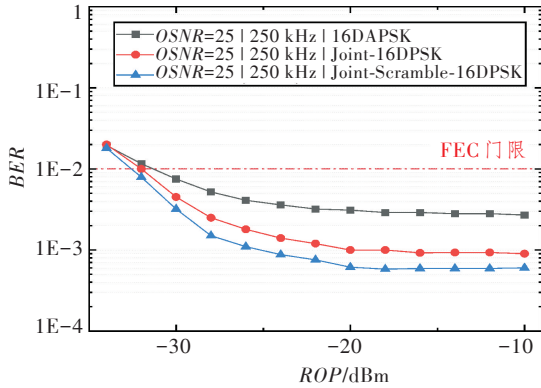
在相同参数设置下 ROP 设置为 -24 dBm 时,3 种方案在单用户系统内的线宽容限表现如图 7 所示。阈值为 FEC 门限时,Joint-16DPSK 和 Joint-Scramble-16DPSK 调制下的系统线宽容限大致为 1.0~1.1 MHz,而 16DAPSK 调制下的系统线宽容限略小,大致在 1 MHz。阈值为 7% FEC 门限时,16DAPSK 调制下的系统线宽容限约为 290 kHz,而 Joint-16DPSK 调制下的系统线宽容限约为 590 kHz,对于 Joint-Scramble-16DPSK 调制,系统线宽容限约为 625 kHz。

两个用户场景下的 4 种方案对比如图 8 所示。由图可知,在 FEC 门限下,两种改进后的调制方案下的系统接收灵敏度相较于 16DAPSK 调制提升了约 2 和 3 dB。对于 ONU<sub>1</sub> 来说,当 ROP 在 -22 ~ -32 dBm 范围内时,Joint-Scramble-16DPSK 的 BER 性能会更好,而当 ROP > -22 dBm 时,两种改



(a) 无线宽

(a) Without combined linewidth



(b) 250 kHz 线宽

(b) With 250 kHz combined linewidth

图 6 3种调制方案在两种场景下的 BER 性能对比

Figure 6 BER comparison of three modulation schemes in two cases

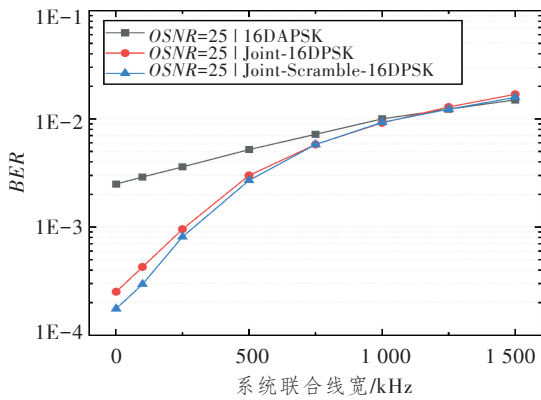
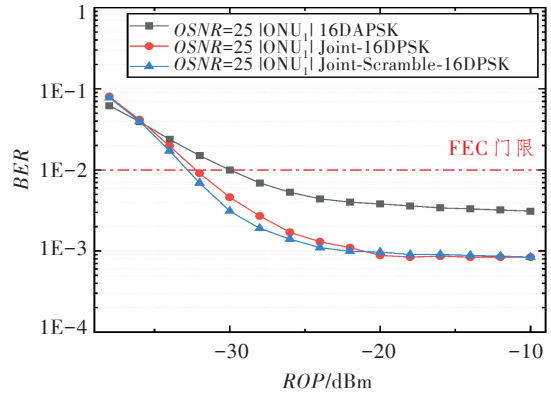


图 7 3种差分调制方案的系统线宽容限对比

Figure 7 Comparison of system linewidth tolerance under three differential modulation schemes

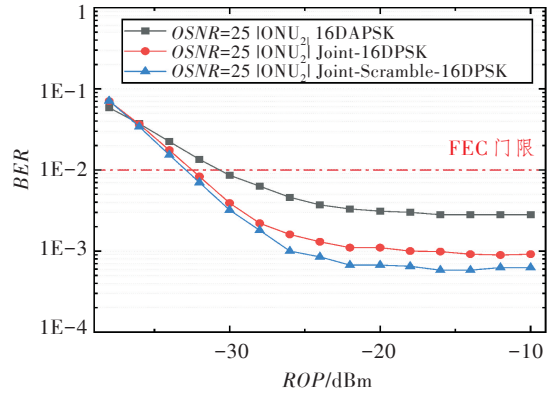
进方案展现出的性能表现较为一致;ONU<sub>2</sub>表现与ONU<sub>1</sub>相似,但在ROP较大时,Joint-Scramble-16DPSK方案仍然展现出优势。图8(c)所示为该场景下4种调制方案的BER性能,其中16QAM调制下的接收信号相位噪声估计采用导频完成,但由于每个ONU的相位噪声具有唯一的特性,导频占

用的带宽会成倍增长。当每个用户采用1个导频进行相位估计时,系统ROP可达-32 dBm,与Joint-Scramble-16DPSK方案的性能相当,但改进方案不占用数据子载波;而当每个用户采用两个导频进行相位估计时,系统ROP可达-34 dBm。



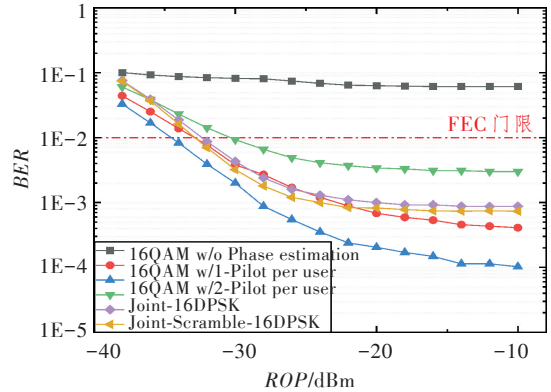
(a) ONU<sub>1</sub>的BER性能

(a) BER performance of ONU<sub>1</sub>



(b) ONU<sub>2</sub>的BER性能

(b) BER performance of ONU<sub>2</sub>



(c) 不同调制方案在两用户场景下的BER性能

(c) BER performance of system with different modulation schemes under 2-user scenario

图 8 4种调制方案在两用户场景下的 BER 性能

Figure 8 BER performances of 4 different modulation schemes under 2-user scenario

改进后的差分调制方案与16QAM调制方案在两个用户场景下的频谱效率对比如表3所示。由图8可知,Joint-Scramble-16DPSK调制方案下的

系统 BER 性能表现与每个用户采用 1 个导频进行相位估计时的系统相当,但是 16QAM 调制方案下,接收数据需要额外的导频子载波来进行相位噪声估计。如图 4 中的调制信号所示,本文采用了子带结构对子载波进行分配。对于该场景下 64 个子载波,子带结构下用于区分用户信道的子载波所处位置靠近高频区域,为在区分信道的同时减少高频带来的影响,用户之间设置了 6 个间隔子载波;为防止直流分量造成峰均比的恶化,零频处的子载波被停用。因此系统中有效的数据子载波为 57 个,若每个用户采用 1 个导频进行相位噪声估计,则系统中共存有 2 个导频子载波,有效的数据子载波数为 55 个;同理,若每个用户采用两个导频进行相位噪声估计,子载波数下降为 53。

当每个用户采用 1 个导频子载波时系统的频谱效率约为 3.3846 bit/s/Hz,而当每个用户采用两个导频子载波时系统的频谱效率约为 3.2615 bit/s/Hz。相较于此,由于不需要额外的导频进行相位噪声估计,Joint-Scramble-16DPSK 调制方案在同样参数的场景下系统频谱效率约为 3.5077 bit/s/Hz,分别获得了大约 7.55% 和 3.64% 的提升。而对于更多用户的系统,后续 DSP 处理中相位噪声估计所需要的导频数量成倍数增长,会导致系统的频谱效率大大降低,即差分方案在更多用户的场景下具有获得更高频谱利用率的较大潜力。

表 3 两种调制方案在两用户场景下的频谱效率对比  
Table 3 Spectrum efficiency comparison of two modulation schemes under 2-user scenarios

调制方案	导频数量/ 每用户	数据子载波数量/个	频谱效率/ bit/s/Hz
16-QAM	1	55/64	3.3846
16-QAM	2	53/64	3.2615
Joint-Scramble-16DPSK	/	57/64	3.5077

## 4 结束语

结合通过下行链路传输来自 OLT 一侧的种子光源,从而在 ONU 端实现对低成本激光器的 OIL 并消除针对载波频率偏移损伤补偿的数据冗余的系统架构,本文基于 16DPSK 设计了基于差分相位联合调制的 Joint-16DPSK 以及引入扰码器进行二次编码的 Joint-Scramble-16DPSK 方案。通过仿真验证了所提出的方法,结果表明,相较于 16DPSK 调制方案,改进方案下的 100 Gbit/s 单用户系统在

7% FEC 门限下分别提升了约 300 和 335 kHz 的系统线宽容忍。此外,两种改进方案使得本文设置的单用户以及两个用户场景下的系统接收灵敏度分别提升了约 2 和 3 dB。在每个 ONU 信号具有不同相位噪声特性的 100 Gbit/s 的上行链路系统中,相较于 16QAM 调制下每个用户采用 1 个导频进行相位噪声估计的两用户系统,Joint-Scramble-16DPSK 方案下的每个 ONU 信号中不再需要额外的导频用于相位噪声估计,却能获得与之相当的性能,系统频谱效率提高了约 7.55%,对于差分方案在 PON 系统中的运用具有一定的参考价值。此外,由于 OFDM 帧内各子载波的信道特性是独立的,BER 较高的子载波会影响到差分方案的整体表现,可考虑通过比特加载等手段进一步改善方案。

### 参考文献:

- [1] 殷明珠,王玮,潘竞顺,等. 下一代相干PON关键技术研究进展与展望[J]. 光通信研究, 2024(1):230162.  
Yin M Z, Wang W, Pan J S, et al. Research Progress and Prospect of Key Techniques for Next-Generation Coherent PON[J]. Study on Optical Communications, 2024(1):230162.
- [2] 赵远征. 基于OFDMA的下一代无源光网络上行关键技术研究[D]. 北京:北京邮电大学, 2013.  
Zhao Y Z. The Study of Key Techniques in Uplink of Next Generation Passive Optical Network based on OFDMA [D]. Beijing, China: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2013.
- [3] 余建军,迟楠,陈林. 基于数字信号处理的相干光通信技术[M]. 北京:人民邮电出版社, 2013.  
Yu J J, Chi N, Chen L. Coherent Optical Communication Technology based on Digital Signal Processing[M]. Beijing, China: Posts & Telecom Press, 2013.
- [4] 杨桃,赵菁,秦英凯,等. 超奈奎斯特相干光传输系统载波频偏估计算法[J]. 光学学报, 2023, 43(4): 0406001.  
Yang T, Zhao J, Qin Y K, et al. Carrier Frequency Offset Estimation Algorithm of Faster-than-Nyquist Coherent Optical Transmission Systems[J]. Acta Optica Sinica, 2023, 43(4): 0406001.
- [5] 唐明,李伟昊,章明明,等. 同源自零差相干光传输技术[J]. 中国激光, 2022, 49(12): 1206002.  
Tang M, Li W H, Zhang M M, et al. Self-Homodyne Coherent Optical Transmission Techniques [J]. Chinese Journal of Lasers, 2022, 49(12): 1206002.
- [6] Liu S, Du X, Yu C.  $H_{\infty}$  Filter-based Dynamic Joint Carrier Frequency Offset and Linear Phase Noise Track-

- ing for CO - OFDM Systems [J]. Optics Express, 2022, 30(23): 41157–41170.
- [7] Yi X, Shieh W, Ma Y. Phase Noise Effects on High Spectral Efficiency Coherent Optical OFDM Transmission [J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(10): 1309–1316.
- [8] Mun K H, Jung S M, Kang S M, et al. Channel Equalization and Phase Noise Compensation Free DAPSK - OFDM Transmission for Coherent PON System [J]. IEEE Photonics Journal, 2017, 9(5): 7203209.
- [9] Mun K H, Kang S M, Han S K. Multiple-Noise-Tolerant CO-OFDMA-PON Uplink Multiple Access Using AM-DAPSK-OFDM with Reflective ONUs [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36 (23) : 5462–5469.
- [10] Liu Z, Slavik R. Optical Injection Locking: From Principle to Applications [J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(1): 43–59.
- [11] Wu S, Bar - Ness Y. OFDM Systems in the Presence of Phase Noise: Consequences and Solutions [J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(5): 855–864.
- [12] Priyadarshini R, Geetha G. An Overview of DAPSK - OFDMA Fundamentals and Design Considerations [C]//2021 Smart Technologies, Communication and Robotics (STCR). Sathyamangalam, India: IEEE, 2021:9588969.