

一种降低 IM/DD O-OFDM 系统峰均比功率的低复杂度 SLM 方案

何聪聪**, 吴雅婷*, 韩梦欣, 孙彦赞, 张倩武

上海大学上海先进通信与数据科学研究院特种光纤与光接入网重点实验室, 上海 200444

摘要 抑制高峰均功率比(PAPR)是强度调制/直接检测(IM/DD)光正交频分复用(O-OFDM)系统面临的一个挑战,选择性映射(SLM)是有效降低 PAPR 值的经典算法。提出一种改进的 SLM 方案,该方案利用离散多音调制(DMT),通过一次快速逆傅里叶变换(IFFT)和循环移位相加运算获得多个候选信号,达到降低计算复杂度的目的。仿真和实验结果表明,所提出的 SLM 方案在保证获得较好的 PAPR 抑制性能的前提下,显著地降低了计算复杂度,同时提高了系统接收灵敏度。

关键词 光通信; 强度调制/直接检测; 光正交频分复用系统; 选择性映射; 峰均功率比

中图分类号 TN929

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201838.0806003

A Low-Complexity SLM Scheme for Peak-to-Average Power Ratio Reduction in IM/DD O-OFDM Systems

He Congcong**, Wu Yating*, Han Mengxin, Sun Yanzan, Zhang Qianwu

Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai Institute for Advanced Communication and Data Science, Shanghai University, Shanghai 200444, China

Abstract Peak-to-average power ratio (PAPR) reduction is a challenge for intensity modulation/direct detection (IM/DD) optical orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. Selective mapping (SLM) is a classical algorithm that can effectively reduce PAPR with high complexity. We propose an improved SLM scheme which employs discrete multitone modulation (DMT) to obtain several candidate signals through an inverse fast Fourier transform (IFFT) and cyclic shift addition operation, thereby reducing the computational complexity significantly. Both simulation results and experiments show that the proposed scheme achieves better PAPR reduction performance with low computational complexity and improves the receiver sensitivity.

Key words optical communications; intensity modulation/direct detection; optical orthogonal frequency division multiplex systems; selected mapping; peak-to-average power ratio

OCIS codes 060.2430; 060.4510; 070.4340

1 引 言

光正交频分复用(O-OFDM)技术具有高频谱利用率和抗光纤色散等优点,是未来光通信系统网最具竞争力的解决方案之一^[1-2]。然而,正交频分复用(OFDM)作为一种多载波调制方式,存在高峰均功率比(PAPR, R_{PAP})的问题^[3]。过高的 PAPR 导致 O-OFDM 信号在传输过程中更易受到系统中非线性器件的影响,引起信号失真,从而造成高误码率

(BER, R_{BE}),进而降低系统的通信质量。

目前,限幅法、压缩拓展变换法、概率法等是 PAPR 抑制的主要技术^[2-10]。限幅法^[4]通过在发射端对 O-OFDM 信号进行限幅来降低信号的 PAPR,虽然实现简单,但会同时引起带内信号失真和带外辐射等问题。文献^[5]提出了一种 μ 率压缩拓展变换法来补偿 O-OFDM 信号的幅度,降低 O-OFDM 系统的 PAPR,然而代价是需要更大的发射功率。与前两种技术相比,概率法是一种对信号无

收稿日期: 2018-02-02; 修回日期: 2018-03-27; 录用日期: 2018-04-09

基金项目: 国家自然科学基金(61601279, 61420106011, 61601277, 61635006, 61501289)、上海市科委重点资助项目(17010500400, 165111104100, 16YF1403900)

* E-mail: ytww@shu.edu.cn; ** E-mail: h18818217356@live.com

失真处理的解决方案,包括部分传输法(PTS)^[7]和选择性映射法(SLM)^[8]。相比 PTS 方案,SLM 调整符号相位时具有更高自由度,在相同候选信号数情况下,对 PAPR 的抑制性能更佳。Shao 等^[8]设计了一个毫米波 O-OFDM 信号传输系统,基于传统 SLM 方案有效降低了 O-OFDM 信号的 PAPR,提升了接收机灵敏度。相位序列的选取对 SLM 的 PAPR 抑制性能有非常大的影响,因此许多工作围绕相位序列的优化展开。例如,文献[9]分别对 Hadamard 和 Golay 相位序列的 PAPR 抑制性能进行了分析和讨论。文献[10]提出在对信号进行交织处理后再使用相位序列,能更好地降低信号的相关性,从而获得更好的 PAPR 抑制性能。然而,以上工作都未解决 SLM 计算复杂度高的问题。

本文提出一种降低 IM/DD O-OFDM 系统 PAPR 的低复杂度 SLM 方案。该方案将原始符号序列分割成两个子序列,使用离散多音调制(DMT)双通道产生两个子信号,并由子信号进行移位相加运算生成新的候选信号,从而减少所需的快速逆傅里叶变换(IFFT)数量,达到显著降低计算复杂度的目的。仿真和实验结果表明,本文提出的 SLM 方案具有较好的 PAPR 抑制性能,提升了系统的整体性能。

2 方案基本原理

2.1 O-OFDM 系统信号的 R_{PAP}

在 IM/DD O-OFDM 系统中,为保证传输的 O-OFDM 信号为实信号,在进行 IFFT 前要对数据 $\mathbf{X}=[X(0), X(1), \dots, X(N-1)]$ 进行厄米对称操作,即 O-OFDM 信号表达式为

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{k=0}^{2N-1} S(k) \exp(j\pi kn/N), \quad (1)$$

式中: $n=0, 1, 2, \dots, 2N-1$, 其中 $2N$ 为子载波数; $S(k)$ 为子载波上的频域数据, $S(k) = X(k)$, $S(2N-k) = X^*(k)$, $S(N) = S(0) = 0$, 其中 $k=1, 2, \dots, N-1$ 。

PAPR 定义为信号的瞬时功率与平均功率的比值:

$$R_{\text{PAP}}(\mathbf{x}) = 10 \lg \left[\frac{\max_{0 \leq n \leq 2N-1} |S(n)|^2}{E(|s|^2)} \right], \quad (2)$$

式中: $\max |\cdot|$ 表示求最大值; $E[\cdot]$ 表示求平均值。

由于 OFDM 符号是由多个经过独立调制的子载波信号叠加而成的,当各个子载波相位相同或者相近时,所得到的叠加信号便会产生较大的瞬时功

率峰值,由此进一步带来较高的 PAPR。一般采用互补累计分布函数(CCDF)描述 O-OFDM 信号的峰值统计分布特性,记作 F_{CCD} , 它表示 PAPR 大于门限值 R_{PAP0} 的概率,即

$$F_{\text{CCD}} = 1 - \Pr(R_{\text{PAP}} \leq R_{\text{PAP0}}). \quad (3)$$

2.2 传统 SLM(Con-SLM)方案

传统 SLM 方案的基本思想是将原始频域信号乘以不同的相位旋转因子后经过变换得到多个具有不同 PAPR 值的时域候选信号,从中选择峰均比最小的信号来发射。Con-SLM 方案原理框图如图 1 所示, M 个长度为 N 的相位序列矢量 $\mathbf{P}_m = [p_m(0), p_m(1), \dots, p_m(N-1)]$, $m = 1, 2, \dots, M$, $p_m(i) = \exp(j\varphi_{mi})$, $\varphi_{mi} \in [0, 2\pi)$, 分别与输入符号 \mathbf{X} 按元素相乘,得到 M 个不同的候选序列 $\mathbf{X}_m = \mathbf{P}_m \otimes \mathbf{X} = [p_m(0)X(0), p_m(1)X(1), \dots, p_m(N-1)X(N-1)]$, 再经过 DMT 模块后得到候选信号集合 $\{s_m\}_M$ 。发射机从 M 个候选信号中选择 PAPR 值最小的信号进行传输。同时,为了在接收端正确还原原始数据,需要把 $s_{M_{\text{opt}}}$ 作为边带消息传输出去。

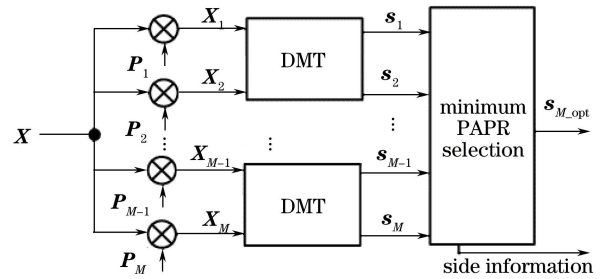


图 1 传统 SLM 方案原理框图

Fig. 1 Block diagram of the conventional SLM scheme

为有效利用 IFFT 资源,图 1 利用 DMT 模块实现双通道输入输出。DMT 模块结构框图如图 2 所示,输入两个候选序列 \mathbf{X}_{m-1} 和 \mathbf{X}_m , 经厄米对称生成 \mathbf{S}_{m-1} 和 \mathbf{S}_m 后,送入 IFFT 模块,即 $\text{IFFT}\{\mathbf{S}_{m-1} + j \times \mathbf{S}_m\} = \mathbf{s}_{m-1} + j \times \mathbf{s}_m$, 然后分离实部和虚部信号, 由此便能通过一次 IFFT 运算输出两路候选信号 \mathbf{s}_{m-1} 和 \mathbf{s}_m 。

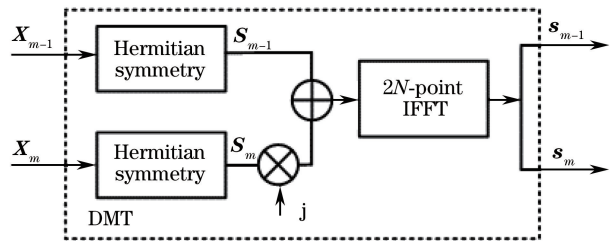


图 2 DMT 结构框图

Fig. 2 Block diagram of the DMT structure

2.3 循环移位相加 SLM(CSA-SLM)方案

为进一步降低计算复杂度,本文提出一种低复杂度的循环移位相加 SLM(CSA-SLM)方案,原理框图见图 3。原始符号序列分割成两个子序列,分

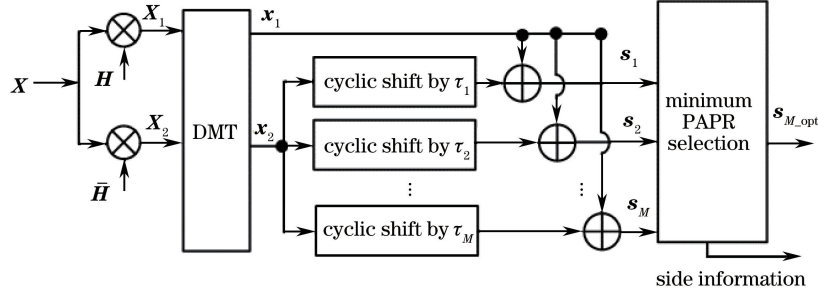


图 3 提出的循环移位相加 SLM 方案原理框图

Fig. 3 Block diagram of the proposed cyclic shift addition SLM scheme

CSA-SLM 方案具体实施过程如下:

步骤 1:将原始符号序列 \mathbf{X} 分割成两个子序列。如图 4 所示,有 3 种不同的分割方式。例如,假设采用随机方法分割长度为 8 的符号序列 $\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots, X(7)]$,序列 \mathbf{H} 是随机生成的一组,其元素取值 $\{0, 1\}$,通过 $\mathbf{X}_1 = \mathbf{H} \otimes \mathbf{X} = [0, X(1), X(2), 0, 0, X(5), X(6), 0]$, $\mathbf{X}_2 = \bar{\mathbf{H}} \otimes \mathbf{X} = [X(0), 0, 0, X(3), X(4), 0, 0, X(7)]$ ($\bar{\mathbf{H}}$ 为 \mathbf{H} 的补集),获得随机分割后的两个数据子序列。

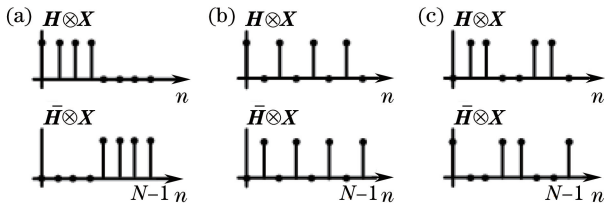


图 4 3 种分割方法。(a)相邻;(b)交织;(c)随机

Fig. 4 Three segmentation methods.

(a) Adjacent; (b) interleaved; (c) pseudo-random

步骤 2:两个数据子序列 $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2$ 经过图 2 中的 DMT 模块后输出两路子信号 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$ 。

步骤 3:将一个子信号 \mathbf{x}_2 循环移整数 τ_m 位后再与 \mathbf{x}_1 相加,生成 M 个新的候选信号 \mathbf{s}_m 。

$$\mathbf{s}_m = \mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_{2,\tau_m}, \quad (4)$$

式中: $0 < \tau_m < 2N, m = 1, 2, \dots, M; \mathbf{x}_1 = [x_1(0), x_1(1), \dots, x_1(2N-1)]$; $\mathbf{x}_{2,\tau_m} = [x_2(\tau_m), x_2(\tau_m + 1), \dots, x_2(2N-1), x_2(0), x_2(1), \dots, x_2(\tau_m - 1)]$ 。当不进行循环移位,即 $\tau_m = 0$ 时, \mathbf{s}_m 便是原始符号 \mathbf{X} 经厄米对称和 IFFT 后输出的信号。

步骤 4:分别计算 M 个候选信号的 PAPR,选择 PAPR 最小的信号和边带消息进行传输。

以下证明 CSA-SLM 方案生成的候选信号 \mathbf{s}_m

别送入 DMT 模块后输出两个子信号,对其中一个子信号进行 M 个不同移位值的循环移位后,再分别和另一个子信号相加,从而能在不额外增加 IFFT 运算的前提下,获得 M 个候选信号。

等同于 Con-SLM 方案生成的候选信号。

根据(1)式,对 \mathbf{x}_{2,τ_m} 进行 IFFT 得到

$$\mathbf{x}_{2,\tau_m}(n) = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{k=0}^{2N-1} \mathbf{S}_2(k) \exp(j\pi k \tau_m / N) \times \exp(j\pi k n / N), n = 0, 1, 2, \dots, 2N - 1. \quad (5)$$

当 \mathbf{x}_1 和 \mathbf{x}_{2,τ_m} 相加后,(4)式可以写为

$$\mathbf{s}_m(n) = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{k=0}^{2N-1} \{\mathbf{S}_1(k) + \mathbf{S}_2(k) \exp(j\pi k \tau_m / N)\} \times \exp(j\pi k n / N), n = 0, 1, \dots, 2N - 1, m = 0, 1, \dots, M. \quad (6)$$

(6)式 \mathbf{s}_m 对应的符号 \mathbf{X}_m 写为

$$\mathbf{X}_m(k) = \mathbf{X}_1(k) + \mathbf{X}_{2,\tau_m}(k) = \{\mathbf{H}(k) + \bar{\mathbf{H}}(k) \times \exp(j\pi k \tau_m / N)\} \mathbf{X}(k) = \mathbf{P}_m(k) \mathbf{X}(k), \quad (7)$$

式中: $k = 0, 1, \dots, N-1; m = 0, 1, \dots, M; \mathbf{P}_m$ 可以看作是符号 \mathbf{X}_m 对应于原始符号 \mathbf{X} 的旋转相位序列。

(7)式中的相位序列 \mathbf{P}_m 为

$$\mathbf{P}_m(k) = \mathbf{H}(k) + \bar{\mathbf{H}}(k) \times \exp(j\pi k \tau_m / N), k = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (8)$$

显然,(8)式可以保证 $\mathbf{P}_m(k) \neq 0$,且 $\mathbf{P}_m(k)$ 的幅度为 1,符合相位序列的要求。最终,(4)式可以看作

$$\mathbf{s}_m = \mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_{2,\tau_m} = \mathcal{F}^{-1} \{\mathcal{H}(\mathbf{P}_m \otimes \mathbf{X})\}, \quad (9)$$

式中: \mathcal{F}^{-1} 表示 IFFT, \mathcal{H} 表示厄米对称。从(9)式可以看出,本文提出的 CSA-SLM 方案生成的候选信号 \mathbf{s}_m ,与传统 Con-SLM 方案生成的候选信号相同,但是采用移位加法运算替代 IFFT 运算,能够成倍地降低计算复杂度。接收端在已知 \mathbf{H} 的情况下,对边带消息进行解调得到移位值 τ_m ,并通过(8)式得到对应的相位序列 \mathbf{P}_m ,来恢复发送端的原始数据。

2.4 复杂度分析

Con-SLM 方案生成 M 个候选信号需要 $M/2$

次 IFFT 运算。1 次 $2N$ 点的 IFFT 运算需要进行 $N\lg(2N)$ 次复数乘法和 $2N\lg(2N)$ 次复数加法。因此, Con-SLM 方案总共需要进行的复数乘法和复数加法分别为 $0.5MN\lg(2N)$ 和 $MN\lg(2N)$ 次。本文提出的 CSA-SLM 方案只需要 1 次 IFFT 运算和 MN 次复数加法运算, 就能生成 M 个候选信号。因此, CSA-SLM 方案所需要总的复数乘法和复数加法分别减少至 $N\lg(2N)$ 和 $2N\lg(2N) + MN$ 。

与 Con-SLM 相比, CSA-SLM 方案的计算复杂度降低比 (CCRR) 定义为

$$R_{\text{CCR}} = (1 - C_{\text{CSA-SLM}}/C_{\text{Con-SLM}}) \times 100\%。 \quad (10)$$

表 1 给出了不同参数取值下两种 SLM 方案的计算复杂度对比。从表中数据可以看出, 当子载波数为 64 和 128 时, 在产生相同候选信号数的情况下, 与 Con-SLM 方案相比, CSA-SLM 方案的计算复杂度大幅降低。当 $M=8, N=32$ 时, 复数乘法和复数加法的 CCRR 分别达到了 75% 与 58.3%。此外, 随着 M, N 的增加, CSA-SLM 方案改善计算复杂度的优势越来越明显, 充分验证了 CSA-SLM 方案降低复杂度的有效性。

表 1 不同参数值 M, N 下两种 SLM 方案计算复杂度 C 对比

Table 1 Comparison of computational complexity of two schemes for different values of M and N

Parameter	Scheme 1			Scheme 2		
	Con-SLM	CSA-SLM	$R_{\text{CCR0}}/\%$	Con-SLM	CSA-SLM	$R_{\text{CCR0}}/\%$
M, N, J	4, 32, 2	4, 32, 1	—	8, 32, 4	8, 32, 1	—
Complexity(complex multiplications)	384	192	50	768	192	75
Complexity(complex additions)	768	512	33.3	1536	640	58.3
M, N, J	4, 64, 2	4, 64, 1	—	8, 64, 4	8, 64, 1	—
Complexity(complex multiplications)	896	448	50	1792	448	75
Complexity(complex additions)	1792	1152	35.7	3584	1408	60.7

Note: J is number of IFFTs.

3 仿真与实验分析

3.1 PAPR 仿真

以下利用 MATLAB 仿真来验证 Con-SLM 和 CSA-SLM 方案对 IM/DDO-OFDM 系统中信号的 R_{PAP} 抑制性能。其中, 仿真符号数为 10^5 , 子载波数为 64 和 128, 调制方式为 16 阶正交幅度调制 (16QAM), 候选信号数为 4 和 8。在 Con-SLM 方案里, 分别使用随机相位序列和哈达码相位序列进行比较, 以下简称 RCon-SLM 和 HCon-SLM 方案。在 CSA-SLM 方案里, 随机生成一组分割序列 \mathbf{H} 和 M 个互不相同的移位值集合 $\{\tau_m\}_{m=1}^M$ 。

图 5 为采用 SLM 方案和未采取的 OFDM 信号的 CCDF 曲线图, 可以看出对于未采用任何 R_{PAP} 抑制措施的原始 OFDM 信号, 其 R_{PAP} 的概率分布性能非常差。3 种 SLM 方案都不同程度地改善了系统的 R_{PAP} 性能, 其中, CSA-SLM 方案的 R_{PAP} 抑制性能总是优于 HCon-SLM, 但比 RCon-SLM 稍差。从图 5(b) 可以看出, 当 $F_{\text{CCD}} = 10^{-4}$ 时, 原始的 OFDM 信号出现的 R_{PAP} 可以达到 13 dB; CSA-SLM, HCon-SLM 和 RCon-SLM 方案的 R_{PAP} 抑制性能分别提高了 3.8 dB, 2.6 dB 和 4.2 dB。虽然 CSA-SLM 比 RCon-SLM 方案的 R_{PAP} 抑制性能只相差了 0.4 dB, 但是相比传统 SLM 方案的 4 次 IFFT 运

算, CSA-SLM 只用了 1 次 IFFT 运算。仿真充分验证了 CSA-SLM 方案耗费更少的计算量, 同时能有效地降低 OFDM 信号的 R_{PAP} 。

3.2 实验平台和结果

为了验证 CSA-SLM 方案的物理可实现性, 本工作搭建了一个 IM/DD O-OFDM 系统离线实验平台, 如图 6(a) 所示。

首先, 由 MATLAB 产生伪随机二进制数作为原始数据流, 采用 16QAM 调制成 32 个子载波的 OFDM 符号, 其中包含 28 个数据子载波和 4 个空子载波。OFDM 符号进行厄米共轭后, 经 IFFT 输出 64 点实信号, 循环前缀为 16 点, 每帧包含 100 个 OFDM 符号以及用于同步的训练序列。处理后的信号送入任意波形发生器 (AWG) 中, AWG 将 OFDM 数字信号转换成 4 GSa/s 的模拟信号, 经过带宽为 2 GHz 的低通滤波器 (LPF) 后得到如图 6(b) 所示的模拟波形, 输出电信号电压峰峰值为 2 V, 图 6(c) 为该电信号的频谱。该电信号驱动分布反馈式 (DFB) 激光器, 输出功率为 8.5 dBm 的光信号。光信号经 25 km 标准单模光纤 (SSMF) 和可变光衰减器 (VOA) 传输后, 进入光电检测器 (PIN) 转变成电信号。电信号通过 LPF 后, 数字存储示波器 (DSO) 以 4 GS/s 进行采样, 最后采用离线 MATLAB 程序进行数据的解调和分析。

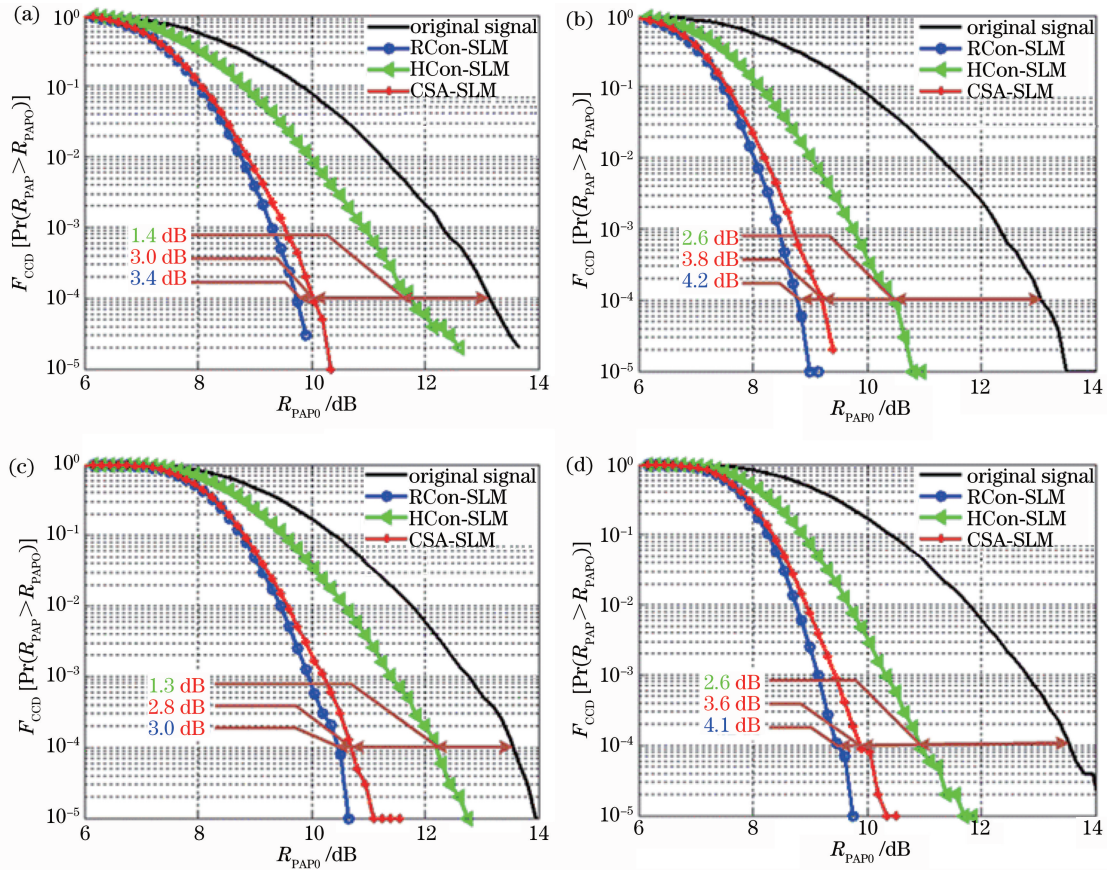


图 5 不同参数 M, N 下, 3 种 SLM 方案的 PAPR 性能比较。(a) $N=32, M=4$;
(b) $N=32, M=8$; (c) $N=64, M=4$; (d) $N=64, M=8$

Fig. 5 PAPR performance comparison of three SLM schemes for different values of M and N . (a) $N=32, M=4$;
(b) $N=32, M=8$; (c) $N=64, M=4$; (d) $N=64, M=8$

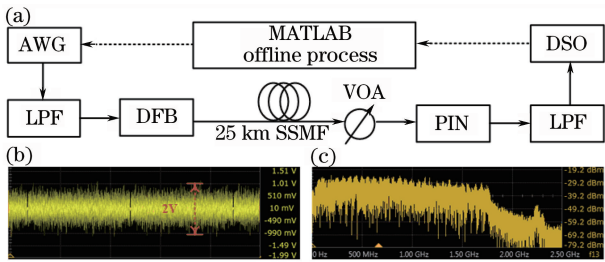


图 6 IM/DD O-OFDM 系统离线实验平台。(a) 实验平台示意图; (b) 发射端 LPF 输出电信号波形; (c) 发射端 LPF 输出电信号频谱图

Fig. 6 Offline experimental setup for IM/DD optical OFDM system. (a) Schematic of experimental setup; (b) waveform of the electrical signal filtered out by LPF in transmitter; (c) spectrum of the electrical signal filtered out by LPF in transmitter

实验研究了 IM/DD O-OFDM 系统的可行性及系统误码率性能。图 7 显示了原始 O-OFDM 信号和 3 种采用 SLM 方案的 O-OFDM 信号经过实验平台传输后得到的不同光接收功率下的误码率曲

线和星座图, 其中 3 种 SLM 方案的候选信号数都是 8, 星座图为光接收功率为 -12 dBm 和 -15 dBm 时的情况。由图 7 可知, 随着光接收功率的增加, BER 逐渐减小, 星座图越来越集中, 采用 SLM 方案的星座图更紧凑, 其中, CSA-SLM 的接收灵敏度总是优于 HCon-SLM, 接近于 RCon-SLM。

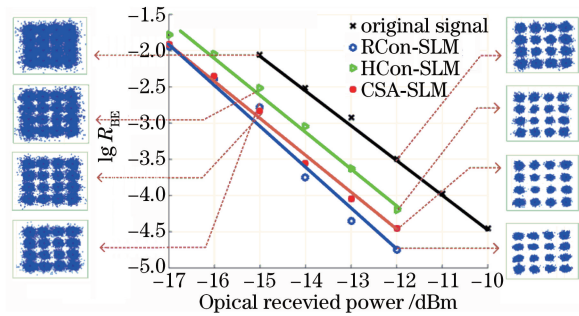


图 7 原始信号和采用不同 SLM 方案信号的误码率曲线和星座图

Fig. 7 R_{BE} curves and constellations of original signal and signals with different SLM schemes

当 CCDF 为 10^{-4} 时, CSA-SLM 信号的 R_{PAP} 降低了 3.8 dB, 同时 R_{BE} 为 10^{-3} 时, 系统接收灵敏度提高了约 1.8 dB. 从图 7 看到, 与原始信号比较, CSA-SLM 的星座图更清晰和紧凑. 这是因为 CSA-SLM 方案通过降低 OFDM 信号的 R_{PAP} , 降低了信号在传输中受光电设备和光纤的非线性影响, 从而减少系统误码率, 达到对系统整体性能的提升.

5 结 论

将循环移位运算和 SLM 方案相结合, 提出一种抑制 O-OFDM 系统 PAPR 过高的低复杂度 SLM 方案. 该方案只需要 1 次 IFFT 运算, 在对 2 个子信号进行循环移位相加运算后就能得到多个候选信号, 提高了 SLM 方案的计算效率. 仿真和实验结果表明, CSA-SLM 方案通过有效抑制 O-OFDM 系统的 R_{PAP} , 降低了信号在传输过程中受到非线性器件的影响, 从而获得了较好的传输性能, 同时相比传统 SLM 方案而言, 降低了计算复杂度, 具有实用价值.

参 考 文 献

- [1] Kuang C X, Chen R R, Song Y X, *et al.* Throughput potential of orthogonal frequency division multiplexing passive optical network uplink based on reflective semiconductor optical amplifiers[J]. *Acta Optica Sinica*, 2016, 36(9): 0906002.
邝彩霞, 陈荣荣, 宋英雄, 等. 基于反射式半导体光放大器的 OFDM-PON 上行通道吞吐潜力[J]. *光学学报*, 2016, 36(9): 0906002.
- [2] Chen H X, Chen L, Yu J J, *et al.* Experimental investigation for 60 GHz radio-over-fiber system employing orthogonal frequency-division multiplexing format based on companding transform[J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, 32(3): 0306002.
陈虹先, 陈林, 余建军, 等. 基于压扩变换的 60 GHz 正交频分复用光载无线通信系统实验研究[J]. *光学学报*, 2012, 32(3): 0306002.
- [3] Jiang T, Wu Y Y. An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2008, 54(2): 257-268.
- [4] Azim A W, Le Guennec Y, Maury G. Decision-directed iterative methods for PAPR reduction in optical wireless OFDM systems[J]. *Optics Communications*, 2017, 389: 318-330.
- [5] Ali N, Almahainy R, Al-Shabli A, *et al.* Analysis of improved μ -law companding technique for OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2017, 63(2): 126-134.
- [6] Wang Y J, Shao Y F, Chi N. Application of peak-to-average power ratio reduction algorithm using precoding technique in 60 GHz orthogonal frequency-division multiplexing radio-over-fiber system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, 33(7): 0706018.
王燕瑾, 邵宇丰, 迟楠. 预编码峰均比抑制算法在 60 GHz 正交频分复用光载无线通信系统中的应用[J]. *光学学报*, 2013, 33(7): 0706018.
- [7] Tong Z R, Liu Y H, Cao Y. Research on peak-to-average power ratio reduction performance for 100 Gb/s high-speed PDM-CO-OFDM systems[J]. *Acta Optica Sinica*, 2015, 35(1): 0106002.
童峥嵘, 刘颖慧, 曹晔. 100 Gb/s 高速 PDM-CO-OFDM 系统峰值平均功率比抑制性能研究[J]. *光学学报*, 2015, 35(1): 0106002.
- [8] Shao Y, Chi N, Fan J, *et al.* Generation of 16-QAM-OFDM signals using selected mapping method and its application in optical millimeter-wave access system [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(15): 1301-1303.
- [9] Kulkarni S, Mishra B K. A low complexity iterative SLM-OFDM for SHF band applications[J]. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 2017, 16(3): 615-627.
- [10] Zhang S Y, Shahrrava B. A selected mapping technique using interleavers for PAPR reduction in OFDM systems[J]. *Wireless Personal Communications*, 2018, 99(1): 329-338.