

# 可见光通信光正交频分复用系统符号分解技术抑制 LED 非线性失真研究

贾科军<sup>1\*</sup>, 杨博然<sup>1</sup>, 陆皓<sup>1</sup>, 郝莉<sup>2</sup>

<sup>1</sup>兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050;

<sup>2</sup>西南交通大学信息科学与技术学院, 四川 成都 610031

**摘要** 传统重复信号限幅(ISC)技术可以减小非线性 LED 光正交频分复用(O-OFDM)系统的非线性限幅噪声影响。但 ISC 系统需要多个 LED 同时发光,同步和硬件实现复杂,并且误码率(BER)随着信道增益差异的增大而变大。基于此,提出基于单个 LED 的 O-OFDM 符号分解串行传输系统,对 O-OFDM 符号进行限幅分解,然后串行组帧,最后输入到单个 LED 中。推导了系统理论信噪比表达式,并建立了蒙特卡罗误码率和误差矢量幅度(EVM)仿真模型。结果表明,随着符号分解次数增大,EVM 和 BER 性能显著变好,但通信速率略有下降,并且直流偏置会影响 EVM 和 BER 性能。本系统实现简单,避免了信道增益差异引起的 BER 变差问题。

**关键词** 光通信; 光正交频分复用; 重复信号限幅; 符号分解; 限幅噪声; 误差矢量幅度

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

doi: 10.3788/CJL202047.0406002

## LED Nonlinearity Mitigation for Visible Light Communication Optical-Orthogonal Frequency Division Multiplexing System with Symbol Decomposing Techniques

Jia Kejun<sup>1\*</sup>, Yang Boran<sup>1</sup>, Lu Hao<sup>1</sup>, Hao Li<sup>2</sup>

<sup>1</sup>School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China;

<sup>2</sup>School of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 610031, China

**Abstract** Traditional iterative signal clipping (ISC) techniques can reduce the effect of nonlinear clipping noise in nonlinear LED optical-orthogonal frequency division multiplexing (O-OFDM) systems. However, the ISC system requires multiple LEDs to emit light at the same time, which is complicated in synchronization and hardware applications, as the bit error rate (BER) increases with the channel gain difference. An O-OFDM symbol decomposing serial transmission system based on single LED is proposed in this study. The O-OFDM symbol is decomposed by amplitude clipping, followed by serial framing, and it is finally input to single LED. The expression of the system theoretical signal-to-noise ratio is derived and the simulation models using the Monte Carlo bit error rate and the error vector magnitude (EVM) are built. Results demonstrate that the performance of EVM and BER enhance significantly as the number of symbols decomposing increases; however, the communication rate slightly decreases, and the direct current biases will affect the performance of EVM and BER. Furthermore, the proposed system is simple to implement and avoids the problem of BER degradation caused by the channel gain difference.

**Key words** optical communications; optical-orthogonal frequency division multiplexing; iterative signal clipping; symbol decomposing; clipping noise; error vector magnitude

**OCIS codes** 060.4230; 070.4340; 070.2025

## 1 引言

随着物联网和移动互联网的发展,下一代无线

通信面临着频谱资源紧缺、电磁干扰严重和能量消耗大等问题<sup>[1]</sup>。可见光通信(VLC)使用普通发光二极管(LED)作为光源,在提供照明的同时传输数

收稿日期: 2019-09-17; 修回日期: 2019-11-06; 录用日期: 2019-11-28

基金项目: 国家自然科学基金(61461026,61562058,61841107)、甘肃省自然科学基金(18JR3RA153)

\* E-mail: kjjia@lut.cn

据,通信带宽近乎无限,并与射频通信(RF)之间无电磁干扰。LED具有发光效率高、能量消耗低和响应速度快等优点,成为下一代主要照明光源是大势所趋。可见光通信也必将随着LED的大规模应用,在未来室内数据传输网络和下一代无线通信中占据重要的角色。

但是作为一种新兴的光无线通信技术,可见光通信还面临许多技术挑战。比如,光信号多径传播、光色散效应造成的符号间干扰(ISI),以及人造光源产生的窄带干扰。另一方面,与射频类似,可见光通信同样存在严重的非线性失真。可见光通信系统的非线性失真来源于驱动电路、数/模和模/数转换器、LED以及光电检测器(PD)等,其中LED是产生非线性失真的主要来源。通常,LED的线性工作区范围受限,当输入驱动信号大于开启电压(TOV)时,LED正常发光,同时也要求驱动信号电压小于饱和区允许的最大输入,否则LED可能会被烧毁。在LED的线性工作区范围内,发射光子数与输入电流幅值不成正比,载流子密度与输入驱动信号的频率相关。

LED是非相干光源,可见光通信一般采用强度调制直接检测(IM/DD)技术,调制信号为单极性实信号,信息仅调制LED的发光强度,因此采用IM/DD的可见光通信更容易受到非线性失真的影响。LED的非线性特性造成驱动信号中存在谐波畸变现象<sup>[2]</sup>,在电压信号转变为电流信号( $V-I$ )和电流信号转变为光功率( $I-P$ )的过程中都可能产生不需要的频率成分。另外,非线性使系统的频率响应降低,还会引起多载波调制中子载波间的互调干扰。

关关键控(OOK)和脉冲位置调制(PPM)可以满足IM/DD的要求,调制输出二电平信号,信号不受LED非线性特性的影响,但是其频谱利用率低,且容易受到ISI的影响。光正交频分复用(O-OFDM)可用于有效地抵抗ISI和窄带干扰,同时还可以提高信号的频谱利用率。但是O-OFDM采用的是离散傅里叶变换(DFT),具有较高的峰值功率和平均功率之比(PAPR),并且对频率偏移敏感。在采用非线性LED的可见光通信O-OFDM系统中,失真来源于两个方面:一方面是LED线性工作区范围内电光转换的非线性;另一方面是对LED线性工作区范围外信号的直接限幅。

对于LED线性工作区范围内电光转换的非线性失真,已经提出了多种补偿方法。文献[3]将具有逆特性的LED作为预畸变补偿器,仿真分析了直流

偏置光正交频分复用(DCO-OFDM)补偿前后系统的误码率(BER)性能。文献[4]采用线性压缩扩张降低O-OFDM信号的PAPR,进而降低了LED非线性的影响。文献[5]提出了一种自适应学习架构(ALA)预畸变技术,根据LED的输入和输出信号估计LED的逆特性,并更新预畸变系数,分析畸变前后DCO-OFDM系统的符号错误概率(SER)。文献[6]将LED的非线性模型用泰勒级数(Taylor series)展开,考虑LED特性随温度、湿度等条件的变化,提出了基于自适应归一化最小均方算法(NLMS)的预畸变技术。文献[7]提出一种基于 $\Sigma\Delta$ 调制器的非线性可见光通信系统,将多电平输入信号量化为只有两个电平的输出信号,避免了LED非线性的影响。文献[8]提出通过在发射端增加一路反馈链路来获得LED的输出信号,同时使用记忆多项式模型来自适应地训练并补偿LED的记忆非线性。文献[9]提出一种自适应后均衡技术,利用维纳(Wiener)模型描述有记忆LED的非线性,接收端用Hammerstein模型作为LED反特性模型,利用训练序列估计模型参数。文献[10]提出一种光单载波频分多址接入(O-SC-FDMA)系统,并验证了非对称限幅光单载波频分多址接入(ACO-SC-FDMA)系统的PAPR比非对称限幅光正交频分复用(ACO-OFDM)系统的小,即所提系统可以减小非线性失真的影响。

对于减小LED线性工作区范围外的直接限幅失真,文献[10-11]提出一种重复信号限幅(ISC)技术,根据LED的线性工作区范围,将具有较大PAPR的O-OFDM符号分解为多个幅度较小的符号,然后分别驱动多个LED同时发光,在接收端对多路光信号进行求和,然后解调出发送信息。但该系统需要多个LED同时发射多路信号,且要求光信号的方向一致,同步和硬件实现起来复杂。此外,在实际应用时,直接求和的多路光信号的信道增益不同,解调恢复信号时系统BER性能会变差。

针对两种常用的DCO-OFDM和ACO-OFDM系统<sup>[12]</sup>,本文提出一种基于单个LED光源的O-OFDM符号分解串行传输技术。将具有较大PAPR的O-OFDM符号分解为多个幅度较小的符号,然后串行组成帧,帧符号再依次输入到单个LED中。该方法可降低系统对同步的要求,硬件实现简单、易于部署,并可避免多个LED同时发射信号时,由信道增益不同而导致的BER性能变差。

## 2 系统原理

O-OFDM 符号分解串行传输系统的原理如图 1 所示,为了清楚起见,本文用小写字母变量表示时

域信号,大写字母表示频域信号。将离散傅里叶逆变换(IDFT)输出的离散时域矢量信号称为一个 O-OFDM 符号,用  $T$  表示传输一个 O-OFDM 符号的周期。

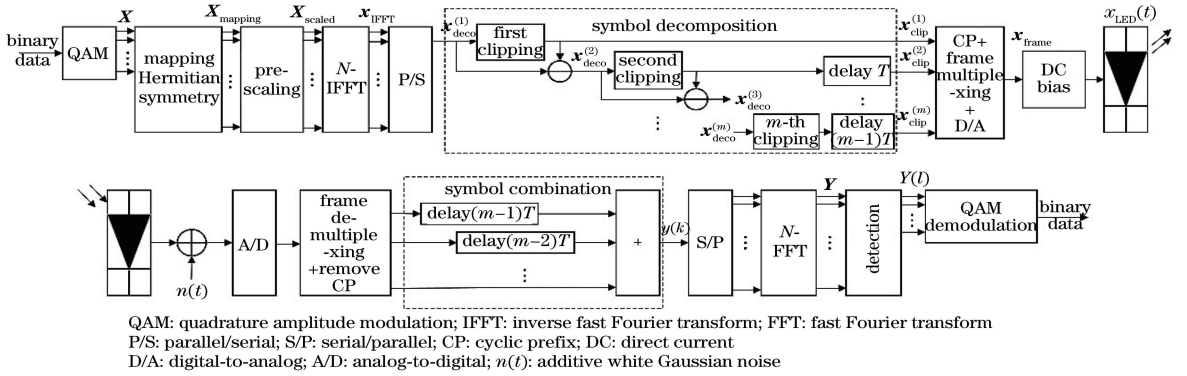


图 1 O-OFDM 符号分解串行传输系统原理图

Fig. 1 Diagram of O-OFDM symbol decomposing serial transmission system

### 2.1 发送端

#### 2.1.1 调制、映射

对输入的二进制信息序列进行  $M$  阶正交振幅调制 (QAM), 然后对调制符号进行映射

(mapping), 使 IDFT 的输入信号满足厄米 (Hermitian) 对称性, 从而可保证输出为实数信号。ACO-OFDM 系统仅使用奇数子载波, 偶数子载波全部为 0, 则映射信号为

$$\mathbf{X}_{\text{mapping}}^{(\text{ACO})} = [0 \ X(0) \ 0 \ X(1) \ \cdots \ X(N/4-1) \ 0 \ X^*(N/4-1) \ 0 \ \cdots \ X^*(0)]^T, \quad (1)$$

式中:  $N$  表示映射矢量长度;  $(\cdot)^*$  表示矩阵共轭运算;  $X(0)$ 、 $X(1)$ 、 $X(2)$ 、 $\cdots$ 、 $X(N/4-1)$  表示奇数子载波上的调制符号。

DCO-OFDM 系统的映射信号为

$$\mathbf{X}_{\text{mapping}}^{(\text{DCO})} = [0 \ X(1) \ X(2) \ \cdots \ X(N/2-1) \ 0 \ X^*(N/2-1) \ \cdots \ X^*(2) \ X^*(1)]^T. \quad (2)$$

#### 2.1.2 预尺度变换、傅里叶逆变换

根据中心极限定理 (CLT), 当 IDFT 长度较大 ( $N \geq 64$ ) 时, 双极性实数信号  $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  服从均值为零、方差为  $\sigma_0^2$  的高斯分布,  $\sigma_0^2$  的大小由 IDFT 输入信号决定。为了研究 O-OFDM 符号方差与 BER 之间的关系, 引入了预尺度变换, 通过调控预尺度变换因子以达到控制 O-OFDM 符号方差的目的。预尺度变换式可表示为

$$\mathbf{X}_{\text{scaled}}(n) = \alpha \mathbf{X}_{\text{mapping}}(n), \quad (3)$$

式中:  $\alpha$  为预尺度变换因子;  $\mathbf{X}_{\text{mapping}}(n)$  为映射变量,  $n=0, 1, \cdots, N-1$ 。

归一化 IDFT 的输入和输出信号具有相同的平均总功率<sup>[13]</sup>, 即

$$\mathbf{E}\left\{\sum_{n=0}^{N-1} |\mathbf{X}_{\text{scaled}}(n)|^2\right\} = \mathbf{E}\left\{\sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{x}_{\text{IDFT}}(k)|^2\right\}, \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{E}(\cdot)$  表示求数学期望;  $\mathbf{x}_{\text{IDFT}}(k)$  表示 IDFT

输出的离散时域矢量信号。所以, 预尺度变换因子可表示为

$$\alpha = \sigma_0 \sqrt{\frac{N-1}{\sum_{n=0}^{N-1} |\mathbf{X}_{\text{mapping}}(n)|^2}}. \quad (5)$$

当 IDFT 长度较大时,  $\alpha$  的均值为  $\mathbf{E}[\alpha] = \sigma_0 / \zeta$ , 方差为  $\mathbf{E}[\alpha^2] = \sigma_0^2 / \zeta$ , 其中  $\zeta$  为频带利用率。根据映射信号结构, ACO-OFDM 系统的  $\zeta = (1/2) \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ , DCO-OFDM 系统的  $\zeta = (N-2/N) \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ 。携带信息的子载波平均电符号功率为

$$P_{s, \text{elec}} = P_{b, \text{elec}} \log_2 M = \sigma_0^2 / \zeta, \quad (6)$$

式中:  $P_{b, \text{elec}}$  为平均比特电功率。

采用快速傅里叶逆变换 (IFFT) 算法实现 IDFT, 则输出时域信号可表示为

$$\mathbf{x}_{\text{IFFT}} = \mathbf{F}^H \mathbf{X}_{\text{scaled}} = \alpha \mathbf{F}^H \mathbf{X}_{\text{mapping}}, \quad (7)$$

式中:  $(\cdot)^H$  表示矩阵共轭转置运算;  $\mathbf{F}$  为  $N \times N$  阶

的归一化离散傅里叶变换矩阵<sup>[14]</sup>。

ACO-OFDM 系统时域信号  $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  满足反对称性<sup>[12]</sup>, 即有

$$x_{\text{IFFT}}^{(\text{ACO})}(k) = -x_{\text{IFFT}}^{(\text{ACO})}\left(k + \frac{N}{2}\right), \quad (8)$$

式中:  $k=0, 1, \dots, N/2-1$ 。

### 2.1.3 符号分解、组帧

对 IFFT 输出信号进行并串转换, 然后再进行符号分解。把 O-OFDM 符号分解为多个幅度较小的符号, 可以减小因信号过大或过小而引起的非线性失真。通常为了满足照明亮度需求和产生单极性实数信号, 会在 LED 驱动信号中加入直流偏置信号  $B_{\text{DC}}$ 。那么, 调制信号的动态范围就受到直流偏置和 LED 有效工作区间的制约。假设 LED 在有效工作区间内具有线性特性, 允许的驱动信号工作区间为  $V_{\text{min}}$  到  $V_{\text{max}}$ , 其中包含信息的调制信号动态范围为  $\epsilon_{\text{top}}$  到  $\epsilon_{\text{bottom}}$ 。

对于给定的 LED,  $V_{\text{min}}$  和  $V_{\text{max}}$  固定。  $B_{\text{DC}}$  的大小会制约调制信号的动态范围, 超出动态范围的信号将会被限幅。ACO-OFDM 系统信号非负; 当直流偏置较小, 即  $B_{\text{DC}} < V_{\text{min}}$  时, 信号被下边限幅, 限幅门限  $\epsilon_{\text{bottom}} = V_{\text{min}} - B_{\text{DC}}$ ; 相反, 当  $B_{\text{DC}} \geq V_{\text{min}}$  时, 不需要下边限幅。综上, 下边限幅门限可表示为  $\epsilon_{\text{bottom}} = \max(V_{\text{min}} - B_{\text{DC}}, 0)$ 。假设上边限幅门限总是大于下边限幅门限, 则上边限幅门限为  $\epsilon_{\text{top}} = V_{\text{max}} - B_{\text{DC}}$ 。DCO-OFDM 系统信号是双极性实数信号, 对于任何大小的直流偏置, 信号的下边限幅门限为  $\epsilon_{\text{bottom}} = V_{\text{min}} - B_{\text{DC}}$ , 上边限幅门限为  $\epsilon_{\text{top}} = V_{\text{max}} - B_{\text{DC}}$ 。

符号分解的过程是按照限幅门限对符号进行重复限幅的过程。首先, 对串行符号  $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(1)}$  进行第一次限幅, 限幅输出作为第一个分解符号  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}$ ; 然后用信号  $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(1)}$  减去  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}$  作为第二次限幅输入:  $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(2)} = \mathbf{x}_{\text{deco}}^{(1)} - \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}$ , 将限幅输出延迟时间  $T$ , 得到第二个分解符号  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}$ ; 再用信号  $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(2)}$  减去  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}$  作为第三次限幅输入:  $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(3)} = \mathbf{x}_{\text{deco}}^{(2)} - \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}$ , 依次重复限幅, 第  $m$  次限幅输入为  $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(m)}$ , 将限幅输出延迟时间  $(m-1)T$ , 得到第  $m$  个分解符号  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(m)}$ , 第  $m$  次限幅可表示为

$$x_{\text{clip}}^{(m)}(k) = \begin{cases} \epsilon_{\text{top}} & x_{\text{deco}}^{(m)}(k) \geq \epsilon_{\text{top}} \\ x_{\text{deco}}^{(m)}(k) & \epsilon_{\text{bottom}} < x_{\text{deco}}^{(m)}(k) < \epsilon_{\text{top}} \\ \epsilon_{\text{bottom}} & x_{\text{deco}}^{(m)}(k) \leq \epsilon_{\text{bottom}} \end{cases} \quad (9)$$

经过  $m$  次限幅分别得到限幅分解符号  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}$ ,  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}$ ,  $\dots$ ,  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(m)}$ 。令  $\mathbf{x}_{\text{clip}} = \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)} + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)} + \dots + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(m)}$ , 则  $m$  越大, 信号  $\mathbf{x}_{\text{clip}}$  就越接近分解前的信号。

对均值为零的高斯分布信号限幅, 相当于对信号进行衰减, 并加上非高斯分布的限幅噪声<sup>[15]</sup>, 即总输出信号可表示为

$$\mathbf{x}_{\text{clip}} = \eta \mathbf{x}_{\text{IFFT}} + \mathbf{n}_{\text{clip}}, \quad (10)$$

式中:  $\mathbf{n}_{\text{clip}}$  为限幅噪声;  $\eta$  为衰减因子, 可表示为

$$\eta = Q(m\lambda_{\text{bottom}}) - Q(m\lambda_{\text{top}}), \quad (11)$$

式中:  $\lambda_{\text{bottom}} = \epsilon_{\text{bottom}}/\sigma_0$ ,  $\lambda_{\text{top}} = \epsilon_{\text{top}}/\sigma_0$ , 分别表示归一化的下边限幅门限和上边限幅门限;  $Q(v) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_v^{\infty} \exp(-u^2/2) du$ , 为互补累积函数。

为了抵抗光多径传输引起的符号间干扰, 对分解符号  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}$ ,  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}$ ,  $\dots$ ,  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(m)}$  分别添加循环前缀 (CP), 串行组成帧符号  $\mathbf{x}_{\text{frame}}$ , 帧结构如图 2 所示。

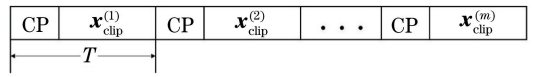


图 2 帧结构

Fig. 2 Structure of frame

从帧结构可以看出, 由于采用了串行传输, 不考虑 CP 影响, 串行传输系统的通信速率大约是传统重复信号限幅系统通信速率的  $1/m$ 。串行传输系统的信息传输速率(单位: bit/s)为

$$R_b = \frac{\zeta W \log_2 M}{2m}, \quad (12)$$

式中:  $W$  表示 O-OFDM 调制带宽。

最后, 对帧符号进行数模转换, 再加上直流偏置, 则得到 LED 驱动信号为

$$x_{\text{LED}}(t) = x_{\text{frame}}(t) + B_{\text{DC}}. \quad (13)$$

## 2.2 接收端

### 2.2.1 信号接收、符号合并

强度调制光信号经过室内无线信道传输, PD 将光信号转换为电信号, 再经过模数转换、拆分帧、删除 CP 操作, 可得到  $m$  个 O-OFDM 符号。因为可见光通信信道具有准静态性<sup>[16]</sup>, 假设每个 O-OFDM 分解符号的信道增益相等, 将分解符号按对应位相加, 则得到的合并 O-OFDM 符号为

$$y(k) = \gamma [x_{\text{clip}}^{(1)}(k) + x_{\text{clip}}^{(2)}(k) + \dots + x_{\text{clip}}^{(m)}(k)] + \gamma m B_{\text{DC}} + n_1(k) + n_2(k) + \dots + n_m(k), \quad (14)$$

式中:  $\gamma$  为光电转换因子;  $k=0, 1, \dots, N-1$ ;  $n_i(k)$  为叠加在第  $i$  个 O-OFDM 符号上的加性高斯白噪声 (AWGN),  $i=1, 2, 3, \dots, m$ , 设其单边功率谱密度为  $N_0$ 。

### 2.2.2 傅里叶变换、信息提取、解调

将合并的 O-OFDM 符号串并转换后输入到  $N$  点快速傅里叶变换 (FFT) 模块, 则输出频域信号为



$$\mathbf{Y} = \alpha\gamma\eta\mathbf{X}_{\text{mapping}} + \gamma\mathbf{N}_{\text{clip}} + \gamma m\hat{\mathbf{B}}_{\text{DC}} + m\mathbf{N}_{\text{AWGN}}, \quad (15)$$

式中:  $\mathbf{N}_{\text{AWGN}}$  为加性高斯白噪声的傅里叶变换;  $\hat{\mathbf{B}}_{\text{DC}} = [\sqrt{N}B_{\text{DC}} \ 0 \ 0 \ \cdots \ 0]^T$  为直流偏置的傅

里叶变换;  $\mathbf{N}_{\text{clip}}$  为非高斯分布的限幅噪声的傅里叶变换, 根据中心极限定理, 非高斯分布的限幅噪声经傅里叶变换后转变为高斯分布的噪声, 变化前后噪声信号的功率不变, 其均值为 0。ACO-OFDM 系统和 DCO-OFDM 系统的限幅噪声方差分别为

$$\sigma_{\text{ACO,clip}}^2 = \frac{P_{\text{s,elec}}}{2} \{ \eta(m^2\lambda_{\text{bottom}}^2 + 1) - 2\eta^2 - m\lambda_{\text{bottom}} [\varphi(m\lambda_{\text{bottom}}) - \varphi(m\lambda_{\text{top}})] - \varphi(m\lambda_{\text{top}})(m\lambda_{\text{top}} - m\lambda_{\text{bottom}}) + Q(m\lambda_{\text{top}})(m\lambda_{\text{top}} - m\lambda_{\text{bottom}})^2 \}, \quad (16)$$

$$\sigma_{\text{DCO,clip}}^2 = P_{\text{s,elec}} \{ \eta - \eta^2 - \{ \varphi(m\lambda_{\text{bottom}}) - \varphi(m\lambda_{\text{top}}) + [1 - Q(m\lambda_{\text{bottom}})]m\lambda_{\text{bottom}} + Q(m\lambda_{\text{top}})m\lambda_{\text{top}} \}^2 + [1 - Q(m\lambda_{\text{bottom}})]m^2\lambda_{\text{bottom}}^2 + Q(m\lambda_{\text{top}})m^2\lambda_{\text{top}}^2 + \varphi(m\lambda_{\text{bottom}})m\lambda_{\text{bottom}} - \varphi(m\lambda_{\text{top}})m\lambda_{\text{top}} \}, \quad (17)$$

式中:  $\varphi(u) = (1/\sqrt{2\pi})\exp(-u^2/2)$ 。由(16)式和(17)式可以看出, 限幅噪声方差与归一化限幅门限和分解次数  $m$  有关。

然后均衡补偿信道, 再根据发送端信号映射结构, 提取到的载荷信息的分量为

$$\mathbf{Y}(l) = \alpha\gamma\eta\mathbf{X}_{\text{mapping}}(l) + \gamma\sigma_{\text{clip}}\bar{\mathbf{N}}(l) + \sigma_{\text{AWGN}}\bar{\mathbf{N}}(l), \quad (18)$$

式中:  $\bar{\mathbf{N}}(l)$  表示均值为零、方差为 1 的高斯噪声;  $\sigma_{\text{clip}}$  和  $\sigma_{\text{AWGN}}$  分别表示限幅噪声和高斯噪声的均方差。由于直流偏置信号的傅里叶变换  $\hat{\mathbf{B}}_{\text{DC}}$  只影响第 0 个子载波信号, 对提取的子载波没有影响, 因此可将直流项删除。ACO-OFDM 系统提取  $\mathbf{Y}$  的前一半奇数子载波, 得到长度为  $N/4$  的提取信号, 其中  $l = 1, 3, \dots, N/2 - 1$ 。DCO-OFDM 系统提取  $\mathbf{Y}$  的  $1 \sim N/2 - 1$  个子载波, 得到长度为  $N/2 - 1$  的提取信号, 其中  $l = 1, 2, 3, \dots, N/2 - 1$ 。

将提取的子载波信号输入到 QAM 解调器中。采用最大似然检测时, 矩形星座 QAM 的误比特率为<sup>[17]</sup>

$$P_e = \frac{4(\sqrt{M} - 1)}{(\log_2 M)\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M - 1} \Gamma_{\text{SNR}}}\right), \quad (19)$$

式中:  $\Gamma_{\text{SNR}}$  为比特信噪比, 表示输入到 QAM 解调器中信号的比特能量和噪声功率谱密度之比:

$$\Gamma_{\text{SNR}} = \frac{\alpha^2 \eta^2 \gamma^2 P_{\text{s,elec}}}{(\log_2 M)(\sigma_{\text{clip}}^2 + mWN_0)}. \quad (20)$$

### 3 数值仿真和分析

为了验证系统设计和理论分析的正确性, 建立了蒙特卡罗误码率仿真模型, 分析系统的误差矢量幅度和 BER 性能。IFFT/FFT 模型长度为 256, 信号  $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  的方差  $\sigma_0^2$  (O-OFDM 符号方差) 取值为

-100 dBm 到 60 dBm, O-OFDM 的调制带宽  $W = 20$  MHz, 高斯白噪声单边功率谱密度为  $N_0 = 10^{-21}$  A<sup>2</sup>/Hz。发端光源选取 OSRAM LUW W5SM 白光 LED, 其线性工作区范围  $V_{\text{min}} = 0.1$  V、 $V_{\text{max}} = 1$  V。直流偏置  $B_{\text{DC}} = 0.2$  V, 光电转换因子  $\gamma = 1$  A/W。ACO-OFDM 系统的限幅门限分别为  $\epsilon_{\text{bottom}} = 0$  V 和  $\epsilon_{\text{top}} = 0.8$  V, DCO-OFDM 系统的限幅门限分别为  $\epsilon_{\text{bottom}} = -0.1$  V 和  $\epsilon_{\text{top}} = 0.8$  V。

#### 3.1 符号分解

图 3 和图 4 所示为 4 阶 QAM、 $\sigma_0^2 = 30$  dBm、子载波数为 16、分解次数  $m = 3$  的 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统的符号分解图。图 3(a) 为 ACO-OFDM 系统时域信号图, 可以看出, 信号具有反对称性, 删除所有小于零的信号, 原始信息也不会丢失, 且信号幅值变化范围很大。图 3(b)~(d) 分别为三次限幅分解的输出信号  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}$ 、 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}$  和  $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(3)}$ , 信号范围在 0~0.8 V 之间。图 4(a) 所示为 DCO-OFDM 系统的双极性实数信号, 图 4(b)~(d) 分别为三次限幅分解的结果。经过三次限幅分解就能把幅值很大的信号分解为三个幅值都在 LED 线性工作区范围的分解符号, 并且满足  $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(1)} = \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)} + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)} + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(3)}$ , DCO-OFDM 的分解符号可以为负值。

#### 3.2 误差矢量幅度和 BER

对于进行的三次符号分解, 信道增益差异对传统多 LED 重复信号限幅系统 BER 性能的影响如图 5 所示。由图 5 可以看出, 当三个 LED 发送信号的信道增益都理想相等时, BER 性能最好。但实际上信道增益总有差异, 差异越大, BER 性能越差。比如在 ACO-OFDM 系统中, 信道增益都理想相等,  $\sigma_0^2$  约为 30.9 dBm 时, BER 达到  $10^{-5}$ , 以发送第一次分解符号的信道增益作为标准, 发送其他分解符号的

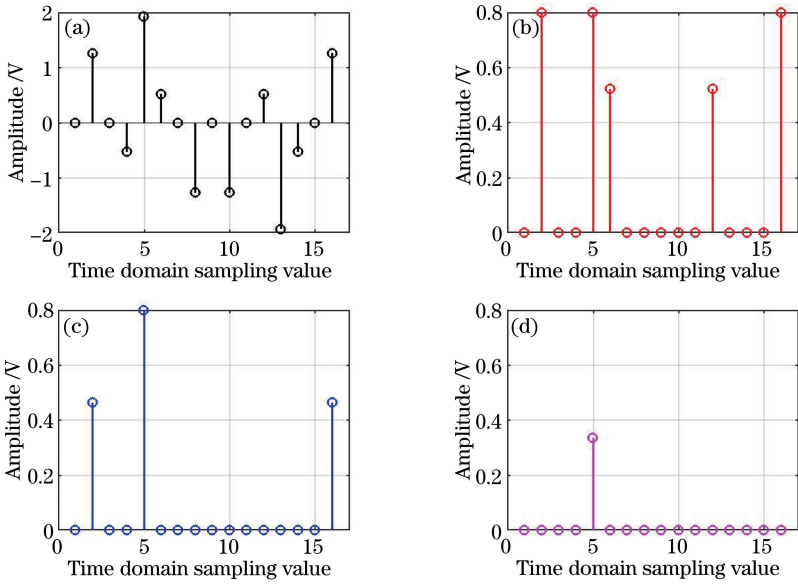


图 3 ACO-OFDM 系统符号分解。(a)原始信号;(b)第一次限幅后信号;(c)第二次限幅后信号;(d)第三次限幅后信号  
Fig. 3 Symbol decomposing of ACO-OFDM system. (a) Original signal; (b) signal amplitude after the first clipping; (c) signal amplitude after the second clipping; (d) signal amplitude after the third clipping

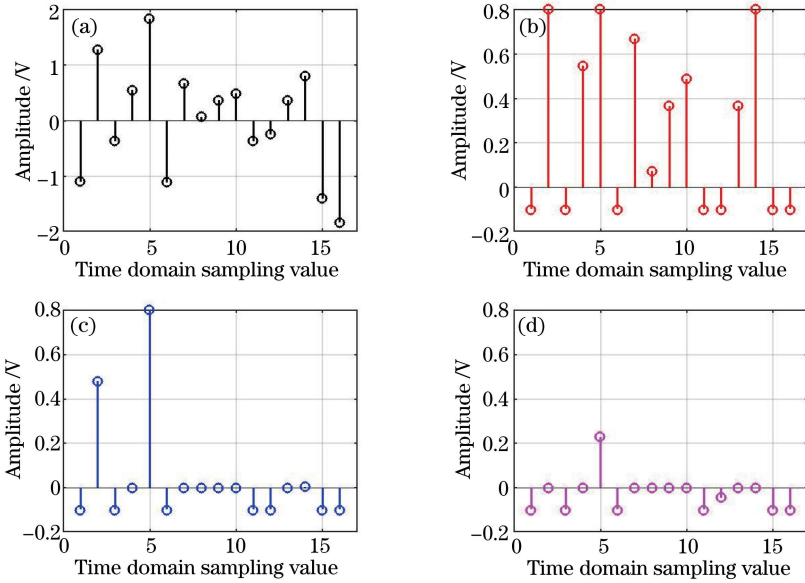


图 4 DCO-OFDM 系统符号分解。(a)原始信号;(b)第一次限幅后信号;(c)第二次限幅后信号;(d)第三次限幅后信号  
Fig. 4 Symbol decomposing of DCO-OFDM system. (a) Original signal; (b) signal amplitude after the first clipping; (c) signal amplitude after the second clipping; (d) signal amplitude after the third clipping

信道增益和第一次分解符号的信道增益的差异为 20% 时, BER 约为  $3 \times 10^{-4}$ 。在 DCO-OFDM 系统中, 信道增益相等,  $\sigma_o^2$  约为 14.1 dBm 时, BER 可达到  $10^{-5}$ , 而信道增益差异为 20% 时 BER 约为  $2 \times 10^{-4}$ , 信道差异为 40% 时 BER 约为  $5 \times 10^{-3}$ 。本文所提出的系统是将分解符号串行组帧, 然后输入到单个 LED 中发射, 多个分解符号的信道增益相等, 这样就可以避免因信道增益差异带来的 BER 性能

变差问题。

误差矢量幅度 (EVM, 单位: dB) 的定义式为<sup>[9]</sup>

$$\xi_{\text{EVM}} = 10 \lg \frac{1}{N_{\text{sym}}} \frac{1}{N_{\text{sc}}} \frac{1}{P_0} \times \sum_{i=1}^{N_{\text{sym}}} \sum_{j=1}^{N_{\text{sc}}} \{ [I(i, j) - I_0(i, j)]^2 + [R(i, j) - R_0(i, j)]^2 \}, \quad (21)$$

式中:  $N_{\text{sym}}$  和  $N_{\text{sc}}$  分别表示信号分解前的 O-OFDM

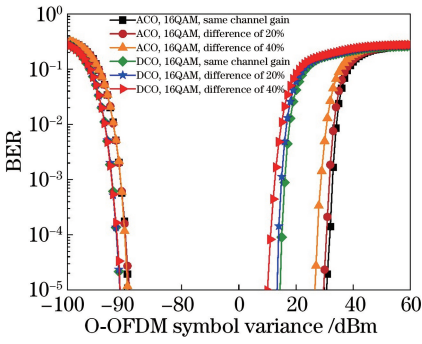


图 5 信道增益差异对 O-OFDM 重复信号限幅系统 BER 性能影响

Fig. 5 Effect of channel gain difference on BER performance of O-OFDM ISC system

符号数和解调提取的有效子载波数;  $I(i, j)$ 、 $R(i, j)$  和  $I_0(i, j)$ 、 $R_0(i, j)$  分别为第  $i$  个 O-OFDM 符号的第  $j$  个观测星座点和原始标准星座点的实部和虚部;  $P_0$  为标准星座点的平均电功率, 归一化调制时  $P_0$  为 1 W。

图 6~9 所示为 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统的 EVM、BER 性能参数随着 O-OFDM 信号平均符号功率  $\sigma_0^2$  变化的曲线图。由图 6~9 可以看出, BER 仿真结果和理论分析结果吻合, 验证了理论分析的正确性。当  $\sigma_0^2$  较小时, 信号基本处于 LED 线性区间, 限幅噪声相对背景噪声很小, 此时信噪比也很小, EVM 和 BER 都很大。随着  $\sigma_0^2$  逐渐增大, 限幅噪声仍然较小, 信噪比逐渐增大, EVM 和 BER 性能逐渐变好。但是随着  $\sigma_0^2$  继续增大, 限幅噪声变大, 系统信噪比减小, EVM 和 BER 性能变差。当  $\sigma_0^2$  较小时, 限幅噪声也很小, 此时 AWGN 是影响系统性能的主要因素, 在接收端进行符号合并, 是将分解符号相加, 噪声信号必然随着分解符号数的增多而增大, 所以符号分解次数越多, 系统 EVM 和 BER 性能就越差。比如, 对于 ACO-OFDM 系统 4 阶 QAM 调制, 当  $\sigma_0^2$  为 -90 dBm 时, 一次限幅的 BER 约为  $10^{-5}$ , 而二次和三次限幅的 BER 约为  $8 \times 10^{-4}$ 、 $4 \times 10^{-3}$ 。而当  $\sigma_0^2$  逐渐变大时, 限幅噪声也逐渐变大, 并变成了影响系统性能的主要因素, 但限幅分解次数越多, 限幅噪声就越小, 系统 BER 性能就越好。比如, 当  $\sigma_0^2$  为 35 dBm 时, 三次限幅的 BER 约为  $10^{-5}$ , 而一次和二次限幅的 BER 分别为  $3 \times 10^{-2}$  和  $2 \times 10^{-3}$ 。可见光通信通常要提供足够的照明亮度, 因此  $\sigma_0^2$  通常较大, 所以信号限幅分解能提高系统性能。另外, 随着调制阶数的增大, BER 性能会变差。

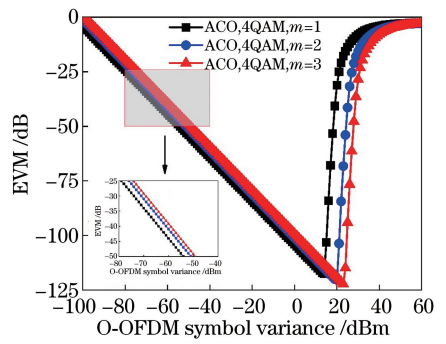


图 6 ACO-OFDM 系统的 EVM 随  $\sigma_0^2$  变化曲线  
Fig. 6 EVM of ACO-OFDM system versus  $\sigma_0^2$

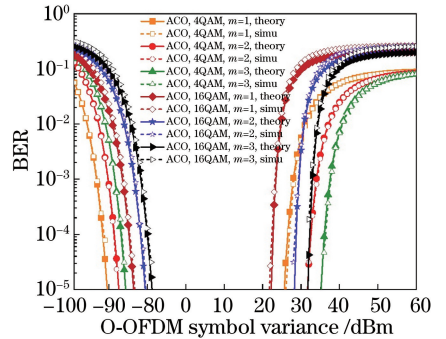


图 7 ACO-OFDM 系统 BER 随  $\sigma_0^2$  变化曲线  
Fig. 7 BER of ACO-OFDM system versus  $\sigma_0^2$

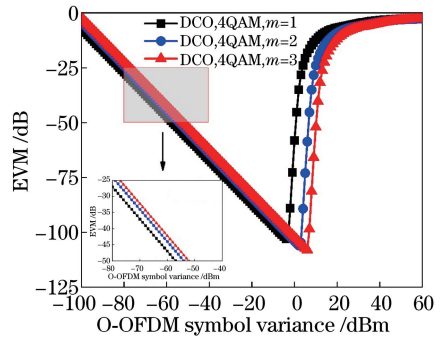


图 8 DCO-OFDM 系统 EVM 随  $\sigma_0^2$  变化曲线  
Fig. 8 EVM of DCO-OFDM system versus  $\sigma_0^2$

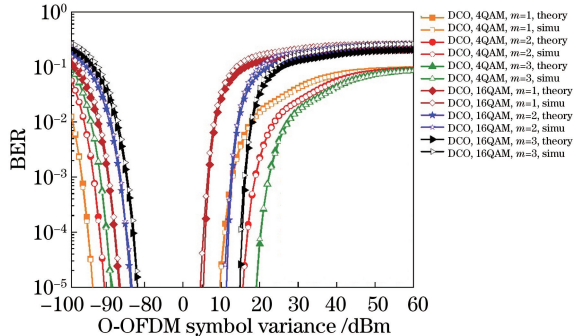


图 9 DCO-OFDM 系统 BER 随  $\sigma_0^2$  变化曲线  
Fig. 9 BER of DCO-OFDM system versus  $\sigma_0^2$

图 10、图 11 所示为  $\sigma_0^2$  为 30 dBm 时, ACO-

OFDM 和 DCO-OFDM 系统的 EVM 随直流偏置的变化曲线图。由图 10 可以看出,随着直流偏置的增大,ACO-OFDM 系统的 EVM 变差,这是因为 ACO-OFDM 系统信号非负,下边限幅门限  $\epsilon_{\text{bottom}}$  为 0 V,而上边限幅门限值  $\epsilon_{\text{top}}$  越来越小,导致限幅噪声越来越大,从而 EVM 变大。由图 11 可知,当直流偏置值在 LED 线性工作区范围中间时,DCO-OFDM 系统 EVM 最小,这是因为 DCO-OFDM 信号服从双极性高斯分布,当下边和上边限幅门限相等时,信号对称分布在均值的两边,限幅噪声最小,EVM 也最小(绝对值最大)。但随着直流偏置变大或者变小,EVM 都增加,且均呈对称分布。另一方面,ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统符号分解次数越多 EVM 越小。

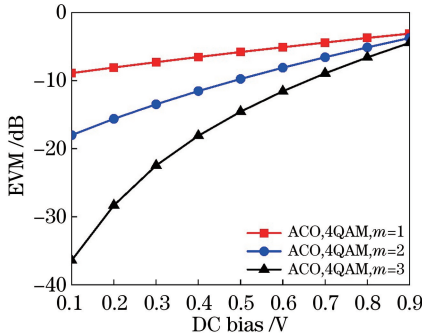


图 10 ACO-OFDM 系统 EVM 随  $B_{\text{DC}}$  变化曲线  
Fig. 10 EVM of ACO-OFDM system versus  $B_{\text{DC}}$

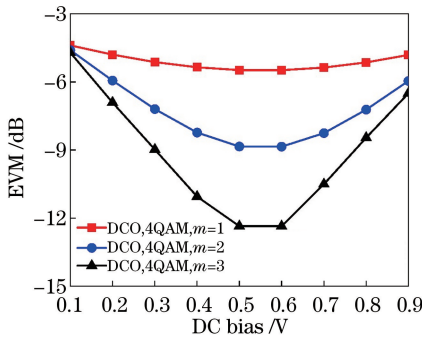


图 11 DCO-OFDM 系统 EVM 随  $B_{\text{DC}}$  变化曲线  
Fig. 11 EVM of DCO-OFDM system versus  $B_{\text{DC}}$

### 3.3 通信速率

图 12 所示为 O-OFDM 系统 BER 性能和通信速率随着符号分解次数变化曲线图,可以看出,随着符号分解次数的增大,BER 显著减小。对于 ACO-OFDM 系统,当  $m=1$  时 BER 约为  $5.3 \times 10^{-2}$ ,而当  $m=5$  时 BER 降低到  $1.56 \times 10^{-5}$ ,DCO-OFDM 系统的 BER 也从  $2.5 \times 10^{-2}$  减小到  $1.33 \times 10^{-4}$ 。同时,通信速率整体下降, $m$  越大时下降得越缓慢,且调制阶数越大传输速率越高,因此可以通过增大

LED 的调制带宽和采用高阶调制等方法提高系统通信速率。比如,采用 64QAM 调制,当符号分解次数  $m=3$  时,DCO-OFDM 系统的通信速率为 19.8 Mbit/s,ACO-OFDM 系统的通信速率可达到 10 Mbit/s。

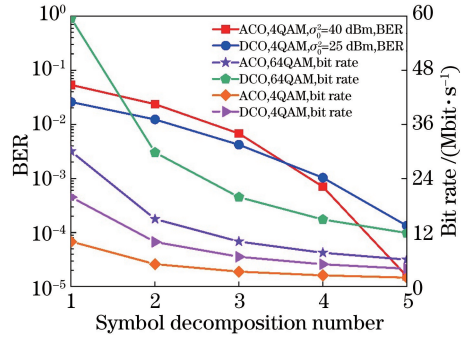


图 12 BER 和通信速率随符号分解次数变化曲线  
Fig. 12 Curves of BER and communication rate with symbol decomposing number

## 4 结 论

利用符号分解串行传输技术将 O-OFDM 符号限幅分解,然后串行组帧,输入到单个 LED 中发送。系统实现简单,易于部署,避免了传统多 LED 重复信号限幅系统信道增益不同而导致的 BER 性能变差问题。但是,当 O-OFDM 符号方差较小时,系统的 BER 性能反而会变差。这是因为限幅噪声很小,当符号分解次数越多时,合并时的加性高斯白噪声就越大,因此下一步将研究自适应符号分解串行传输技术。同时,串行传输以牺牲通信速率为代价,但是随着 LED 调制带宽的不断增大,以及多输入多输出(MIMO)等技术的应用,系统的通信速率将不断提高。

## 参 考 文 献

- [1] Andrews J G, Buzzi S, Choi W, et al. What will 5 G be? [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1065-1082.
- [2] Kamalakis T, Walewski J W, Ntogari G, et al. Empirical Volterra-series modeling of commercial light-emitting diodes [J]. Journal of Lightwave Technology, 2011, 29(14): 2146-2155.
- [3] Elgala H, Mesleh R, Haas H. Predistortion in optical wireless transmission using OFDM[C]// 2009 Ninth International Conference on Hybrid Intelligent Systems, August 12-14, 2009. Shenyang, China. New York: IEEE, 2009: 184-189.
- [4] Li Y, Zhang X L, Zheng Z. Analysis of companding



- reduction of PAPR in optical wireless OFDM system in the presence of LED nonlinearity [C] // 2015 International Conference on Network and Information Systems for Computers, January 23-25, 2015. Wuhan, China. New York: IEEE, 2015: 22-25.
- [5] Aggarwal P, Ahmad R, Bohara V A, et al. Adaptive predistortion technique for nonlinear LED with dimming control in VLC system [C] // 2017 IEEE International Conference on Advanced Networks and Telecommunications Systems (ANTS), December 17-20, 2017, Bhubaneswar. New York: IEEE, 2017: 8384165.
- [6] Kim J K, Park S K, Hyun K. Adaptive predistorter using NLMS algorithm for nonlinear compensation in visible-light communication system [J]. Electronics Letters, 2014, 50(20): 1457-1459.
- [7] Ge L J, Tao J. Study on nonlinear visible light communication system based on sigma-delta modulation [J]. Study on Optical Communications, 2017(2): 12-14, 61.  
戈立军, 陶进. 基于  $\Sigma\Delta$  调制器的非线性可见光通信系统研究 [J]. 光通信研究, 2017(2): 12-14, 61.
- [8] Yao S J, Xu H Y, Wang L Y, et al. Research of adaptive predistortion technique for nonlinear LEDs with memory effects [J]. Chinese Journal of Lasers, 2014, 41(11): 1105007.  
姚赛杰, 徐浩煜, 汪亮友, 等. LED 记忆非线性自适应预失真技术研究 [J]. 中国激光, 2014, 41(11): 1105007.
- [9] Qian H, Yao S J, Cai S Z, et al. Adaptive post-distortion for nonlinear LEDs in visible light communications [J]. IEEE Photonics Journal, 2014, 6(4): 7901508.
- [10] Mesleh R, Elgala H, Haas H. LED nonlinearity mitigation techniques in optical wireless OFDM communication systems [J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2012, 4(11): 865-875.
- [11] Mesleh R. LED clipping distortion compensation in optical wireless communication via multiple transmit LEDs [J]. Photonic Network Communications, 2013, 26(1): 25-31.
- [12] Armstrong J, Lowery A J. Power efficient optical OFDM [J]. Electronics Letters, 2006, 42(6): 370-372.
- [13] Armstrong J. OFDM for optical communications [J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 189-204.
- [14] Jia K J, Hao L. The design and performance analysis of optical wireless ACO-MC-CDMA system in the presence of clipping noise [J]. Science China Information Sciences, 2018, 61(2): 029304.
- [15] Jia K J, Hao L. Modeling of multipath channel and performance analysis of MIMO-DCO-OFDM system in visible light communications [J]. Chinese Journal of Electronics, 2019, 28(3): 630-639.
- [16] Wilson S, Armstrong J. Transmitter and receiver methods for improving asymmetrically-clipped optical OFDM [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(9): 4561-4567.
- [17] Jia K J, Jin B, Hao L, et al. Performance analysis of DCO-OFDM and ACO-OFDM systems in indoor visible light communications [J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(8): 0806003.  
贾科军, 靳斌, 郝莉, 等. 室内可见光通信中 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 系统性能分析 [J]. 中国激光, 2017, 44(8): 0806003.