

doi:10.13756/j.gtxyj.2026.260014.

专题:面向6G的无线光通信

李宗艳,高寒,许悦,等.面向可见光通信的多层混合光OFDM设计方案[J].光通信研究,2026(2):260014.

Li Z Y, Gao H, Xu Y, et al. Multilayer Hybrid Optical OFDM Design Scheme for Visible Light Communication[J]. Study on Optical Communications, 2026(2):260014.

面向可见光通信的多层混合光 OFDM 设计方案(特邀)

李宗艳,高寒,许悦,侯文彬,李世银

(中国矿业大学 信息与控制工程学院,江苏徐州 221116)

摘要:【目的】针对可见光通信(VLC)系统中分层非对称限幅光正交频分复用(LACO-OFDM)等混合光正交频分复用(O-OFDM)方案因信号非正交叠加而引入限幅失真,并需依赖连续干扰消除(SIC)等迭代检测方法,导致接收端复杂度较高的问题,文章提出了一种改进的多层混合O-OFDM(MHO-OFDM)方案,以在频谱效率与接收复杂度之间实现更合理的折中。【方法】首先,该方案将正交幅度调制(QAM)符号和多层脉冲幅度调制(PAM)符号按特定规则映射至频域子载波,以实现高频谱效率;其次,在空闲子载波上引入了正值对称信号以满足非负传输约束,该信号对激活子载波不会引入干扰,并且避免了传统分层方案中对限幅噪声的迭代消除过程,接收端可实现低复杂度信号检测。【结果】仿真结果表明,文章所提MHO-OFDM方案在峰均功率比(PAPR)方面整体优于现有的O-OFDM方案,同时非线性失真的情况下,其误码率具有显著性能优势。【结论】综上,MHO-OFDM方案在提升频谱利用效率的同时有效降低了接收端复杂度,为构建高频谱效率和低复杂度的VLC系统提供了一种具有潜在应用价值的技术方案。

关键词:可见光通信;光正交频分复用;峰均功率比;复杂度

中图分类号:TN929

文献标志码:A

Multilayer Hybrid Optical OFDM Design Scheme for Visible Light Communication

LI Zongyan, GAO Han, XU Yue, HOU Wenbin, LI Shiyin

(School of Information and Control Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China)

Abstract: 【Objective】The paper aims to address the limitations of hybrid Optical-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (O-OFDM) schemes, such as Layered Asymmetric Clipped Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing (LACO-OFDM), within Visible Light Communication (VLC) systems. These schemes introduce clipping distortion due to non-orthogonal signal superposition and necessitate iterative detection methods like Successive Interference Cancellation (SIC), resulting in large receiver complexity. This paper proposes an improved Multilayer Hybrid O-OFDM (MHO-OFDM) scheme to achieve a more balanced trade-off between spectral efficiency and receiver complexity. 【Methods】Firstly, this scheme maps Quadrature Amplitude Modulation (QAM) symbols and multi-level Pulse Amplitude Modulation (PAM) symbols onto frequency-domain subcarriers according to specific rules to achieve high spectral efficiency. Secondly, a positive-symmetric signal is introduced onto idle subcarriers to satisfy non-negative transmission constraints. This signal introduces no interference to active subcarriers and eliminates the iterative noise clipping process required in traditional hierarchical schemes, enabling low-complexity signal detection at the receiver side. 【Results】Simulation results show that the proposed MHO-OFDM scheme exhibits overall superiority over existing O-OFDM approaches in terms of Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), whilst simultaneously delivering significant performance advantages in error rate under conditions of nonlinear distortion. 【Conclusion】In summary, MHO-OFDM enhances spectral efficiency while effectively reducing receiver complexity, offering a technically viable solution with potential application value for constructing VLC systems characterised by high spectral efficiency and low complexity.

Key words: VLC; O-OFDM; PAPR; complexity

0 引言

随着移动通信和无线网络的快速发展,现有射频频段带宽有限且日趋饱和,已逐渐难以支撑未来大容量和高速率通信的需求^[1-2]。可见光通信(Visible Light Communication, VLC)利用未受管制的可见光与红外波段,具备带宽资源丰富和电磁干扰小

等优势,被认为是缓解频谱紧张问题的重要补充方案^[3-4]。正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)具有频谱效率(Spectral Efficiency, SE)高和抗多径衰落等诸多优点^[5],多种光OFDM(Optical-OFDM, O-OFDM)方案被提出用于VLC^[6]。

为了提升O-OFDM方案的SE,在非对称限幅

收稿日期:2026-01-14;

修回日期:2026-03-05;

纸质出版日期:2026-04-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(62293483);认知无线电与信息处理教育部重点实验室基金资助项目(CRKL240202)

作者简介:李宗艳(1982-),女,山东临沂人。副教授,博士,主要研究方向为无线通信和可见光通信。

通信作者:李宗艳,副教授。E-mail: lizongyan@cumt.edu.cn

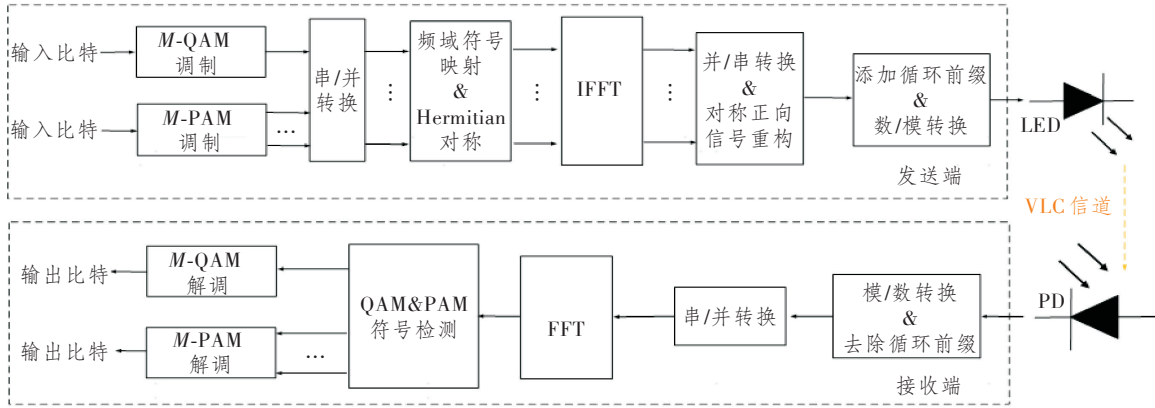
© Editorial Office of *Study on Optical Communications*. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license.

O-OFDM (Asymmetrically Clipped O-OFDM, ACO-OFDM)^[7]和脉冲幅度调制(Pulse Amplitude Modulated, PAM)-离散多音(Discrete Multitone, DMT)^[8]方案的基础上,提出了多种分层^[9-10]与混合O-OFDM^[11-13]方案。上述方案通常依赖连续干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)的接收结构,复杂度显著增加,限制了其实际应用价值。文献[14-15]在层间采用了偏置信号来消除干扰,降低了接收复杂度,但发送端的复杂性仍需解决。因此针对在SE与复杂度之间取得合理折中有必要开展进一步研究。

基于以上内容,本文提出了一种改进的多层混合O-OFDM(Multilayer Hybrid O-OFDM, MHO-OFDM)设计方案,为了充分利用子载波资源,该方案在奇偶子载波上进行有序复用,同时通过合理设计的正值信号保证信号传输的非负性,实现了SE与复杂度之间更加均衡的优化设计。

1 MHO-OFDM 系统模型

MHO-OFDM 是 ACO-OFDM 和多层混合 PAM-DMT (Multilayer Hybrid PAM-DMT, MHPAM-DMT)的组合,其整体框图如图1所示。



注:M-QAM为M阶正交幅度调制;M-PAM为M阶PAM;IFFT为快速傅里叶逆变换;FFT为快速傅里叶变换;LED为发光二极管;PD为光电二极管。

图1 MHO-OFDM 系统框图

Figure 1 Block diagram of MHO-OFDM system

1.1 发送端模型

在ACO-OFDM分支信号中,输入的二进制序列进行QAM映射时,仅选择奇数子载波来传输数据,同时将偶数子载波设置为0,经过Hermitian对称后,其频域信号 $X_{ACO-OFDM}$ 可表示为

$$X_{ACO-OFDM} = [0, X_0, 0, \dots, X_{N/4-1}, 0, X_{N/4-1}^*, \dots, 0, X_0^*], \quad (1)$$

式中: X_k 为QAM符号; $(\cdot)^*$ 表示共轭操作; N 为子载波的总数。

在MHPAM-DMT分支信号中,输入的二进制序列进行PAM映射,第1层为占用偶数子载波虚部的PAM-DMT (Imaginary-Part PAM-DMT, IPAM-DMT)信号,经过Hermitian对称后,其频域信号 $Y_{IPAM-DMT}$ 可表示为

$$Y_{IPAM-DMT} = j[0, 0, Y_1, \dots, Y_{N/4-1}, 0, 0, 0, Y_{N/4-1}^*, \dots, 0, Y_1^*, 0], \quad (2)$$

式中: j 为虚数单位; Y_k 为实数的PAM符号, k 为频域子载波索引。

剩余的 $L-1$ 层为占用偶数子载波实部的多层PAM-DMT (Real-Part Multilayer PAM-DMT, RMPAM-DMT)信号, L 为MHPAM-DMT分支的总层数。经过Hermitian对称后,其频域信号 $Z_{RMPAM-DMT}$ 可表示为

$$Z_{RMPAM-DMT} = [Z_{2^{l-1}(2i+1)}^l, (Z_{2^{l-1}(2i+1)}^l)^*], \quad 2 \leq l \leq L, 0 \leq i \leq N/2^{l+1} - 1, \quad (3)$$

式中: $Z_{(\cdot)}^l$ 为第 l 层的映射符号; i 为第 l 层内部的子载波索引计数变量。第 l 层包括索引为 $2^{l-1}(2i+1)$ 的子载波,故当第 l 层子载波传输信息数据时,PAM符号被加载到第 $2^{l-1}(2i+1)$ 个子载波的实部上。

因此,发送端频域信号 S_k 为

$$S_k = \begin{cases} X_k, & k = 2g + 1 \\ jY_k, & k = 2m \\ Z_k, & k = 2^{l-1}(2i + 1) \\ X_{N-k}^*, & k = N - 2g - 1 \\ -jY_k, & k = N - 2m \\ Z_k, & k = N - 2^{l-1}(2i + 1) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (4)$$

式中： $g=0, 1, \dots, N/4-1$, 为 ACO-OFDM 子载波计数变量； $m=1, 2, \dots, N/4-1$, 为 IPAM-DMT 子载波计数变量。

图 2 所示为在 $L=3, N=16$ 的场景下, 对所构想的 MHO-OFDM 方案进行频域符号映射的演示。

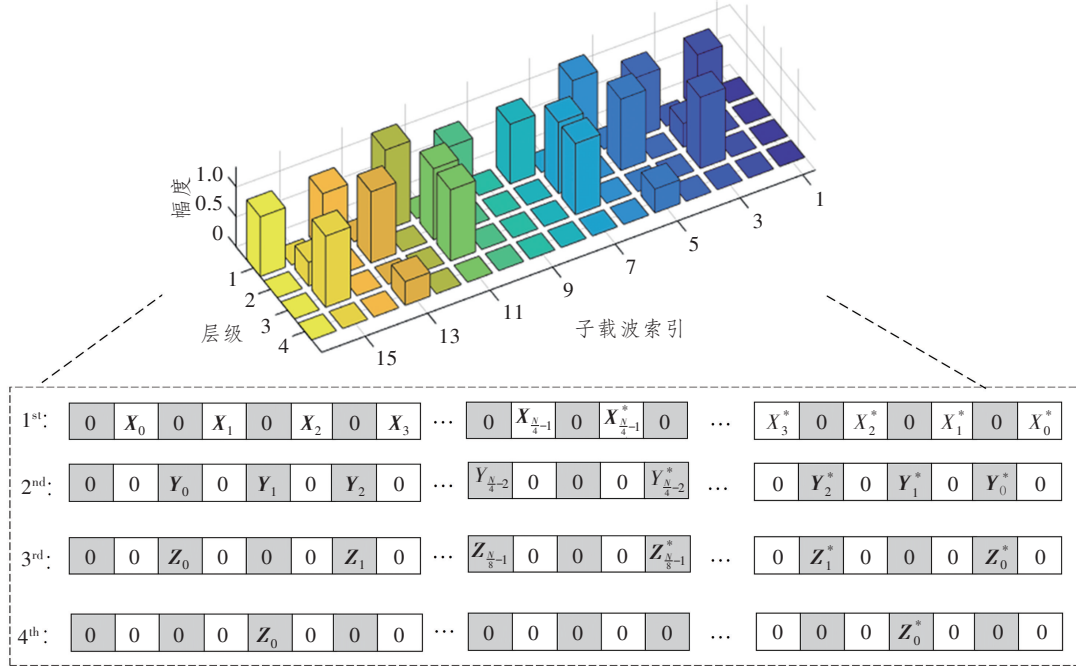


图 2 所提 MHO-OFDM 方案的频域符号映射示例

Figure 2 Example of frequency-domain symbol mapping for the proposed MHO-OFDM scheme

然后各层的调制符号同时输入同一个 IFFT 模块, 时域双极输出信号 s_n 可表示为

$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right), n=0, 1, \dots, N-1. \quad (5)$$

根据强度调制/直接检测(Intensity Modulated/Direct Detection, IM/DD)技术的要求, VLC 中传输的信号必须是非负实值信号。双极性信号 s_n 无法直接应用于 VLC 传输。此外, 在频域映射中有少量子载波的实部未被利用, 即属于 $\Phi = \{k | k = 2^{L+1}q, q=0, \dots, \frac{N}{2^{L+1}} - 1\}$ 的子载波索引。因此, 本文进一步引入一种正值对称信号对传输信号进行重构, 以保证发射信号的非负性, 同时使该信号在频域上仅占据空闲子载波, 从而避免对合法子载波上的传输符号产生干扰。具体地说, 设 b_n 为周期为 $N/2^L$ 的时域正值对称信号, 同时满足对称性^[16]:

$$b_n = b_{\frac{N}{2^L} - n} = b_{n + \frac{N}{2^L}}, n=0, 1, \dots, N/2^L - 1. \quad (6)$$

为了使信号非负, 则 $s_n + b_n \geq 0$, 其中 $n=0, 1, \dots, N-1$ 。且 $b_n = b_{\frac{N}{2^L} - n} = \dots = b_{n + \frac{(2^L-1)N}{2^L}}$, 故有:

$$b_n = -\min_{0 \leq i < 2^L-1} \{s_{n+iN/2^L}\}, n=0, 1, \dots, N/2^L - 1. \quad (7)$$

将式(5)中产生的时域信号 s_n 与式(7)中得到的直流偏置 b_n 叠加, 就能得到单极性时域信号 $t_n = s_n + b_n$ 。该信号经过循环前缀模块和数/模转换模块处理后, 发送到理想的光调制器进行传输。在本文中, 假定信道为加性白色高斯噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道。

1.2 接收端模型

在本文所提方案中, 接收端接收信号经过光电检测器、模/数转换器、串/并转换以及移除循环前缀, 得到混合时域信号 r_n 。 r_n 可表示为

$$r_n = t_n + w_n, n=0, 1, \dots, N-1, \quad (8)$$

式中, w_n 为 VLC 信道噪声。经过 N 点 FFT 后, 得到混合频域信号 R_k , 可表示为

$$R_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_n \exp\left(-j \frac{2\pi kn}{N}\right), k=0, 1, \dots, N-1. \quad (9)$$

需要注意的是, 由于引入的正向对称信号与合法子载波的信号正交, 因此不需要额外的处理来消除他, 将所得信号进行拆分, 即可分别恢复出奇数子载波传输的 QAM 符号和偶数子载波传输的各层 PAM 符号。基于最大似然(Maximum Likelihood, ML)检测可以恢复相应频域载波上的符号, 具体如下:

$$\begin{aligned}\hat{X}_{\text{ACO},k} &= \underset{X \in \Psi_{\text{ACO}}}{\text{argmin}} \|X - R_k\|^2, k=2g+1, \\ \hat{Y}_{\text{IPAM},k} &= \underset{Y \in \Psi_{\text{PAM}}^{(1)}}{\text{argmin}} \|Y - \text{Im}(R_k)\|^2, k=2m, \\ \hat{Z}_{\text{RMPAM},k}^{(l)} &= \underset{Z^{(l)} \in \Psi_{\text{PAM}}^{(l)}}{\text{argmin}} \|Z^{(l)} - \text{Re}(R_k)\|^2, k=2^{l-1}(2i+1),\end{aligned}\quad (10)$$

式中: Ψ_{ACO} 为 QAM 对应的星座集; $\Psi_{\text{PAM}}^{(1)}$ 和 $\Psi_{\text{PAM}}^{(l)}$ 分别为第 1 层 IPAM-DMT 和第 l 层 RMPAM-DMT 对应的 PAM 星座集合; $\hat{Y}_{\text{IPAM},k}$ 为第 1 层 PAM 的星座集; $\hat{Z}_{\text{RMPAM},k}^{(l)}$ 为第 l 层 PAM 的星座集, 重复相同的过程, 每层所携带的信息将被逐一恢复。接收端信号解调过程中仅仅使用单一 N 点 FFT 操作, 并且可以并行地恢复 QAM 符号以及 L 层 PAM 符号。

2 性能分析

2.1 SE 分析

对于 L 层 MHO-OFDM 方案, 用于传输 QAM 和 PAM 符号的子载波数量分别为 $\frac{N}{4}$ 和 $\frac{N}{4} - 1 + \sum_{l=2}^L \frac{N}{2^{l+1}}$, 忽略循环前缀的长度, MHO-OFDM 方案的 $SE_{\text{MHO-OFDM}}$ 计算如下:

$$SE_{\text{MHO-OFDM}} = \frac{\frac{N}{4} \log_2 M_Q + \left[\frac{N}{2} \left(1 - \frac{1}{2^L} \right) - 1 \right] \log_2 M_P}{N}, \quad (11)$$

式中, M_Q 和 M_P 分别为 QAM 和 PAM 的调制阶

数, 当 $M_P = \sqrt{M_Q}$ 时, $SE_{\text{MHO-OFDM}}$ 可近似为

$$SE_{\text{MHO-OFDM}} \approx \frac{\log_2 M_Q (2 - 2^{-L})}{4}. \quad (12)$$

基于此, 3 者关系如图 3 所示。由图可知, SE 的值由 QAM 星座图的阶数 M_Q 和层数 L 决定, 随着 M_Q 和 L 的不断提高, SE 也随之提高。

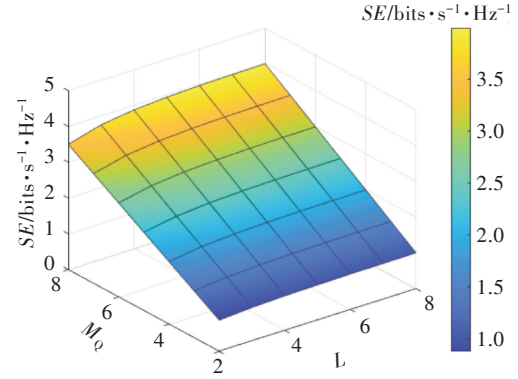


图 3 MHO-OFDM SE

Figure 3 SE of MHO-OFDM

2.2 复杂度分析

单次 N 点 FFT/IFFT 的复杂度可表示为 $O(N \log_2 N)$ 。本文所提方案在发射端和接收端分别进行单次 N 点 IFFT 和 FFT, 故收发两端的复杂度均为 $O(N \log_2 N)$ 。表 1 所示为不同 O-OFDM 复杂度的比较, 由表可知, 本文所提 MHO-OFDM 方案的复杂度与单层方案(如 ACO-OFDM 和直流偏置 O-OFDM(DC bias O-OFDM, DCO-OFDM))相似, 与现有的分层 ACO-OFDM(Layered ACO-OFDM, LACO-OFDM)等方案相比大幅降低。

表 1 O-OFDM 方案复杂度比较

Table 1 Complexity comparison of O-OFDM schemes

O-OFDM 系统	发送复杂度	接收复杂度	总复杂度
DCO-OFDM ^[17]	$O(N \log_2 N)$	$O(N \log_2 N)$	$2O(N \log_2 N)$
ACO-OFDM ^[7]	$O(N \log_2 N)$	$O(N \log_2 N)$	$2O(N \log_2 N)$
HACO-OFDM ^[11]	$2O\left(\frac{N}{\log_2 N}\right)$	$3O(N \log_2 N)$	$5O(N \log_2 N)$
LACO-OFDM ^[9]	$(2 - \frac{1}{2^{L-1}})O(N \log_2 N)$	$(5 - \frac{1}{2^{L-3}})O(N \log_2 N)$	$(7 - \frac{5}{2^{L-1}})O(N \log_2 N)$
MHO-OFDM	$O(N \log_2 N)$	$O(N \log_2 N)$	$2O(N \log_2 N)$

注: HACO-OFDM 为混合非对称限幅光 OFDM。

3 仿真结果分析

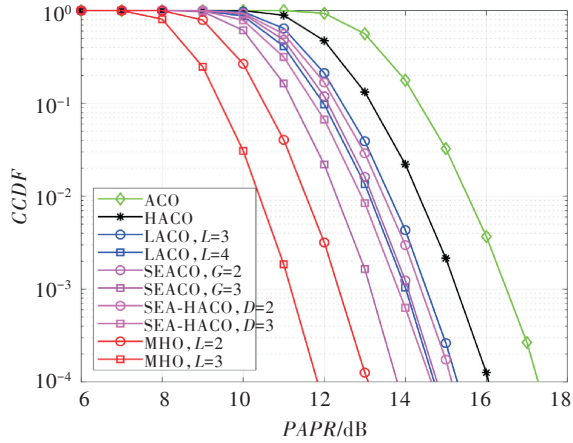
本节首先对本文所提 MHO-OFDM 方案的峰均功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)性能进行了研究, 并通过互补累积分布函数(Comple-

mentary Cumulative Distribution Function, CCDF) 曲线对其进行验证。随后, 对系统的误码率(Bit Error Ratio, BER)性能展开了分析。为验证本文所提方案的有效性, 将 MHO-OFDM 方案的仿真结果与 SE 增强型 HACO-OFDM (Spectral Efficiency Aug-

mented HACO-OFDM, SEA-HACO-OFDM)^[12] 和频谱增强型 ACO-OFDM (Spectrum Enhanced ACO-OFDM, SEACO-OFDM)^[14] 等方案进行了对比分析。仿真中,采用的子载波数为 512,子载波采用不同阶数的 QAM 和 PAM 星座进行调制。

3.1 PAPR 分析

图 4 所示为本文所提 MHO-OFDM 与 LACO-OFDM 等方案的 PAPR 性能对比,由图可知, MHO-OFDM 方案在 PAPR 抑制方面展现出显著性能优势:当 CCDF 接近 10^{-4} 时,与相同 SE 的 LACO-OFDM 和 SEA-HACO-OFDM 方案相比, $L=2$ 的 MHO-OFDM 方案实现了 PAPR 性能约 3.2 和 2.1 dB 的降低;进一步观察 MHO-OFDM 方案的两条曲线可以发现,当激活更多的子载波进行传输时, PAPR 性能得到进一步提升。



注: G 和 D 分别为 SEACO-OFDM 和 SEA-HACO-OFDM 方案的层数。

图 4 MHO-OFDM 与其他 O-OFDM 方案的 PAPR 性能对比

Figure 4 Comparison of PAPR performance between MHO-OFDM and other O-OFDM schemes

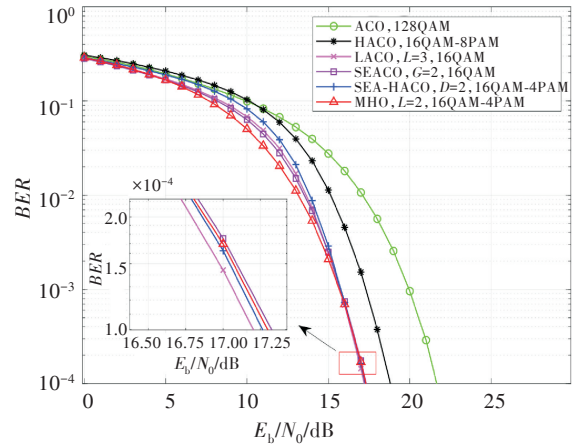
3.2 BER 分析

3.2.1 理想线性通道

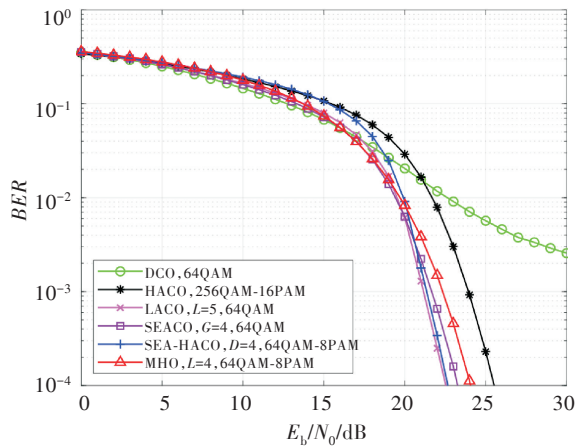
图 5(a)所示为不同电比特能量与噪声功率比 E_b/N_0 情况下 O-OFDM 方案的 BER 曲线,其中 $SE=1.75 \text{ bits} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。由整体曲线趋势可知,本文所提 MHO-OFDM 方案在中低信噪比区间内展现出显著的 BER 优势:在目标 $BER=10^{-4}$ 时,本文所提 MHO-OFDM 方案与 ACO-OFDM 和 HACO-OFDM 方案相比具有更好的 BER 性能,与 LACO-OFDM 及 SEA-HACO-OFDM 等分层对比方案相比, MHO-OFDM 方案获取了相近的性能。

在 $SE=3 \text{ bits} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 的情况下,仿真结果如

图 5(b)所示。在目标 $BER=10^{-4}$ 的场景下, MHO-OFDM 方案的性能略逊于 LACO-OFDM、SEA-HACO-OFDM 和 SEACO-OFDM 分层方案, MHO-OFDM 方案所需 E_b/N_0 约为 24 dB,具有约 1 dB 的损耗。然而,现有多数分层方案在接收端对高层符号进行检测时,通常需要逐层估计并消除由低层信号引入的限幅噪声,从而增加了接收处理的计算负担。相比之下,本文所提 MHO-OFDM 方案在检测过程中无需执行迭代式的限幅噪声消除操作,因而能够显著降低接收端的实现复杂度。



(a) $SE=1.75 \text{ bits} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$



(b) $SE=3 \text{ bits} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$

图 5 不同 O-OFDM 方案 BER 性能

Figure 5 BER performances of different O-OFDM schemes

3.2.2 LED 非线性通道

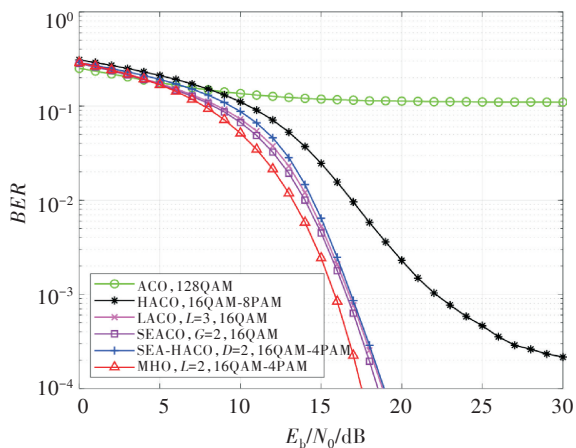
在实际应用中,信号通常会受到 LED 发射器和其他有源设备的非线性失真影响。在此引入 Rapper 模型来模拟 LED 的非线性,其表达式为^[18]

$$I_n = \begin{cases} \frac{f(t_n)}{\left(1 + (f(t_n)/I_{\max})^{2\lambda}\right)^{\frac{1}{2\lambda}}} & f(t_n) \geq 0, \\ 0 & f(t_n) < 0, \end{cases} \quad (13)$$

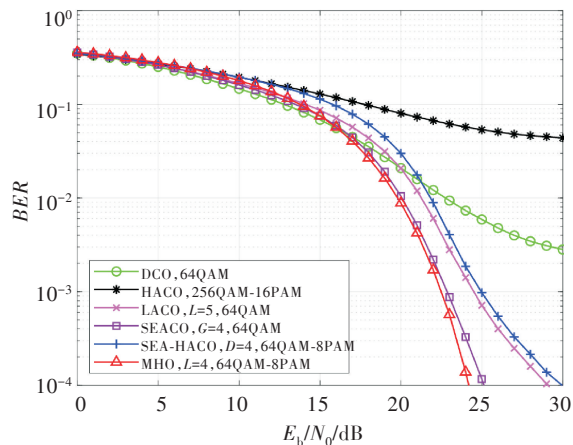
式中: I_n 为非线性失真后得到的电流值; I_{\max} 为允许

通过 LED 的最大电流; λ 为膝点因子, 用于确定非线性电流-电压特性曲线的平滑度; 定义 $f(t_n) = t_n/R$, 式中, 将 R 设置为 1Ω 的归一化电阻。非线性水平用截断因子 $\beta = 10 \lg(I_{\max}^2/\sigma^2)$ (单位: dB) 来定义, 式中, σ^2 为传输信号的功率。 β 越小, 表示上截断限越严格。本文采用 $\lambda = 3, \beta = 10$ dB。

图 6(a) 所示为非线性传输场景下 $SE = 1.75 \text{ bits} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时不同 O-OFDM 方案的 BER 性能。由图可知, 非线性传输对不同方案的 BER 性能影响差异显著: 受高 PAPR 影响, ACO-OFDM 和 HACO-OFDM 方案的性能显著恶化, 无法进一步收敛; SEA-HACO-OFDM 等多层方案在非线条件下性能也有所下降, 相比之下, 本文所提 MHO-OFDM 方案对 LED 非线性更加免疫, 展现出了最优的抗非线性传输性能, 在目标 $BER = 10^{-4}$ 时, MHO-OFDM 方案仅需约 17.5 dB 的 E_b/N_0 ,



(a) $SE = 1.75 \text{ bits} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$



(b) $SE = 3 \text{ bits} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$

图 6 非线性场景下不同 O-OFDM 方案 BER 性能

Figure 6 BER performances of different O-OFDM schemes in nonlinear scenarios

与 LACO-OFDM 方案相比, 信噪比增益约为 1 dB; 与 SEA-HACO-OFDM 方案相比, 信噪比增益约为 1.5 dB。

当 $SE = 3 \text{ bits} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时, 仿真结果如图 6(b) 所示。MHO-OFDM 方案在全信噪比区间内展现出了最优 BER 性能。由图可知, LACO-OFDM 和 SEA-HACO-OFDM 两种分层方案也无法进一步收敛, 相比于 SEACO-OFDM 方案, 在目标 $BER = 10^{-4}$ 时, 信噪比增益约为 1 dB, 这无疑验证了本文所提方案在考虑 LED 非线性时的优越性能, 同时印证了对本文所提方案的 PAPR 分析。

4 结束语

本文针对 VLC 系统提出了一种改进的多层混合 O-OFDM 方案——MHO-OFDM 方案。该方案在发射端精心设计了一个正值对称信号以满足 IM/DD 系统的非负性约束, 该信号不会对有效子载波产生干扰, 从结构上避免了传统分层 O-OFDM 方案中裁剪噪声的叠加与迭代消除过程, 实现了发送信号的无干扰传输; 进一步地, MHO-OFDM 方案通过激活特定位置的奇数和偶数索引子载波, 实现了 QAM 与多层 PAM 符号的高效协同传输, 提升了系统频谱利用率; 同时, 在接收端仅使用单个 FFT 进行解调, 实现了低复杂度的信号检测。仿真和实验结果表明, 本文所提方案具有较低的 PAPR, 同时, 在非线传输场景下获得了显著优于现有混合 O-OFDM 方案的 BER 性能。

参考文献:

- [1] Banafaa M, Shayea I, Din J, et al. 6G Mobile Communication Technology: Requirements, Targets, Applications, Challenges, Advantages, and Opportunities [J]. Alexandria Engineering Journal, 2023, 64: 245–274.
- [2] Guzman B G, Mir M S, Fonseca D F, et al. Prototyping Visible Light Communication for the Internet of Things Using OpenVLC [J]. IEEE Communications Magazine, 2023, 61(5): 122–128.
- [3] Wang C X, You X, Gao X, et al. On the Road to 6G: Visions, Requirements, Key Technologies, and Testbeds [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2023, 25(2): 905–974.
- [4] 迟楠, 徐增熠, 施剑阳, 等. 面向 6G 的可见光通信: 关键技术与未来展望 [J]. 光学学报, 2025, 45(13): 1306003.
- Chi N, Xu Z Y, Shi J Y, et al. 6G Oriented Visible

- Light Communication: Key Technologies and Prospectives[J]. *Acta Optica Sinica*, 2025, 45(13): 1306003.
- [5] CEng A I, Jabar A J A, Muhamad W N W. Orthogonal Frequency Division Multiplexing System and Peak-to-Average Power Ratio Issues[M]//MIMO-OFDM Systems with Diversity Technique. Singapore: Springer Nature Singapore, 2025: 7–17.
- [6] 徐宪莹, 岳殿武. 可见光通信中正交频分复用调制技术[J]. *中国光学*, 2021, 14(3): 516–527.
Xu X Y, Yue D W. Orthogonal Frequency Division Multiplexing Modulation Techniques in Visible Light Communication[J]. *Chinese Journal of Optics*, 2021, 14(3): 516–527.
- [7] Armstrong J, Lowery A J. Power Efficient Optical OFDM[J]. *Electronics Letters*, 2006, 42(6): 370–372.
- [8] Lee S C J, Randel S, Breyer F, et al. PAM-DMT for Intensity-Modulated and Direct-Detection Optical Communication Systems[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, 21(23): 1749–1751.
- [9] Wang Q, Qian C, Guo X, et al. Layered ACO-OFDM for Intensity-Modulated Direct-Detection Optical Wireless Transmission[J]. *Optics Express*, 2015, 23(9): 12382–12393.
- [10] 刘龙, 周骥, 王海德, 等. 基于多层非对称剪裁光正交频分复用的水下光无线通信系统[J]. *激光与光电子学进展*, 2021, 58(21): 2106005.
Liu L, Zhou J, Wang H D, et al. Layered Asymmetrically Clipped Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing based Underwater Optical-Wireless Communication System[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2021, 58(21): 2106005.
- [11] Ranjha B, Kavehrad M. Hybrid Asymmetrically Clipped OFDM-based IM/DD Optical Wireless System[J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2014, 6(4): 387–396.
- [12] Wang T, Hou Y, Zhang H. The Spectral Efficiency Augmented HACO-OFDM based Visible Light Communications[J]. *Optics Communications*, 2019, 437: 178–183.
- [13] 肖之雨, 荆雷, 童峥嵘, 等. 基于OOK和ACO-OFDM的分层混合可见光通信系统[J]. *光通信技术*, 2025, 49(1): 31–37.
Xiao Z Y, Jing L, Tong Z R, et al. Layered Hybrid Visible Light Communication System based on OOK and ACO-OFDM[J]. *Optical Communication Technology*, 2025, 49(1): 31–37.
- [14] Feng S, Wu Q, Dong C, et al. A Spectrum Enhanced ACO-OFDM Scheme for Optical Wireless Communications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(2): 581–585.
- [15] Geng Z, Tang X, Zhang X P, et al. Layered Hybrid PAM-DMT for IM/DD OWC Systems[J]. *Optics Express*, 2023, 31(20): 32383–32392.
- [16] Geng Z, Tang X, Dong Y. Layered Generalized Adaptively biased Optical OFDM for IM/DD OWC Systems[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2025, 6: 3344–3356.
- [17] Carruthers J B, Kahn J M. Multiple-Subcarrier Modulation for Nondirected Wireless Infrared Communication[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1996, 14(3): 538–546.
- [18] Wang H, Zhang H, Ghassemlooy Z, et al. Clipping-Free Multilayer Optical OFDM for IM/DD-based Communication Systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(6): 3469–3480.