

引用本文: 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.

基于 OOK 和 ACO-OFDM 的分层混合可见光通信系统

肖之雨¹, 荆雷^{1*}, 童峥嵘¹, 杨琨², 于建萍¹, 李泽¹

(1. 天津理工大学 集成电路工程学院, 天津 300384; 2. 陆军装甲部队学院, 北京 100072)

摘要: 为提高系统频谱效率并解决传统正交频分复用(OFDM)系统信号模式单一的问题, 设计了一种基于二进制开关键控(OOK)和自适应星座图优化(ACO)-OFDM 的分层混合可见光通信系统。该系统发射端利用 OOK 信号对 OFDM 信号进行限幅处理, 产生 ACO-OFDM 和非自适应星座图优化(NACO)-OFDM 信号。将 OOK 信号作为直流偏置加入到 NACO-OFDM 信号中, 确保输出为单极性实数信号。接收端采用信号重构技术, 省略噪声估计步骤, 降低接收复杂度至传统接收机的约 1/5。仿真结果表明: 系统能够有效解调 OFDM 和 OOK 信号, 在最大传输层数下, 其频谱效率较常规单层系统提升了约 2 倍。

关键词: 二进制开关键控; 自适应星座图优化-正交频分复用; 可见光通信系统; 强度调制/直接检测

中图分类号: TN929 **文献标志码:** A **文章编号:** 1002-5561(2025)01-0031-07

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2025.01.006

开放科学(资源服务)标识码(OSID): 

Layered hybrid visible light communication system based on OOK and ACO-OFDM

XIAO Zhiyu¹, JING Lei^{1*}, TONG Zhengrong¹, YANG Kun², YU Jianping¹, LI Ze¹

(1. Department of Integrated Circuit Engineering, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China;

2. Army Academy of Armored Forces, Beijing 100072, China)

Abstract: To improve the spectral efficiency of the system and solve the problem of single signal mode in traditional orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems, a layered hybrid visible light communication system based on binary on-off keying(OOK) and adaptive constellation optimization(ACO-OFDM) is designed. The transmitting end of the system uses OOK signals to limit the OFDM signal, generating ACO-OFDM and non adaptive constellation optimization (NACO)-OFDM signals. Add the OOK signal as a direct current (DC) bias to the NACO-OFDM signal to ensure that the output is a unipolar real signal. The receiving end adopts signal reconstruction technology, omitting the noise estimation step and reducing the receiving complexity to about 1/5 of traditional receivers. The simulation results show that the system can effectively demodulate OFDM and OOK signals, and at the maximum transmission layer, its spectral efficiency is about twice that of conventional single-layer systems.

Key words: binary on-off keying, adaptive constellation optimization-orthogonal frequency division multiplexing, visible light communication system, intensity modulation/direct detection

收稿日期: 2024-05-16。

基金项目: 应用光学国家重点实验室开放课题基金项目(SKLA020200-01A02)资助。

作者简介: 肖之雨(1997—), 女, 硕士, 现就读于天津理工大学信息与通信工程专业, 主要研究方向为室内可见光通信系统, 并且针对室内可见光系统调制方式等内容, 对系统进行设计、研究以及改善, 同时对系统进行仿真验证。

***通信作者:** 荆雷(1983—), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为可见光通信、光学系统设计、半导体照明产品快速检测。



0 引言

随着社会的不断进步, 人们对移动互联网及新型个性化服务的依赖逐渐加深, 这直接推动了对高速无线通信需求的快速增长。在固态照明技术不断发展的今天, 发光二极管(LED)成为当下的主流照明设备^[1-2]。LED 技术的革新为可见光通信(VLC)技术^[3-5]带来了新的发展机遇。VLC 技术采用 LED 来对信号进行传输, 在接收端采用光电二极管(PD)检测器来检测和接收信号, 与传统射频通信相比, VLC 技术的应用场景更加广泛。

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

二进制开关键控(OOK)调制^[6-8]作为 VLC 技术中最简单且应用最广泛的调制方法之一,已被广泛应用于各类 VLC 系统中。与此同时,作为多载波系统中最常用的技术之一,正交频分复用(OFDM)^[9-12]也已经在 VLC 领域得到了应用。在 VLC 系统中,通常采用强度调制/直接检测(IM/DD)^[13]的传输方式,这种方式要求传输信号必须非负且实数。为了解决这一问题,直流偏置光-OFDM(DCO-OFDM)^[14-15]被提出。这种调制方式结合原有的 OFDM 信号、直流(DC)偏置以及厄米特对称性,将传输信号转化为单极性的实数信号。但在其调制过程中,所采用的 DC 偏置不携带任何有效信息,从而造成了能量的浪费。随后,一种非对称限幅光 OFDM(ACO-OFDM)^[16-18]被提出,其采用奇载波调制和时域信号限幅的方式将信号转换成单极性信号,但在该调制方式中只有一半的子载波参与信息传输,导致子载波的利用率降低。随着技术的不断进步,专家和学者们提出了多种混合系统来实现更高的频谱效率,例如在 ACO-OFDM 中,通过多层传输的方法来提高频谱效率^[19-22],该方法已经成为 VLC 系统中提升频谱效率的一种常规改进手段。

基于此,本文提出一种基于 OOK 和 ACO-OFDM 的分层混合 VLC 系统。

1 系统原理

本文提出的基于 OOK 和 ACO-OFDM 的分层混合 VLC 系统中,OOK 信号被用于控制原始 OFDM 信号的限幅区域,并充当负非对称限幅光(NACO)-OFDM 的 DC 偏置。在此调制方法中,时域信号的正半部分被限幅至零,而负半部分则被保留。通过添加一个适当的 DC 偏置,可以将保留的负信号上移,转换为非负信号,以满足 VLC 中 IM/DD 传输的要求。

1.1 OOK 和 ACO-OFDM 调制

在常规单层 ACO-OFDM 中,通常会采用正交幅度调制(QAM)来处理二进制信号,随后,按照式(1)将经过 QAM 后的信号进行映射。

$$X_{ACO,k} = [0, X_1, 0, X_2, 0, \dots, X_{N/2-1}, 0, X_{N/2-1}^*, 0, \dots, X_1^*]^T \quad (1)$$

其中, X 表示经过 QAM 后的频域信号, k 为频域信号的子载波序号, N 表示 OFDM 所采用的子载波个数。由式(1)可知,在 ACO-OFDM 系统中,调制仅应用于奇数编号的子载波。映射后的信号经逆快速傅里叶变换(IFFT)计算后成为原始 OFDM 时域信号 $x_{ACO,n}$, 其计算过程如式(2)所示。

$$x_{ACO,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{ACO,k} \exp\left(j \frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (2)$$

其中, n 为时域信号子载波序号, $n=0, 1, \dots, N-1$ 。

由于仅对奇数编号的子载波进行调制,所以在经过 IFFT 处理后,生成的信号展现出半波对称特性,这一特性如式(3)所示。

$$x_n = -x_{n+\frac{N}{2}}, 0 \leq n \leq \frac{N}{2}-1 \quad (3)$$

为了保证传输信号的非负特性,本文对信号执行限幅处理,即将所有负值设定为零,从而去除信号中的负数部分。得益于信号的半波对称性质,此限幅过程不会影响有用信息的完整性。因此,经过这样的限幅处理后,所获得的 ACO-OFDM 信号可以用式(4)来表示。

$$x_{ACO,n} = [x_n] = \begin{cases} x_n, & x_n \geq 0 \\ 0, & x_n < 0 \end{cases} \quad (4)$$

在完成限幅处理并获得 ACO-OFDM 信号之后,为了对抗多径效应和符号间干扰,在信号中插入循环前缀(CP)。随后,含有 CP 的 ACO-OFDM 信号被送入传输信道,准备进行实际的无线或光纤传输。

在接收端,接收到的包含 CP 的 ACO-OFDM 信号首先被移除 CP 以恢复原始的数据块长度。这些时域信号将通过快速傅里叶变换(FFT)转换成频域信号 $Y_{ACO,k}$ 。由于发射端执行了限幅操作,导致了所有子载波上的信号幅值被削减,对于携带有效信息的奇数子载波而言,其幅值大约减少了一半。同时,限幅操作还会引入非线性失真,这种失真产生的谐波和噪声主要集中在那些未承载数据的偶数子载波上,从而可以在解调过程中被识别并加以处理或忽略。因此,可以直接丢弃偶数子载波,从而获得解调后的 ACO-OFDM 信号为

$$\hat{X}_k = 2Y_{ACO,k}, k \text{ 为奇数} \quad (5)$$

由于常规单层 ACO-OFDM 系统中仅对奇载波进行调制,而偶数编号的子载波则保持未使用状态。在此基础上,本文提出了一种基于 OOK 与 ACO-OFDM 的分层混合 VLC 系统作为常规单层 ACO-OFDM 系统的改进方案。此系统通过引入分层传输结构,不仅能够更有效地利用频谱资源,还可能改善系统的整体性能和可靠性^[20-22]。

1.2 NACO-OFDM 调制

NACO-OFDM 的基本特性与 ACO-OFDM 相似,只是在限幅操作中,将信号限幅至零的部分与 ACO-OFDM

的处理方式有所不同, 其时域表达式如式(6)所示。

$$x_{\text{NACO},n} = x_n = \begin{cases} x_n, & x_n < 0 \\ 0, & x_n \geq 0 \end{cases} \quad (6)$$

为了验证 NACO-OFDM 信号的特性, 本文对其进行了 IFFT 计算, 发送端信号 $X_{\text{NACO},k}$ 如式(7)所示。

$$X_{\text{NACO},k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x_n \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) + x_{n+\frac{N}{2}} \exp\left(\frac{-j2\pi k\left(n+\frac{N}{2}\right)}{N}\right) \right] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left\{ \left[x_n \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) \right] - \left[x_{n+\frac{N}{2}} \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) \right] \right\} \quad (7)$$

所以在接收端, 接收信号可以表示为

$$Y_{\text{NACO},k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{\text{NACO},n} \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) + x_{\text{NACO},n} \exp\left(\frac{-j2\pi k\left(n+\frac{N}{2}\right)}{N}\right) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left\{ \left[x_n \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) \right] - \left[x_{n+\frac{N}{2}} \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) \right] \right\} \quad (8)$$

由式(8)可知, 当 k 为奇数时有

$$Y_{\text{NACO},k} = X_{\text{NACO},k} / 2 \quad (9)$$

因此, NACO-OFDM 信号具有与 ACO-OFDM 相同的属性, 这意味着它可以利用现有的 ACO-OFDM 解调技术进行处理, 具体可参见式(5)。

2 基于 OOK 和 ACO-OFDM 的分层混合 VLC 系统

2.1 系统发送端

系统发送端结构图如图 1 所示。其中, L 表示总层数, l 表示系统的第 l 层。在该分层混合系统中, 本文仅考虑点对点通信的单链路情况。

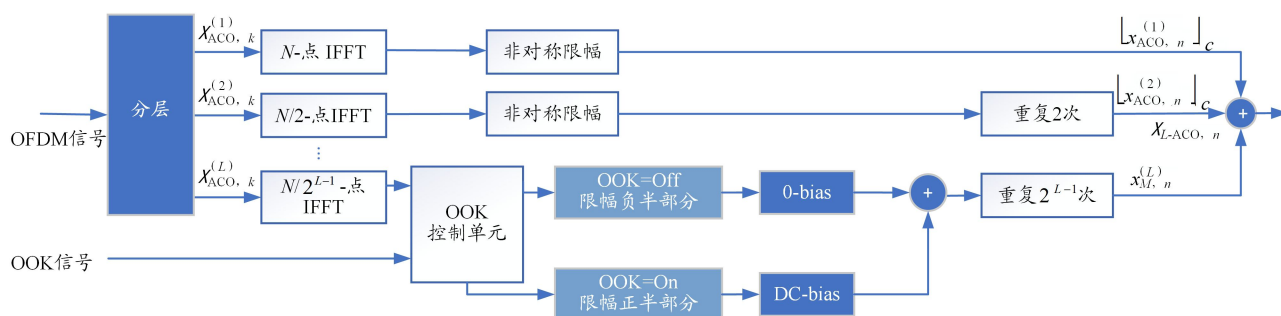


图 1 系统发送端结构图

首先, 依据常规 ACO-OFDM 分层系统^[9]的架构, 对于不包含 OOK 控制单元的上层信号执行分层调制处理。其中, 首层信号可以写成 $x_{\text{ACO},n}^{(1)}|_c, n=0, 1, 2, \dots, N-1$; c 表示经过限幅后的信号。根据文献[19]可知, 首层信号的调制仅限于奇数子载波, 这意味着偶数子载波仍然可用作后续调制的一部分。对于下层信号而言, 它仅利用了相当于上层信号一半数量的子载波来进行调制。因此, 为了匹配上层信号的长度并保证传输的一致性, 必须复制下层信号以填充到相应的长度。以此类推, 则可将下层信号写作为 $x_{\text{ACO},n}^{(l)}|_c, n=0, 1, 2, \dots, N/2^{L-1}$ 。最后, 将所有上层信号在时域内相加, 如式(10)所示。

$$\left[x_n^{(L-1)} \right]_c = \sum_{l=1}^{L-1} \left[x_{\text{ACO},n}^{(l)} \right]_c \quad (10)$$

当最后一层 OFDM 信号经过 IFFT 计算后, 所得到的原始 OFDM 信号被送入 OOK 控制单元。在该单元中, 输入的 OOK 信号对 OFDM 信号进行限幅操作。输入的 OOK 信号如式(11)所示。

$$x_{\text{OOK},n} = \begin{cases} 1, & \text{OOK 开} \\ 0, & \text{OOK 关} \end{cases} \quad (11)$$

当 OOK 开时, 将 OFDM 信号负半部分限幅至零, 得到 ACO-OFDM 信号; 当 OOK 关时, 将 OFDM 信号正半部分限幅至零, 得到 NACO-OFDM 信号。经过限幅操作后的第 L 层 OFDM 信号如下:

$$x_{M,n}^L = \begin{cases} x_{\text{ACO},n}^L, & \text{OOK 开} \\ x_{\text{NACO},n}^L, & \text{OOK 关} \end{cases} \quad (12)$$

随后将得到的双极性 OFDM 信号与 OOK 信号相加后, 得

$$x_n^L = x_{M,n}^L + x_{\text{OOK},n} \quad (13)$$

将 L 层信号和上面的 $L-1$ 层信号相加, 得到单极性、实数的时域传输信号如式(14)所示。

$$x_n = \left[x_n^{(L-1)} \right]_c + x_n^L \quad (14)$$

最后, 将添加 CP 后的该时域信号送入信道内进行传输。

2.2 系统接收端

接收端信号重构系统框图如图 2 所示。首先, 当信号到达接收端后, 由光电探测器接收并转换为电信号, 随后经过去除 CP 和重构操作后得到接收信号。其中, $R_{0,k}$ 和 $R_{K,k}$ 分别表示频域上的下标为 0 的子载波和下标为 $K(K=1, 2, \dots, N-1)$ 的子载波, k 代表该子载波中的第 k 个元素。由于 OOK 信号为常数, 在进行 FFT 计算后其仅对零载波产生影响; 而在 OFDM 信号中 0 载波不携带信息, 所以 OOK 信号不会对 OFDM 信号的解调产生影响。

由图 2 可知, 在对 OFDM 信号进行解调之前, 系统首先通过信号重构对接收信号执行预处理。此过程的主要目的是在执行 FFT 计算前, 将上层信号恢复到限幅放大之前的双极性状态, 以此来消除由限幅操作引起的失真噪声, 防止其影响下层信号的解调质量。此外, 这种方法还能有效降低噪声估计所需的复杂计算量, 简化接收端的处理流程。本文以双层传输信号为例, 介绍系统所使用的信号重构方法。

接收到的时域信号可表示为

$$y[n] = h \otimes x[n] + w[n] \quad (15)$$

其中, h 为信道增益系数, 本文只考虑点对点通信, 故 $h=1$; $w[n]$ 为加性高斯白噪声。

在重构过程中, 第一步采用前半周期信号 $y_1[n]$ 减去后半周期信号 $y_2[n]$, 得到信号 $r_a[n]$, 即

$$r_a[n] = (y_1[n] - y_2[n]) \otimes h + w_1[n] + w_2[n] = (y_1[n] - y_2[n]) \otimes h + w[n] \quad (16)$$

其中, $w_1[n]$ 表示 $y_1[n]$ 的高斯白噪声, $w_2[n]$ 表示 $y_2[n]$ 的高斯白噪声, $w[n] = w_1[n] + w_2[n]$ 表示 2 个高斯白噪声之和, 其功率为 σ_z^2 。

第二步将极性为负的 $r_a[n]$ 部分进行翻转后与正极

性部分横向连接形成长度为 N 的 $r_b[n]$ 信号, 如式(17)所示。

$$r_b[n] = (-r_a^+[n] || r_a^-[n]) \otimes h + w[n] \quad (17)$$

其中, $||$ 表示连接操作, r_a^+ 表示 r_a 中的正部分, r_a^- 表示其中的负部分。

最后, 将此信号加入到原始的接收信号中, 即可完成重构操作。

$$r[n] = y[n] + r_b[n] \quad (18)$$

重构后的上层信号将重新回到限幅前的双极性状态, 此时再进行 FFT 计算。上层信号限幅所产生的失真噪声将不会对下层信号的解调造成影响, 则各层 OFDM 信号的解调表达式为

$$\hat{X}_{ACO,k}^l = 2R_k^l, l=1, 2, \dots, N-1, k \text{ 为奇数} \quad (19)$$

其中, R_k^l 表示接收信号经过傅立叶变换后的频域信号。对于 OOK 信号, 在完成 FFT 计算后, 需对接收信号中的零频载波 $R_{0,k}$ 进行阈值检测。检测阈值 A 通过计算所有零频载波样本的平均值得出, 即可得到 $A = E\{R_{0,k}\}$ 。OOK 信号的解调结果可以通过式(20)来确定。

$$\hat{X}_{OOK} = \begin{cases} 1, R_{0,k} \geq A \\ 0, R_{0,k} < A \end{cases} \quad (20)$$

此时, OOK 信号和 ACO-OFDM 信号均已解调完毕。

3 分析与仿真

3.1 系统频谱效率分析

常规单层 ACO-OFDM 系统和所提分层混合系统在采用相同调制数目(16QAM)时的频谱效率对比情况如图 3 所示。可以看出, 本文所提的分层混合系统极大地提高了系统频谱效率, 其子载波数量可以表示为

$$N_{L-ACO} = \sum_{l=1}^L N/2^l = (1 - 1/2^L) N \quad (21)$$

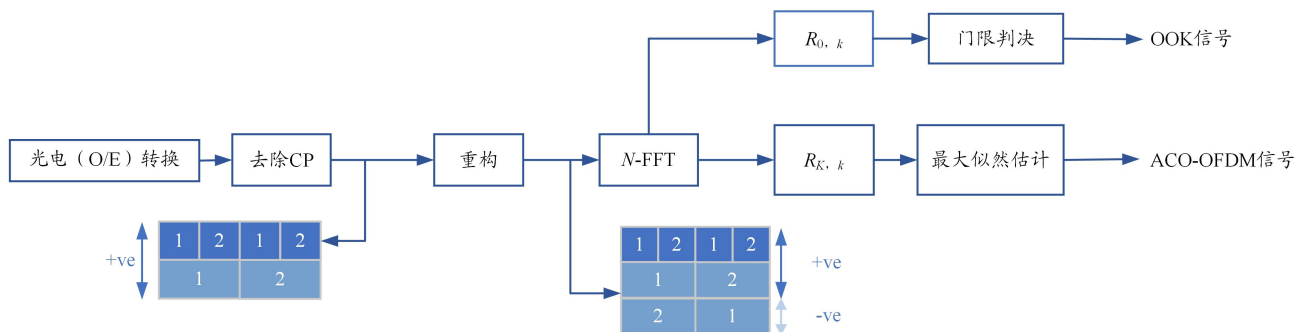


图2 接收端信号重构系统框图

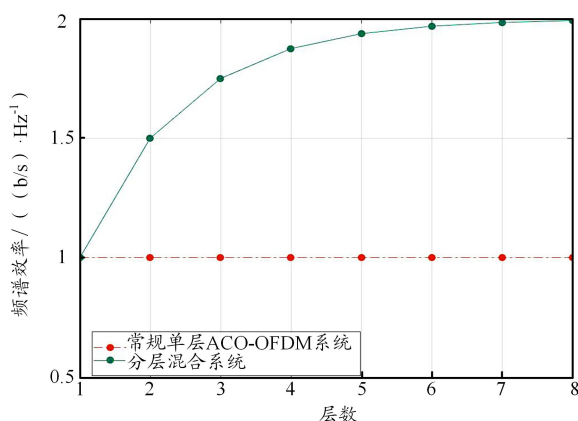


图3 2种系统的频谱效率对比情况

由此可知,当所提的分层混合系统采用 L 层进行信号传输时,子载波利用率是常规单层(双层)ACO-OFDM 系统的 $(1-1/2^L)$ 倍。当使用的层数 L 达到最大值时,即 $L=\log_2 N-1$,分层混合系统的子载波利用率是常规单层 ACO-OFDM 系统的 $(2-4/N)$ 倍。当 N 足够大时,这个比率接近于 2 倍;然而,即使在层数较少的情况下,例如 $L=3$,子载波利用率也能提高约 75%,这表明频谱效率有显著的提升。

3.2 计算复杂度分析

本文对提出的分层混合系统进行了计算复杂度分析,并将其与文献[19]中的常规分层 ACO-OFDM 系统进行了对比。在发送端,假设限幅、相加以及相减等操作不会显著增加系统的计算复杂度,则常规单层 ACO-OFDM 系统的复杂度可以表示为 $O(N \log_2 N)$ 。对于所提出的分层混合系统和常规分层 ACO-OFDM 系统,由于两者在发送端的 IFFT 运算点数不同,因此它们的发送端复杂度也有所差异。本文系统的复杂度如式(22)所示。

$$\sum_{l=1}^L O[N/2^{L-l} \log_2(N/2^{L-l})] \approx (2-1/2^{L-1}) O(N \log_2 N) \quad (22)$$

因此,当 L 足够大时,与常规单层 ACO-OFDM 系统相比,所提出系统的复杂度大约增加了 2 倍,这一结果与频谱效率的提升基本一致。

在接收端,常规单层 ACO-OFDM 系统的复杂度仍然可以用 $O(N \log_2 N)$ 来表示。而在常规分层 ACO-OFDM 系统中,由于需要对上层信号中的噪声进行估计,因此其接收端的复杂度^[9]可表示为

$$O(N \log_2 N) + 2 \sum_{l=1}^{L-1} O[N/2^{L-l} \log_2(N/2^{L-l})] \approx$$

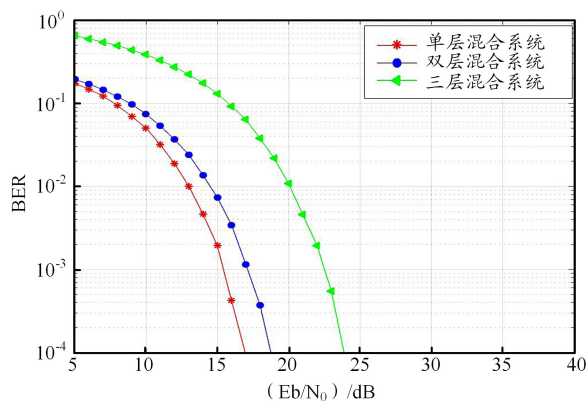
$$\left(5 - \frac{1}{2^{L-3}}\right) O(N \log_2 N) \quad (23)$$

因此,当层数 L 足够大时,常规分层 ACO-OFDM 系统在接收端的复杂度接近于单层系统的 5 倍。

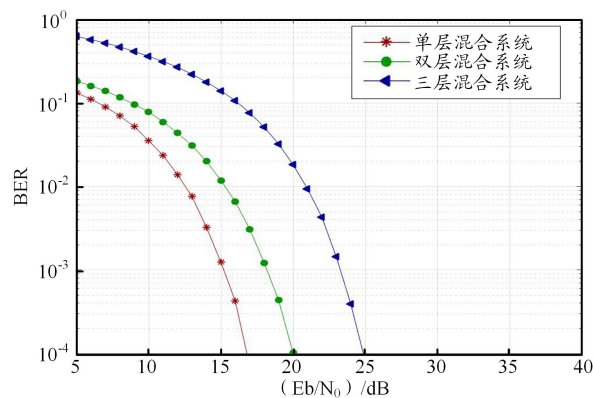
对于所提出的分层混合系统,由于省去了噪声估计和消除步骤,在接收端只需执行一次 N -FFT 运算。假设限幅等操作不会引入额外的复杂度,则所提分层混合系统接收端的计算复杂度可表示为 $O(N \log_2 N)$ 。这表明,该系统的接收端计算复杂度与常规单层系统相当,但又显著低于常规分层 ACO-OFDM 系统。

3.3 系统误码率分析

本文采用 64 个子载波,并分别使用 4QAM 和 16QAM 方案对所提系统进行了仿真。当 DC 值设定为 2 时,对不同层数的分层混合系统进行了 BER 性能测试,结果如图 4 所示。可以看出,随着层数的增加,系统的 BER 有所降低。当目标 BER 设定为 10^{-3} 时,相较于单层混合系统,在 4QAM 方案下,双层和三层混合系统的性能分别降低了大约 2 dB 和 2.7 dB;而在 16QAM 方



(a) 4QAM 方案



(b) 16QAM 方案

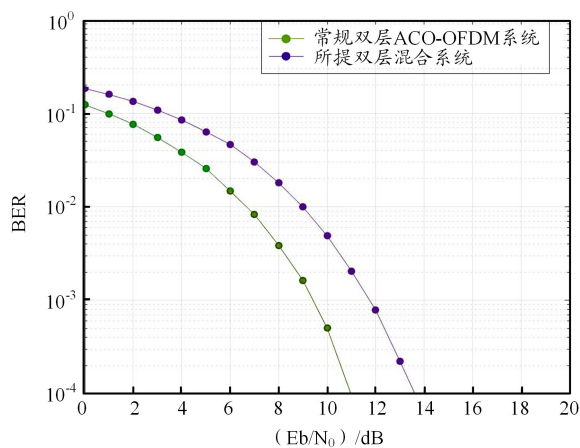
图4 所提不同层数混合系统的误码率性能对比

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

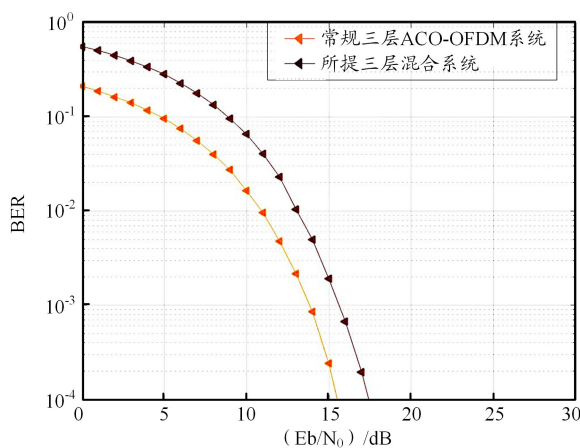
案下,则分别降低了约 11.5 dB 和 12.6 dB。此外,与单层混合系统相比,双层混合系统的频谱效率提高了 50%,而三层混合系统则提高了 75%。这些结果表明,通过增加层数,可以在保持较高频谱效率的同时显著改善系统的误码率性能。

随后,对比了所提系统与常规分层(双层、三层) ACO-OFDM 系统在采用 4QAM 方案时的误码率性能,如图 5 所示。该仿真中,所提系统中采用了优化过的 DC。可以看出,相比于常规分层 ACO-OFDM 系统,本文所提出的分层混合系统在目标误码率为 10^{-3} 时,无论是双层还是三层,其系统的性能仅下降了约 2 dB 和 2.3 dB。

然后,对比了所提系统与常规分层 ACO-OFDM 系统在采用 16QAM 方案时的性能对比,如图 6 所示。可以看出,在达到相同目标误码率的前提下,本文提

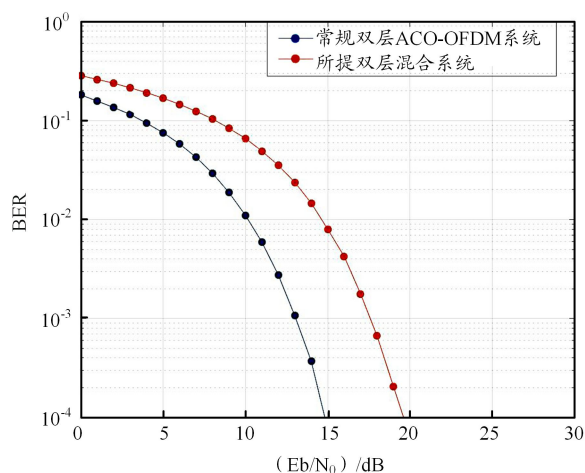


(a) 所提双层混合系统和常规双层

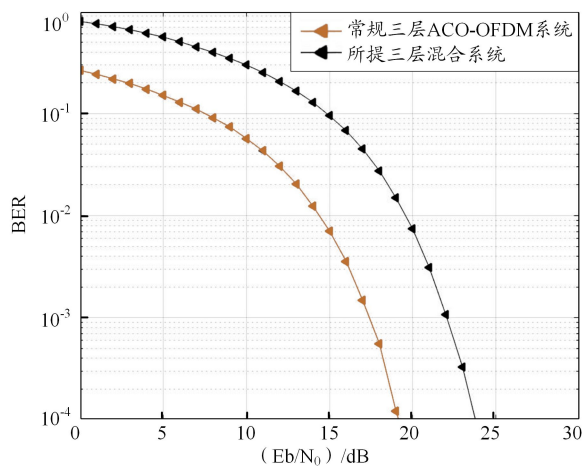


(b) 所提三层混合系统和常规三层

图 5 在 4QAM 方案下,所提分层混合系统和常规分层 ACO-OFDM 系统的 BER 性能对比



(a) 所提双层混合系统和常规双层



(b) 所提三层混合系统和常规三层

图 6 在 16QAM 调制下,所提分层混合系统和常规分层 ACO-OFDM 系统的 BER 性能对比

出的分层混合系统(无论是双层还是三层结构)相较于常规分层 ACO-OFDM 系统,性能大约下降了 4.9 dB。尽管本文提出的分层混合系统在性能上略有下降,但该系统整体上的优点显著。与常规 ACO-OFDM 系统相比,所提系统不仅大幅降低了接收端的复杂度,而且其所携带的 OOK 信号能够为不同需求或成本敏感型接收机提供更加多样化的解调模式。

最后,对比了常规单层 ACO-OFDM 系统与本文提出的不同分层混合系统的峰值平均功率比(PAPR)性能,如图 7 所示。可以看出,单层混合系统展现出的 PAPR 特性与常规单层 ACO-OFDM 系统相似;相比之下;随着层数的增加,双层和三层的混合系统的 PAPR 性能逐步得到改善。

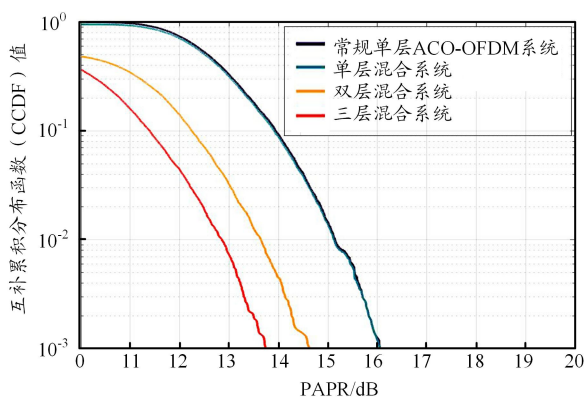


图7 常规单层 ACO-OFDM 系统和不同层数的分层混合系统的 PAPR 性能比较

4 结束语

本文提出了一种基于 OOK 和 ACO-OFDM 的分层混合 VLC 系统。当采用最大层数进行传输时, 该系统的频谱效率能够达到常规单层 ACO-OFDM 系统的 2 倍。在接收端, 本系统运用信号重构技术, 先将上层信号转换为双极性信号, 之后再进行 FFT。这一过程不但避免了上层信号削波噪声对下层信号恢复产生干扰, 而且还省去了噪声估计步骤, 从而显著降低了计算量。仿真结果表明, 与常规分层迭代接收机相比, 所提系统的接收端计算复杂度大幅降低, 仅为前者的五分之一。此外, 由于传输信号同时包含 2 种类型的信息, 即 OOK 信息和 ACO-OFDM 信息, 接收端能够依据实际需求灵活选择不同的解调模式。这不仅为不同类型的接收机提供了更多样化的选择, 而且满足了用户的不同需求。由于 OOK 信号解调的相对简单性, 使得本系统能够适用于更广泛的应用场景, 包括对成本敏感或有特殊要求的场合。

参考文献:

- [1] YANG S, WANG Y, ZHANG A. Performance analysis and relay location research of OFDM free-space optical communication systems under moderate and strong turbulence[J]. Journal of Russian Laser Research, 2017, 38(6): 544–553.
- [2] YANG H, ZHANG S, ALPHONES A, et al. An advanced integrated visible light communication and localization system [J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 71(12): 7149–7162.
- [3] KARUNATILAKA D, ZAFAR F, KALAVALLY V, et al. LED based indoor visible light communications: state of the art[J]. IEEE communications surveys and tutorials, 2015, 17(3): 1649–1678.
- [4] ARMSTRONG J. OFDM for optical Communications[J]. Journal of Light Wave Technology, 2009, 27(1–4): 189–204.
- [5] 陈鹏远, 李明洋, 冯满, 等. 室内可见光通信 ACO-OFDM 系统信道编

码性能分析[J]. 光通信技术, 2022, 46(3): 71–75.

- [6] DWIVEDY P, DIXIT V, KUMAR A. Cooperative VLC system using OOK modulation with imperfect CSI[J]. Physica Scripta, 2023, 98(2): 025509-1–025509-10.
- [7] LI X J, MIN C Y, GAO S S, et al. A CDMA-based high-speed multi-access VLC system with OOK modulation[J]. Optic Communications, 2019, 451: 147–152.
- [8] DWIVEDY P, DIXIT V, KUMAR A. NOMA cooperative VLC systems: design and performance analysis with OOK and L-PPM modulation[J]. Applied Optics, 2023, 62(25): 6639–6651.
- [9] JIAN J J, LI F F, HUIMIN L, et al. An improved park timing synchronization combined with PN sequence for DCO-OFDM based visible light communication system[J]. Optoelectronics Letters, 2021, 17(10): 611–615.
- [10] TONG Z R, HU G B, YE C et al. Research on the transmission performance of turbo codes in DDO-OFDM system[J]. Optoelectronics Letters, 2015, 11(2): 134–136.
- [11] RAMADAN K, ELHALAWANY H B M M, ELBAKRY M S. Performance improvement for DCO-OFDM and ACO-OFDM systems using symbol time compression[J]. Telecommunication Systems, 2023, 84(1): 77–100.
- [12] XU X Y, YUE D W. Orthogonal frequency division multiplexing modulation techniques in visible light communication[J]. Chinese Optics, 2021, 14(3): 516–527.
- [13] HAMEED S M, ABDULSATAR S M, SABRI A A. Performance enhancement for visible light communication-based ADO-OFDM[J]. Optical and Quantum Electronics, 2021 53 (6): 339-1–339-19.
- [14] ARMSTRONG J, SCHMIDT B J C. Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN[J]. IEEE Communications Letter, 2008, 12(5): 343–345.
- [15] HUANG Y, HAN D, ZHANG M, et al. BiGRU-based adaptive receiver for indoor DCO-OFDM visible light communication[J]. photonics, 2023, 10(9): 960-1–960-13.
- [16] ARMSTRONG J. Power efficient optical OFDM[J]. Electronics Letter, 2006, 42(6): 370–372.
- [17] YANG F, GAO J N, LIU S C. Novel visible light communication approach based on Hybrid OOK and ACO-OFDM[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 14(28): 1585–1588.
- [18] HAMEED S M, SABRI A A, ABDULSATAR S M. A novel PAPR reduction method for ADO-OFDM VLC systems[J]. Optical and Quantum Electronics, 2021, 53(10): 595-1–595-16.
- [19] WANG Q, QIAN C, GUO X H, et al. Layered ACO-OFDM for intensity-modulated direct-detection optical wireless transmission[J]. Optics Express, 2015, 23(9): 12382–12393.
- [20] BAI R W, HRANILOVIC S. Layered antisymmetry-constructed clipped optical OFDM for low-complexity VLC systems[J]. Optics Express, 2021, 29(7): 10613–10630.
- [21] BAI R W, HRANILOVIC S, WANG Z C, et al. Low-complexity layered ACO-OFDM for power-efficient visible light communications[J]. IEEE Transactions on Green Communication and Networking, 2022, 6(3): 1780–1792.
- [22] MOHAMMED M M A, HE C W, ARMSTRONG J. Diversity combining in layered asymmetrically clipped optical OFDM[J]. Journal of Light-wave Technology, 2017, 35(11): 2078–2085.