

可见光通信自适应 O-OFDM 符号分解串行传输系统设计与研究

贾科军¹, 杨博然¹, 曹明华¹, 黎锁平², 郝莉³

(1. 兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050; 2. 兰州理工大学理学院, 甘肃 兰州 730050;
3. 西南交通大学信息科学与技术学院, 四川 成都 610031)

摘 要: 迭代信号限幅 (ISC) 和符号分解串行传输 (SDST) 技术将光正交频分复用 (O-OFDM) 符号分解为固定数量的多个小幅度符号, 但当 O-OFDM 符号方差较小时, 分解符号中有大量不载有信息的全零符号, 导致误码率变差、光功率损耗和信息速率降低。针对这一问题, 提出了自适应 O-OFDM 符号分解串行传输 (ASDST) 系统, 根据 O-OFDM 符号的幅度大小自适应决定符号分解, 直到 O-OFDM 符号完全分解或达到最大符号分解次数, 从而消除了全零符号, 减少了平均符号分解次数。理论分析和蒙特卡罗仿真验证了 ASDST 系统的性能。

关键词: 可见光通信; 光正交频分复用; 符号分解串行传输; 自适应技术

中图分类号: TN929.12

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2020179

Design and research of adaptive O-OFDM symbol decomposing with serial transmission system in visible light communication

JIA Kejun¹, YANG Boran¹, CAO Minghua¹, LI Suoping², HAO Li³

1. School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China

2. School of Science, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China

3. School of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China

Abstract: Iterative signal clipping (ISC) and symbol decomposing with serial transmission (SDST) techniques decompose optical orthogonal frequency division multiplexing (O-OFDM) symbol into the fixed number of multiple small-amplitude symbols. However, at low O-OFDM symbol variances, the decomposition symbols contain a large amount of all-zero symbols without load information, which results in bit error rate degradation, optical power penalty and information rate reduction. Aim at this problem, an adaptive O-OFDM symbol decomposing with serial transmission (ASDST) system was proposed, the symbol decomposition was adaptively determined according to the O-OFDM symbol amplitude. Symbol decomposition was terminated until O-OFDM symbol was completely decomposed or the maximum symbol decomposition times were attained, thereby eliminated all-zero symbols and reduced the average symbol decomposition times. The performance of ASDST system was verified by theoretical analysis and Monte Carlo simulation.

Key words: visible light communication, O-OFDM, symbol decomposing with serial transmission, adaptive technique

1 引言

随着移动互联网和物联网的发展, 通过无线网络进行传输的数据流量呈指数增长, 这给无线通信

带来了巨大的挑战。通常提高通信系统容量的方法包括增加可用带宽、提高频谱效率和增加小区密度等, 其中增加可用带宽往往是最直接、最有效的方法。可见光通信 (VLC, visible light communication)

收稿日期: 2020-05-06; 修回日期: 2020-08-05

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61461026); 甘肃省自然科学基金资助项目 (No.18JR3RA153)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61461026), The Natural Science Foundation of Gansu Province (No.18JR3RA153)

将频谱扩展到可见光波段（波长为 380~780 nm），利用普通发光二极管（LED, light emitting diode）发射的可见光作为信息载体，可提供超过 400 THz 的通信带宽，适用于电磁干扰敏感的区域，是传统射频通信的理想互补技术。

光正交频分复用（O-OFDM, optical orthogonal frequency division multiplexing）可以解决 VLC 面临的符号间干扰、人造光源窄带干扰和频带利用率低等问题，但 O-OFDM 符号具有较大的峰值和平均功率之比（PAPR, peak to average power ratio）。另一方面，LED 的工作区受限，且在工作区内呈非线性特性。一般 VLC 采用强度调制直接检测技术，信息仅调制光信号的强度，因此 O-OFDM 符号更容易受到 LED 非线性失真影响。由 LED 非线性导致的 O-OFDM 符号失真包括两部分，一部分是在 LED 工作区内由电光转换引起的非线性失真，另一部分是对 LED 工作区外信号进行直接限幅而导致的直接限幅失真。通常采用二值化调制^[1]、均衡^[2-3]等技术可以有效补偿电光转换引起的非线性失真。而对于抑制直接限幅失真，可采用优化直流偏置和功率回退、降低 PAPR 和迭代信号限幅（ISC, iterative signal clipping）等技术。

文献[4]将限幅失真描述为限幅前后信号之间的均方误差值，求解使均方误差最小的最佳直流偏置。文献[5]提出采用有效信噪比来评价限幅失真，研究光功率约束下的最优偏置。文献[6]考虑直流偏置光正交频分复用（DCO-OFDM, direct current-biased optical OFDM），采用二次规划算法最大化信号与噪声和失真之比。上述研究通过优化直流偏置和功率回退最小化限幅失真，但建立优化模型和求解通常比较复杂。

文献[7-8]采用线性压缩扩张和余弦分布非线性压扩技术，减小 O-OFDM 符号的 PAPR，进而减小直接限幅失真，但是压扩技术可能会放大噪声。文献[9]采用部分传输序列算法和限幅技术结合，文献[10]将循环移位运算和选择性映射相结合，文献[11]提出了一种扩展选择性映射方法的自编码网络，文献[12]结合离散余弦变换和快速傅里叶逆变换线性特性的优势，提出了一种改进的选择性映射峰均比抑制方案。总之，通过部分传输序列和选择性映射技术可以降低 PAPR，但是需要额外的频谱资源。文献[13]采用 Zadoff-Chu 矩阵作为预编码，文献[14]提出了一种范特蒙德矩阵预编码，文献[15]采用傅

里叶变换和哈特莱变换预编码，文献[16]基于离散正弦变换提出建立 O-OFDM 系统，文献[17]提出基于广义平方根升余弦函数的预编码技术。总之，通过预编码技术可以抑制 PAPR，但会增加系统实现复杂度。

文献[18]提出 ISC 技术，将幅度较大的 O-OFDM 符号分解为多个处于 LED 工作区内的小幅度符号，然后各分解符号分别输入多个 LED。在接收端使用单个光电探测器接收多个 LED 发射的光信号，相当于对分解符号求和，恢复原始 O-OFDM 符号。ISC 主要的优点是只需把大幅度的 O-OFDM 符号分解为几个小幅度符号，就可以抑制直接限幅失真噪声，并不需要复杂的算法。同时，分解符号通过多个 LED 同时发射，信息传输速率不变。但是，ISC 需要与分解符号数量相等的多个 LED，且 LED 同步发射方向一致的多路光信号，LED 之间的距离也要求很近，这就造成了系统同步和硬件实现复杂、应用场景受限。另外，当接收到的多路光信号的信道增益差异较大时，恢复的 O-OFDM 符号误差较大，导致误码率（BER, bit error rate）性能变差。

基于此，文献[19]提出建立 O-OFDM 符号分解串行传输（SDST, symbol decomposing with serial transmission）系统，将 O-OFDM 符号分解为多个幅度较小的符号，然后串行组帧，依次输入单个 LED。接收端依次接收帧符号，然后拆分帧，并将各分解符号按照对应位相加，合并为恢复的 O-OFDM 符号。与 ISC 系统相比，SDST 系统只需要单个 LED，这降低了系统对同步的要求，硬件实现简单，还可以避免信道增益差异导致的 BER 性能变差问题。但是，ISC 和 SDST 系统都需要预先设置 O-OFDM 符号分解次数，再把符号分解为固定数量的多个分解符号。当符号分解次数偏小时，限幅噪声较大。反之，当分解次数偏大时，可能产生多个不载荷信息的全零分解符号，从而导致系统 BER 性能变差，信息速率降低，光功率损耗。

本文提出建立自适应 O-OFDM 符号分解串行传输（ASDST, adaptive SDST）系统。建立自适应符号分解机制首先要设置最大符号分解次数，并确定分解符号所允许的动态范围，基于此限幅来分解 O-OFDM 符号，每分解一次，判断是否还需要再进行符号分解，直到完成符号分解或

者达到最大符号分解次数。然后将分解符号串行组帧，依次输入单个 LED。与 ISC 和 SDST 系统相比，ASDST 通过自适应符号分解可以避免产生不载信息符号的多个全零符号，减小平均符号分解次数。此外，本文还推导了 ASDST 系统的信息速率、光功率和信噪比表达式，并采用 Monte-Carlo 法仿真分析了平均的符号分解次数、光功率、误差矢量幅度 (EVM, error vector magnitude) 和 BER 性能。

2 系统原理

ASDST 系统如图 1 所示，针对 DCO-OFDM 和非对称限幅光正交频分复用 (ACO-OFDM, asymmetrically-clipped optical OFDM) 这 2 种常用 O-OFDM 系统进行分析，其中，小写变量表示时域信号，大写变量表示频域信号。将离散傅里叶逆变换 (IDFT, inverse discrete Fourier transform) 输出的时域变量组成的矢量称为一个 O-OFDM 符号， T 表示 O-OFDM 符号周期。

2.1 发送端

2.1.1 调制、映射

将二进制信息序列映射到格雷码 M 阶正交振幅调制 (QAM, quadrature amplitude modulation) 星座点， \mathbf{X} 表示功率归一化调制序列。然后进行映射，映射矢量满足厄米特对称性，即映射矢量的后半部分等于前半部分的共轭镜像。ACO-OFDM 奇数子载波载信息，偶数子载波全部为 0，则映射信号为

$$\mathbf{X}_{\text{mapping}}^{(\text{ACO})} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{X}(0) & 0 & \mathbf{X}(1) & \cdots & \mathbf{X}\left(\frac{N}{4}-1\right) \\ 0 & \mathbf{X}^*\left(\frac{N}{4}-1\right) & 0 & \cdots & \mathbf{X}^*(0) \end{bmatrix}^T \quad (1)$$

其中， N 表示映射矢量长度， $(\cdot)^*$ 表示共轭运算， $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置。

DCO-OFDM 映射矢量信号为

$$\mathbf{X}_{\text{mapping}}^{(\text{DCO})} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{X}(1) & \mathbf{X}(2) & \cdots & \mathbf{X}\left(\frac{N}{2}-1\right) \\ 0 & \mathbf{X}^*\left(\frac{N}{2}-1\right) & \cdots & \mathbf{X}^*(2) & \mathbf{X}^*(1) \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

2.1.2 预尺度变换、傅里叶逆变换

根据 IDFT 性质和中心极限定理 (CLT, central limit theorem)，当 IDFT 长度较大时 ($N \geq 64$)，IDFT 输出均值为 0 的高斯分布双极性实数信号，其方差由映射信号决定。为了研究 O-OFDM 符号方差与符号分解次数及系统性能之间的关系，引入预尺度变换因子 α 调控 O-OFDM 符号的方差 σ_0^2 。

对 $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$ 预尺度变换表示为

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

其中， $n = 0, 1, \dots, N-1$ 。根据 IDFT 输入输出离散信号总能量不变的性质，即

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

其中， $E(\cdot)$ 表示数学期望， $\mathbf{x}_{\text{IDFT}}(k)$ 表示 IDFT 输出的离散时域信号。预尺度变换因子和 O-OFDM 符

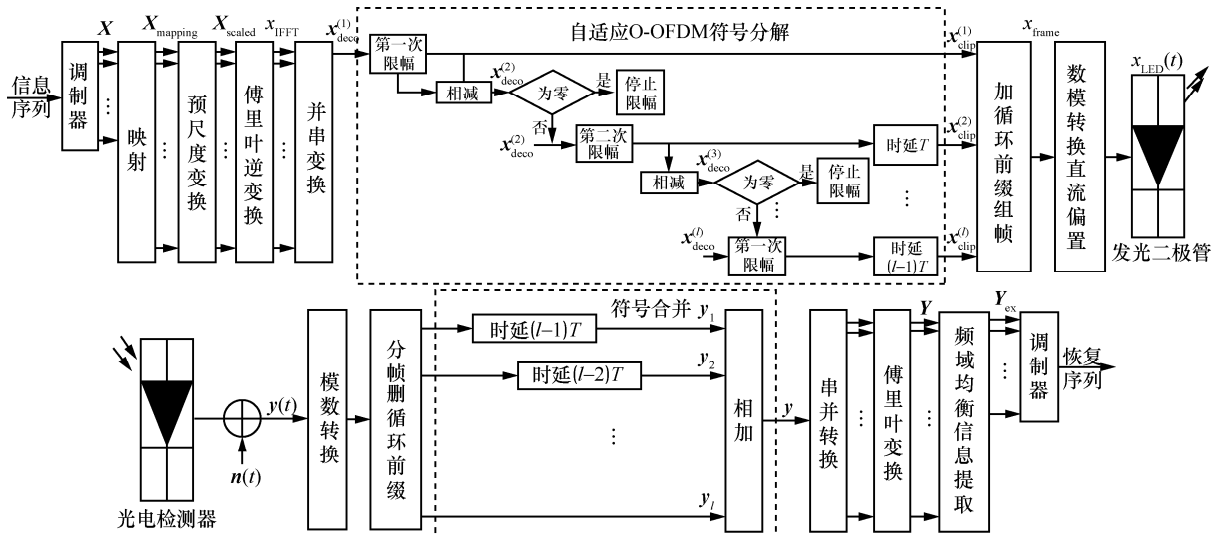


图 1 ASDST 系统原理

号均方差之间的关系为^[20]

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

特别地，当 N 较大时， $E[\alpha] = \frac{\sigma_0}{\sqrt{\zeta}}$ ，

$E[\alpha^2] = \frac{\sigma_0^2}{\zeta}$ ，其中 ζ 为 O-OFDM 的频带利用率。

根据映射信号结构，ACO-OFDM 系统的 $\zeta = \frac{1}{2}$ ，

DCO-OFDM 系统的 $\zeta = \frac{N-2}{N}$ 。进一步，携带信息的子载波平均电符号功率为

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

其中， $P_{\text{b,elec}}$ 为平均电比特功率。

对预尺度变换矢量 $\mathbf{X}_{\text{scaled}}$ 进行傅里叶逆变换，IDFT 由逆快速傅里叶变换 (IFFT, inverse fast Fourier transform) 实现，输出时域信号为

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

其中， $(\cdot)^H$ 表示矩阵共轭转置运算， \mathbf{F} 表示 $N \times N$ 维归一化离散傅里叶变换矩阵。ACO-OFDM 系统时域信号 \mathbf{x}_{IFFT} 满足反对称性，将小于零的信号置零可得到单极性实数信号。在 DCO-OFDM 系统， \mathbf{x}_{IFFT} 为双极性实数信号。

2.1.3 自适应符号分解、串行组帧

当 LED 驱动信号大于开启电压时，LED 才能开启发光。同时也要求驱动信号小于饱和区的最大允许电压，否则 LED 可能被烧毁。假设 LED 的工作区为 $V_{\text{min}} \sim V_{\text{max}}$ ，且已经采用均衡等技术对非线性特性进行了补偿。为了产生单极性信号以及提供足够的照明亮度，通常添加直流偏置 B_{DC} ，因此分解符号允许的动态范围由直流偏置和 LED 工作区范围共同决定。

假设分解符号允许的动态范围，也就是对时域信号 \mathbf{x}_{IFFT} 自适应符号分解的限幅门限上下限分别为 ε_{top} 和 $\varepsilon_{\text{bottom}}$ 。ACO-OFDM 符号非负，当 $B_{\text{DC}} < V_{\text{min}}$ 时，信号被下边限幅，限幅门限为 $\varepsilon_{\text{bottom}} = V_{\text{min}} - B_{\text{DC}}$ ；当 $B_{\text{DC}} \geq V_{\text{min}}$ 时，下边限幅门限为 $\varepsilon_{\text{bottom}} = 0$ ，总之，下边限幅门限表示为 $\varepsilon_{\text{bottom}} = \max(V_{\text{min}} - B_{\text{DC}}, 0)$ 。一般地，上边限幅门限

总是大于下边限幅门限，可以表示为 $\varepsilon_{\text{top}} = V_{\text{max}} - B_{\text{DC}}$ 。DCO-OFDM 符号是双极性实数信号，限幅门限分别为 $\varepsilon_{\text{bottom}} = V_{\text{min}} - B_{\text{DC}}$ 、 $\varepsilon_{\text{top}} = V_{\text{max}} - B_{\text{DC}}$ 。

\mathbf{x}_{IFFT} 经过并串转换输出 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(1)}$ ，然后进行自适应符号分解。由于 \mathbf{x}_{IFFT} 服从高斯分布，符号中可能会出现幅度很大的变量，这时要把符号分解为多个 LED 工作区内的小幅度符号，当无限幅失真时，要的符号分解次数可能过大，导致系统效率严重降低，因此需要预先设定一个最大符号分解次数 L 。

自适应 O-OFDM 符号分解就是根据符号的幅度、限幅门限和 L ，对 O-OFDM 符号重复限幅的过程。首先对符号 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(1)}$ 进行第一次限幅，将限幅输出符号作为第一次符号分解的结果 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}$ 。然后用符号 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(1)}$ 减去 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}$ ，即 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(2)} = \mathbf{x}_{\text{deco}}^{(1)} - \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}$ ，作为是否需要第二次符号分解的判决符号。若 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(2)} = \mathbf{0}$ ，停止符号分解；若 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(2)} \neq \mathbf{0}$ ，将 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(2)}$ 作为第二次符号分解的输入符号。对 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(2)}$ 进行第二次限幅，将限幅输出符号时延 T 得到第二次符号分解的结果 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}$ 。然后用符号 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(2)}$ 减去 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}$ ，即 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(3)} = \mathbf{x}_{\text{deco}}^{(2)} - \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}$ ，作为是否需要第三次符号分解的判决符号。若 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(3)} = \mathbf{0}$ ，停止符号分解；若 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(3)} \neq \mathbf{0}$ ，则将 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(3)}$ 作为第三次符号分解的输入符号。依次类推，直到某次符号分解的判决符号等于零或者达到最大符号分解次数。

第 l 次符号分解的输入为 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(l)}$ ，将限幅输出时延 $(l-1)T$ 得到分解符号 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(l)}$ ，限幅表示为

$$\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(l)}(k) = \begin{cases} \varepsilon_{\text{top}}, & \mathbf{x}_{\text{deco}}^{(l)}(k) \geq \varepsilon_{\text{top}} \\ \mathbf{x}_{\text{deco}}^{(l)}(k), & \varepsilon_{\text{bottom}} < \mathbf{x}_{\text{deco}}^{(l)}(k) < \varepsilon_{\text{top}} \\ \varepsilon_{\text{bottom}}, & \mathbf{x}_{\text{deco}}^{(l)}(k) \leq \varepsilon_{\text{bottom}} \end{cases} \quad (8)$$

其中， $1 \leq l \leq L$ ； $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(l)}(k)$ 和 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(l)}(k)$ 表示符号 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(l)}$ 和 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(l)}$ 的第 k 个变量， $k = 0, 1, \dots, N-1$ 。

假设自适应符号分解了 l 次后结束， $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}, \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}, \dots, \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(l)}$ 就是符号分解的结果。当符号 \mathbf{x}_{IFFT} 的幅度处于区间 $[L\varepsilon_{\text{bottom}}, L\varepsilon_{\text{top}}]$ 时，需要的符号分解次数 $1 \leq l \leq L$ 。符号的方差 σ_0^2 越大，需要的分解次数就越多， l 就越接近 L ，且不存在限幅失真。对于

DCO-OFDM 系统, $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(\text{DCO})} = \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)} + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)} + \dots + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(l)}$, 对于 ACO-OFDM 系统, $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(\text{ACO})} = 2(\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)} + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)} + \dots + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(l)})$ 。

另一方面, 当 \mathbf{x}_{IFFT} 的幅度超出区间 $[L\varepsilon_{\text{bottom}}, L\varepsilon_{\text{top}}]$ 时, 需要的符号分解次数 $l = L$, 即对于区间 $[L\varepsilon_{\text{bottom}}, L\varepsilon_{\text{top}}]$ 内的符号变量可以无失真传输, 而对于超出区间外的符号变量直接限幅, 由此产生了限幅失真。对均值为零的高斯分布的符号限幅, 等效于对符号的幅度衰减, 并加上非高斯分布的限幅噪声, 限幅输出信号为

$$\mathbf{x}_{\text{clip}} = \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)} + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)} + \dots + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(L)} = \eta \mathbf{x}_{\text{IFFT}} + \mathbf{n}_{\text{clip}} \quad (9)$$

其中, \mathbf{n}_{clip} 是非线性限幅噪声; η 是幅度衰减因子, 为

$$\eta = Q(L\lambda_{\text{bottom}}) - Q(L\lambda_{\text{top}}) \quad (10)$$

其中, $\lambda_{\text{top}} = \frac{\varepsilon_{\text{top}}}{\sigma_0}$ 和 $\lambda_{\text{bottom}} = \frac{\varepsilon_{\text{bottom}}}{\sigma_0}$ 分别表示归一化限幅门限的上限和下限; $Q(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_v^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ 表示互补累积函数, 其中 u 是积分变量, v 是互补累积函数自变量。

对分解符号 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}, \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}, \dots, \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(l)}$ 分别加上循环前缀 (CP, cyclic prefix), 以抵抗光信号多径传播和光色散效应导致的符号间干扰。最后依次串行组成帧 $\mathbf{x}_{\text{frame}}$, 帧结构如图 2 所示。

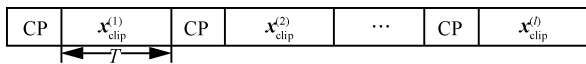


图 2 帧结构

由于采用了串行传输, 不考虑 CP 影响, 当 LED 发送符号速率一定时, 串行传输系统的信息速率是 ISC 系统的 $\frac{1}{l}$, 表示为

$$R_b = \frac{\zeta W \text{lb}(M)}{2l} \text{ bit/s} \quad (11)$$

其中, ζ 为 O-OFDM 的频带利用率, W 为调制带宽。

帧符号经过数模转换, 再添加直流偏置 B_{DC} , 产生 LED 驱动信号 $\mathbf{x}_{\text{LED}}(t)$, 即

$$\mathbf{x}_{\text{LED}}(t) = \mathbf{x}_{\text{frame}}(t) + B_{\text{DC}} \quad (12)$$

最后, 驱动信号直接调制 LED 的强度, LED

发光功率为

$$\begin{aligned} P_{\text{opt}} = E[x_{\text{LED}}(t)] &= \sum_{i=1}^l E[\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(i)}(t) + B_{\text{DC}}] = \\ &= \int_{-\infty}^{L\varepsilon_{\text{bottom}}} l\varepsilon_{\text{bottom}} f_{\mathbf{x}_{\text{IFFT}}}(x) dx + \int_{L\varepsilon_{\text{bottom}}}^{L\varepsilon_{\text{top}}} \mathbf{x}_{\text{clip}} f_{\mathbf{x}_{\text{IFFT}}}(x) dx + \\ &= \int_{L\varepsilon_{\text{top}}}^{\infty} l\varepsilon_{\text{top}} f_{\mathbf{x}_{\text{IFFT}}}(x) dx + lB_{\text{DC}} = \\ &= \sigma_0 (l\lambda_{\text{top}} Q(l\lambda_{\text{top}}) + l\lambda_{\text{bottom}} (1 - Q(l\lambda_{\text{bottom}}))) + \\ &= \varphi(l\lambda_{\text{bottom}}) - \varphi(l\lambda_{\text{top}}) + lB_{\text{DC}} \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $f_{\mathbf{x}_{\text{IFFT}}}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_0^2}\right]$ 为信号 \mathbf{x}_{IFFT} 的概率密度函数。

2.2 接收端

2.2.1 信号接收、符号合并

光无线信道特性随着收发之间的位置变化而缓慢变化, 可看作准静态信道, 常用加性高斯白噪声信道模型表示。光电检测器输出电信号表示为

$$\mathbf{y}(t) = \gamma \mathbf{x}_{\text{LED}}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (14)$$

其中, γ 表示光电转换因子; $\mathbf{n}(t)$ 表示背景光噪声与电路热噪声之和, 是独立于信号的加性高斯白噪声 (AWGN, additive white Gaussian noise), 设其单边功率谱密度为 N_0 。

对 $\mathbf{y}(t)$ 进行模数转换, 依次接收帧中的所有分解符号, 并拆分帧, 删除各个分解符号的 CP; 再将它们分别延迟至时间对齐的分解符号 $\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_l$, 然后按对应位相加, 得到合并的 O-OFDM 符号, 即

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{y}_1 + \mathbf{y}_2 + \dots + \mathbf{y}_l = \\ &= \gamma(\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)} + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)} + \dots + \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(l)}) + \gamma l\mathbf{B} + \mathbf{n}_1 + \mathbf{n}_2 + \dots + \mathbf{n}_l \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{B} = [B_{\text{DC}} \ B_{\text{DC}} \ \dots \ B_{\text{DC}}]^T$; \mathbf{n}_l 表示叠加在第 l 个 O-OFDM 分解符号上的 AWGN, 假设其具有相同的功率谱密度。

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, 输入 N -FFT 模块。ACO-OFDM 系统 FFT 输出频域信号为

$$\mathbf{Y}_{\text{ACO}} = \alpha \gamma \eta \mathbf{X}_{\text{mapping}}^{(\text{ACO})} + \gamma \mathbf{N}_{\text{clip}}^{(\text{ACO})} + \gamma l \hat{\mathbf{B}}_{\text{DC}} + l \mathbf{N}_{\text{AWGN}} \quad (16)$$

其中, \mathbf{N}_{AWGN} 和 $\mathbf{N}_{\text{clip}}^{(\text{ACO})}$ 分别为 AWGN 和非高斯分

布的限幅噪声的傅里叶变换； $\hat{\mathbf{B}}_{\text{DC}} = [\sqrt{N}B_{\text{DC}} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ 为 \mathbf{B} 的傅里叶变换。同理，DCO-OFDM 系统 FFT 输出频域信号为

$$\mathbf{Y}_{\text{DCO}} = \alpha\gamma\eta\mathbf{X}_{\text{mapping}}^{(\text{DCO})} + \gamma\mathbf{N}_{\text{clip}}^{(\text{DCO})} + \gamma l\hat{\mathbf{B}}_{\text{DC}} + l\mathbf{N}_{\text{AWGN}} \quad (17)$$

其中， $\mathbf{N}_{\text{clip}}^{(\text{DCO})}$ 为频域限幅噪声。这里需要说明的是：当 \mathbf{x}_{IFFT} 的幅度在区间 $[L\epsilon_{\text{bottom}}, L\epsilon_{\text{top}}]$ 内时，符号分解次数 $1 \leq l \leq L$ ， $\mathbf{N}_{\text{clip}} = \mathbf{0}$ ；当 \mathbf{x}_{IFFT} 的幅度超出区间 $[L\epsilon_{\text{bottom}}, L\epsilon_{\text{top}}]$ 时，符号分解次数 $l = L$ ， $\mathbf{N}_{\text{clip}} \neq \mathbf{0}$ 。

根据 CLT，非高斯分布的限幅噪声经过 FFT 后转变为高斯分布的噪声，FFT 前后的信号功率不变。叠加在 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统子载波上的限幅噪声方差分别为

$$\sigma_{\text{ACO,clip}}^2 = \frac{P_{\text{s,elec}}}{2} \left\{ \eta(L^2\lambda_{\text{bottom}}^2 + 1) - 2\eta^2 - L\lambda_{\text{bottom}} \cdot \left[\varphi(L\lambda_{\text{bottom}}) - \varphi(L\lambda_{\text{top}}) \right] - \varphi(L\lambda_{\text{top}})(L\lambda_{\text{top}} - L\lambda_{\text{bottom}}) + Q(L\lambda_{\text{top}})(L\lambda_{\text{top}} - L\lambda_{\text{bottom}}) \right\} \quad (18)$$

$$\sigma_{\text{DCO,clip}}^2 = P_{\text{s,elec}} \left\{ \eta - \eta^2 - \left\{ \varphi(L\lambda_{\text{bottom}}) - \varphi(L\lambda_{\text{top}}) + L\lambda_{\text{bottom}} [1 - Q(L\lambda_{\text{bottom}})] + L\lambda_{\text{top}} Q(L\lambda_{\text{top}}) \right\}^2 + L^2\lambda_{\text{bottom}}^2 [1 - Q(L\lambda_{\text{bottom}})] + L^2\lambda_{\text{top}}^2 Q(L\lambda_{\text{top}}) + L\lambda_{\text{bottom}}\varphi(L\lambda_{\text{bottom}}) - L\lambda_{\text{top}}\varphi(L\lambda_{\text{top}}) \right\} \quad (19)$$

其中， $\varphi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-u^2}{2}\right)$ 。可以看出，限幅噪声方差与归一化限幅门限和最大符号分解次数有关。

根据发送端 O-OFDM 符号的映射结构，提取包含信息的子载波，然后均衡信道衰减。在 ACO-OFDM 系统，提取 \mathbf{Y}_{ACO} 的前一半奇数子载波信号，得到长度为 $\frac{N}{4}$ 的矢量信号

$$\mathbf{Y}_{\text{ex}}^{(\text{ACO})} = \left[\mathbf{Y}(1) \ \mathbf{Y}(3) \ \mathbf{Y}(5) \ \dots \ \mathbf{Y}\left(\frac{N}{2}-1\right) \right]^T, \text{ 其中} \quad \mathbf{Y}(k) = \alpha\gamma\eta\mathbf{X}_{\text{mapping}}(k) + \gamma\sigma_{\text{ACO,clip}}\bar{\mathbf{N}}(k) + \sigma_{\text{AWGN}}\bar{\mathbf{N}}(k) \quad (20)$$

其中， $\bar{\mathbf{N}}(k)$ 表示均值为 0、方差为 1 的高斯白噪声，

$k = 1, 3, 5, \dots, \frac{N}{2}-1$ ； $\sigma_{\text{ACO,clip}}$ 和 σ_{AWGN} 分别表示限幅噪声和 AWGN 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，因此直流项被删除。在 DCO-OFDM 系统，提取 \mathbf{Y}_{DCO} 的第 $1 \sim \frac{N}{2}-1$ 个子载波信息，得到长度为 $\frac{N}{2}-1$ 的提取矢量

$$\mathbf{Y}_{\text{ex}}^{(\text{DCO})} = \left[\mathbf{Y}(1) \ \mathbf{Y}(2) \ \mathbf{Y}(3) \ \dots \ \mathbf{Y}\left(\frac{N}{2}-1\right) \right]^T, \text{ 其中} \quad \mathbf{Y}(k) = \alpha\gamma\eta\mathbf{X}_{\text{mapping}}(k) + \gamma\sigma_{\text{DCO,clip}}\bar{\mathbf{N}}(k) + \sigma_{\text{AWGN}}\bar{\mathbf{N}}(k) \quad (21)$$

其中， $k = 1, 2, 3, \dots, \frac{N}{2}-1$ ， $\sigma_{\text{DCO,clip}}$ 表示限幅噪声均方差。

最后将提取信号输入最大似然 QAM 解调器，采用矩形星座 QAM 解调比特误码率为^[21]

$$P_e = \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\text{lb}(M)\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3\text{lb}(M)}{M-1}} \Gamma_{\text{SNR}}\right) \quad (22)$$

其中， Γ_{SNR} 为比特信噪比，表示 QAM 解调器输入的比特能量和噪声功率谱密度之比，即

$$\Gamma_{\text{SNR}} = \frac{\alpha^2\eta^2\gamma^2P_{\text{s,elec}}}{\text{lb}(M)(\sigma_{\text{clip}}^2 + lWN_0)} \quad (23)$$

3 数值仿真和分析

采用 Monte Carlo 法对系统设计和理论分析进行仿真验证。O-OFDM 符号数 $N_{\text{sym}} = 10\ 000$ ，

O-OFDM 的调制带宽 $W = 20\ \text{MHz}$ ，AWGN 单边功率谱密度 $N_0 = 10^{-21}\ \text{A}^2 \cdot \text{Hz}^{-1}$ [22]。发端光源选取欧司朗（型号为 OSRAM LUW W5SM）白光 LED，LED 的线性工作区为 $V_{\text{min}} = 0.1\ \text{V}$ ， $V_{\text{max}} = 1\ \text{V}$ 。直流偏置 $B_{\text{DC}} = 0.2\ \text{V}$ ，光电转换因子 $\gamma = 1\ \text{A} \cdot \text{W}^{-1}$ 。ACO-OFDM 的上、下边限幅门限分别为 $\epsilon_{\text{top}} = 0.8\ \text{V}$ 、 $\epsilon_{\text{bottom}} = 0\ \text{V}$ ，DCO-OFDM 的上、下边限幅门限分别为 $\epsilon_{\text{top}} = 0.8\ \text{V}$ 、 $\epsilon_{\text{bottom}} = -0.1\ \text{V}$ 。

由于 IFFT 输出的 \mathbf{x}_{IFFT} 服从高斯分布，自适应符号分解得到的分解符号的个数是一个随机变量，并且 AWGN 也是随机变量，因此仿真时采用 Monte Carlo 统计的方法，得到平均的符号分解次数 \bar{l} 、光功率 $p_{\text{opt}}^{(\text{ave})}$ 、误差矢量幅度 $\xi_{\text{EVM}}^{(\text{ave})}$ 、误码率 $p_e^{(\text{ave})}$ 和信息速率 $R_b^{(\text{ave})}$ 。

3.1 符号分解

图3和图4为4QAM调制、子载波数 $N=16$ 、方差分别为25 dBm和35 dBm时,ACO-OFDM ASDST系统的符号分解。图3(a)为方差 $\sigma_0^2=25$ dBm的时域信号,可以看出 $\mathbf{x}_{\text{deco}}^{(1)}$ 是双极性实数信号,且具有反对称性,删除小于零的信号后不丢失信息。图3(b)为第一次符号分解输出信号 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(1)}$,信号被限制在 $0\sim 0.8$ 。图3(c)为第二次符号分解输出符号 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}$,此时符号中最大变量幅度小于0.2,因此不需要再进行符号分解。图4(a)所示为方差 $\sigma_0^2=35$ dBm的时域信号,图4(b)~图4(e)分别为4次符号分解的结果。可以看出,O-OFDM符号方差越大,需要的符号分解次数就越多,且符号分解次数随着符号幅度实际大小而变,是一个随机变量。

3.2 平均符号分解次数 \bar{l}

图5为当4QAM调制、 $N=256$ 、最大符号分解

次数 $L=6$ 时,ASDST系统 \bar{l} 随着 σ_0^2 变化的曲线。ISC和SDST的 \bar{l} 固定不变,是一个常数。ASDST的 \bar{l} 随着 σ_0^2 而变。当 σ_0^2 较小时, \bar{l} 很小,这是因为符号幅度变化较小,处于LED工作区内的概率大,因此需要的 \bar{l} 很小。随着 σ_0^2 逐渐增大,符号PAPR增大,需要的 \bar{l} 也逐渐增大。当 σ_0^2 逐渐增大到一定程度时,需要的 \bar{l} 很大,达到了所限制的最大符号分解次数 L 。例如ACO-OFDM系统,当 $\sigma_0^2=21.9$ dBm时, $\bar{l}=2$; $\sigma_0^2=30$ dBm时, $\bar{l}=4$; $\sigma_0^2=34$ dBm时, $\bar{l}=6$ 。总体来看,ASDST比ISC和SDST所需的 \bar{l} 明显减少,特别是当 σ_0^2 较小时。这是由于ISC和SDST符号分解次数固定不变,分解符号中会出现大量全零符号,不载荷任何信息。而ASDST自适应决定符号分解,符号分解完成为止,所以消除了全零符号。

3.3 平均光功率

图6为当4QAM调制、 $N=256$ 、 $L=6$ 时,ASDST系统的 $p_{\text{opt}}^{(\text{ave})}$ 随着 σ_0^2 变化的曲线。由图6可以看出,

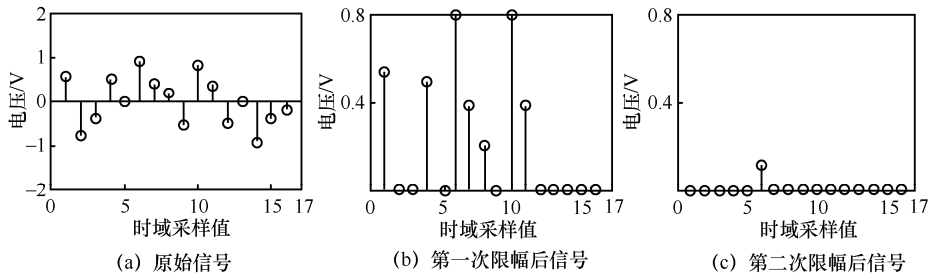


图3 方差 $\sigma_0^2=25$ dBm时ACO-OFDM ASDST的符号分解

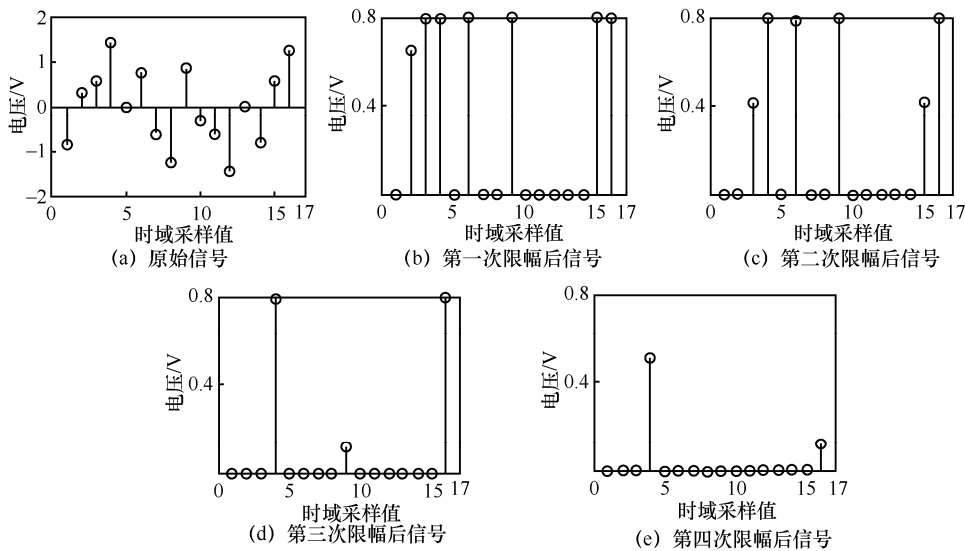


图4 方差 $\sigma_0^2=35$ dBm时ACO-OFDM ASDST的符号分解

ASDST 系统 $p_{\text{opt}}^{(\text{ave})}$ 的仿真结果和理论值吻合, 验证了理论分析平均光功率的正确性。当 σ_0^2 较小时, ASDST 比 ISC 和 SDST 系统的 \bar{l} 小, 需要的 $p_{\text{opt}}^{(\text{ave})}$ 也远小于 ISC 和 SDST 系统。而随着 σ_0^2 逐渐增大, ASDST 的 \bar{l} 逐渐变大, 需要的 $p_{\text{opt}}^{(\text{ave})}$ 也越来越大。最后 ASDST、ISC 和 SDST 的平均光功率重合, 此时 $\bar{l} = L$ 。总体来看, ASDST 消除了全零符号, 用更少的分解符号传输同样多的信息, 因此更节约光功率。

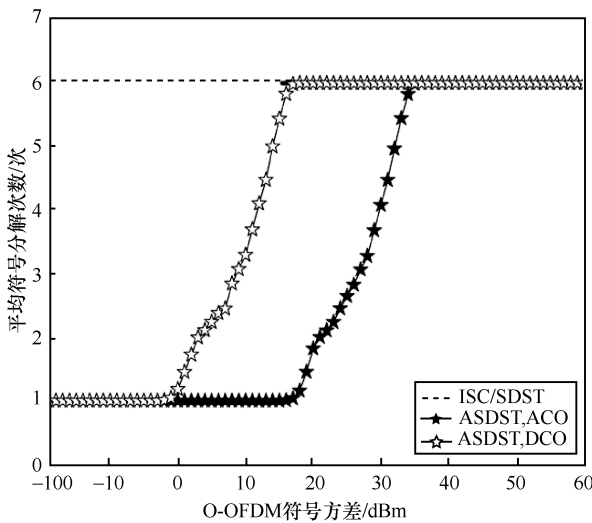


图 5 ASDST 系统平均符号分解次数

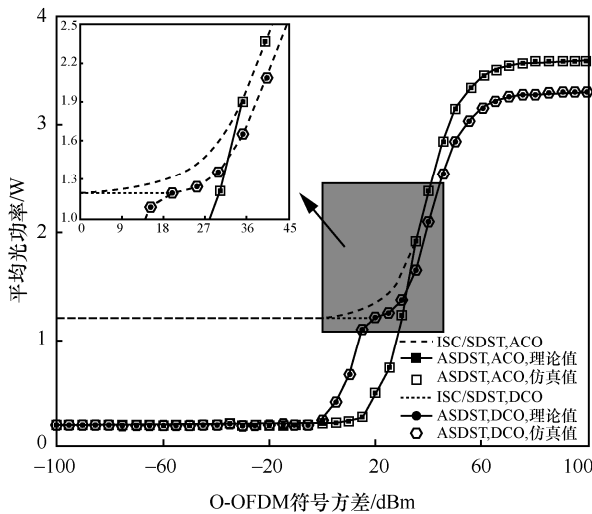


图 6 ASDST 系统平均光功率

3.4 平均误码率和平均误差矢量幅度

图 7 为当 $N=256$ 、 $L=6$ 、16QAM 和 64QAM 调制时, ISC、SDST 和 ASDST 的 BER 随着 σ_0^2 变化的性能曲线。在不使用纠错编码时, 考虑 BER 达

到 10^{-5} 。当 σ_0^2 较小时, ASDST 的 BER 性能明显优于 ISC 和 SDST。例如 ACO-OFDM 系统 16QAM 调制下, 当 BER 达到 10^{-5} 时, ASDST 所需的符号方差比 ISC 和 SDST 少 8 dBm, 也就是需要的比特信噪比更小。这是由于此时几乎不存在限幅噪声, 而 ISC 和 SDST 系统分解符号中有大量不包含任何信息的全零符号, 分解符号经过信道传输在接收端符号合并时, 全零符号越多, 引入的背景噪声就越大, 导致 BER 性能就越差。ASDST 消除了全零符号, 平均符号分解次数减少, 符号合并时的噪声较小, BER 性能更好。当 σ_0^2 较大时, O-OFDM 符号的 PAPR 也很大, ASDST 的符号分解次数和 ISC 与 SDST 相同, 导致背景噪声和限幅噪声也相同, 因此 BER 性能相同。总体来看, ISC 和 SDST 的符号分解次数相等时具有相同的 BER 性能。O-OFDM 符号方差较小时 ASDST 的 BER 性能明显优于 ISC 和 SDST。随着调制阶数的增大, BER 变差。同时, 与 ISC 相比, ASDST 解决了信道增益差异导致的 BER 性能变差的问题。

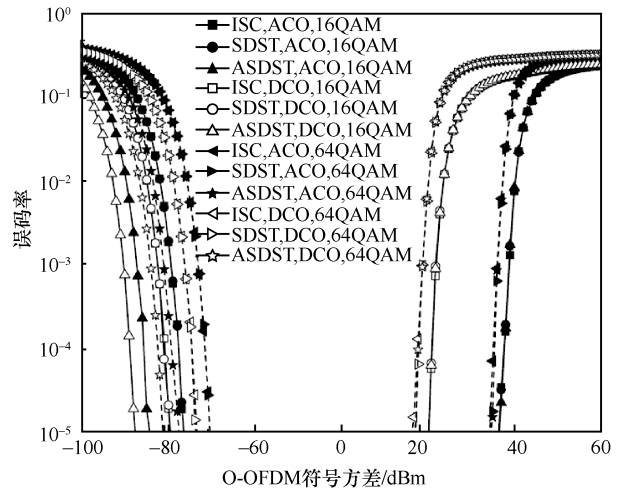


图 7 ISC、SDST 和 ASDST 系统 BER 性能曲线

误差矢量幅度描述接收星座点和标准星座点之间的差异, 定义为^[3]

$$\xi_{\text{EVM}} = 10 \lg \frac{1}{N_{\text{sym}}} \frac{1}{N_{\text{sc}}} \frac{1}{P_0} \sum_{i=1}^{N_{\text{sym}}} \sum_{j=1}^{N_{\text{sc}}} \left\{ \left[I(i, j) - I_0(i, j) \right]^2 + \left[R(i, j) - R_0(i, j) \right]^2 \right\} \text{ dB} \quad (24)$$

其中, N_{sc} 表示解调提取的有效子载波数; $I(i, j)$ 、 $R(i, j)$ 和 $I_0(i, j)$ 、 $R_0(i, j)$ 分别表示第 i 个 O-OFDM 符号的第 j 个观测星座点和标准星座点的实部和虚

部； P_0 表示标准星座点的平均电功率，归一化调制时 $P_0=1$ W。

图 8 所示为当 $N=256$ 时，ACO-OFDM、DCO-OFDM ASDST 系统的 EVM 随着 σ_0^2 变化的曲线。当 σ_0^2 逐渐增大时，EVM 越来越小。这是因为此时不存在限幅噪声， \bar{I} 为 1，背景噪声不变，也就是系统的总噪声几乎不变，符号方差增大也就是信号增大，所以 EVM 越来越小。当 σ_0^2 增大到一定程度时，符号分解次数还没有跳变增大，也就是背景噪声不变，但是限幅噪声随着符号方差逐渐增大，总体噪声变大，导致 EVM 慢慢变大。随后，当符号分解次数跳变增大后，背景噪声增大，限幅噪声明显变小，总体噪声变小，EVM 又变小。再随着 σ_0^2 增大，限幅噪声和背景噪声都明显增大，EVM 又变大。如此反复，直到达到最大符号分解次数，因此 EVM 出现了一段曲折线。当 σ_0^2 较大时，设置的 L 越大，限幅噪声越小，EVM 也越小。

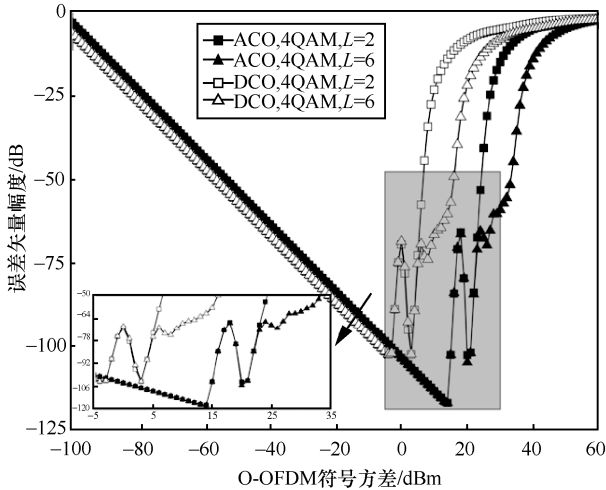


图 8 ASDST 系统 EVM 性能曲线

图 9 和图 10 分别为当 $N=256$ ，ACO-OFDM 和 DCO-OFDM ASDST 系统 BER 性能随着 σ_0^2 变化的曲线。误码率仿真结果和理论分析值吻合，验证了理论分析比特信噪比的正确性。4QAM 比 16QAM 调制的 BER 性能好。当 σ_0^2 较小时，需要的平均符号分解次数很小，小于设置的 L ，因此 BER 不随 L 的增大而变化，BER 曲线几乎都重合。当 σ_0^2 较大时， L 越大，限幅噪声越小，BER 性能越好。比如，对于 ACO-OFDM 系统 4QAM 调制，当符号方差为 46 dBm 时， $L=2$ 的 $BER \approx 5 \times 10^{-2}$ ， $L=6$ 的 $BER \approx 7 \times 10^{-3}$ 。

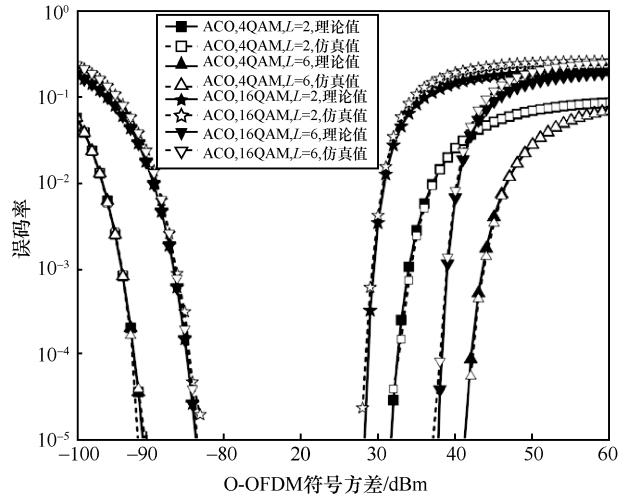


图 9 ACO-OFDM ASDST 系统 BER 性能曲线

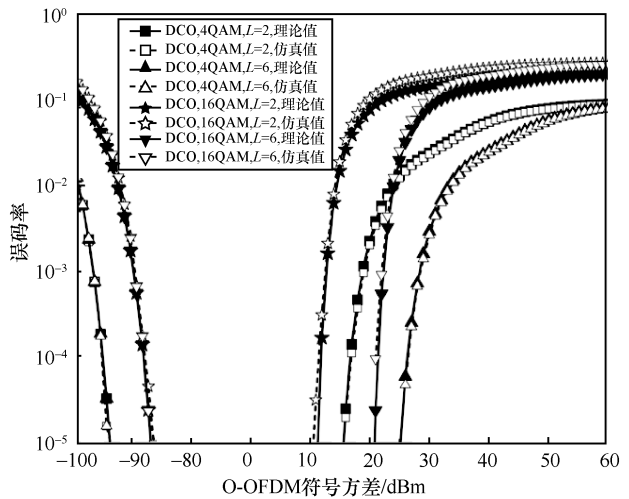


图 10 DCO-OFDM ASDST 系统 BER 性能曲线

3.5 平均信息速率

图 11 所示为当 $N=256$ 时，ASDST 系统的平均信息速率 $R_b^{(ave)}$ 随着 σ_0^2 变化的曲线。ISC 和 SDST 符号分解次数为 4，ASDST 系统最大符号分解次数 $L=4$ 。ISC 和 SDST 系统的符号分解次数给定，所以信息速率不随符号方差变化，是一个常数。同样条件下，ISC 的 4 个分解符号同时经过 4 个 LED 发射，相当于并行传输，所以信息速率最大。SDST 串行传输分解符号，所以信息速率最小，等于 ISC 的 $\frac{1}{4}$ 。ASDST 符号分解次数随着方差而变， $R_b^{(ave)}$ 也随着方差在变化，且介于 ISC 和 SDST 之间。当 σ_0^2 较小时，ASDST 平均符号分解次数为 1，所以信息速率和 ISC 相同。随着 σ_0^2 逐渐变大，平均符号分解次数增大， $R_b^{(ave)}$ 逐渐变小。当 σ_0^2 继续增大，ASDST 的

\bar{l} 达到 L , 信息速率和 SDST 相同。总之, ASDST 的信息速率始于 ISC 而终于 SDST。比如 ACO-OFDM 系统 4QAM 调制下, 当符号方差为 0 dBm 时, SDST 的信息速率为 $2.5 \text{ Mbit}\cdot\text{s}^{-1}$, ISC 和 ASDST 的信息速率为 $10 \text{ Mbit}\cdot\text{s}^{-1}$ 。当符号方差为 30 dBm 时, ASDST 的信息速率减小为 $2.5 \text{ Mbit}\cdot\text{s}^{-1}$ 。另一方面, 可以通过增大调制阶数来提高 $R_b^{(ave)}$ 。例如, 在 DCO-OFDM 系统, 当符号方差为 0 dBm 时, 4QAM 调制 ASDST 的信息速率约为 $20 \text{ Mbit}\cdot\text{s}^{-1}$, 64QAM 调制 ASDST 的信息速率约为 $60 \text{ Mbit}\cdot\text{s}^{-1}$ 。

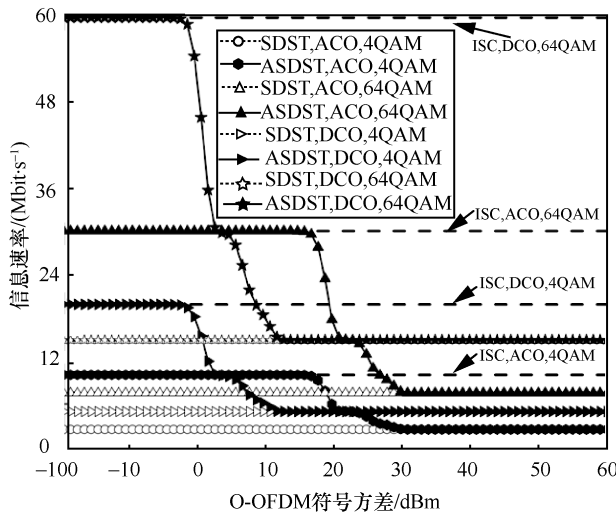


图 11 ASDST 系统平均信息速率变化曲线

4 结束语

自适应 O-OFDM 符号分解串行传输系统根据 O-OFDM 符号的幅值大小自适应决定符号分解次数, 解决了迭代信号限幅技术和 O-OFDM 符号分解串行传输系统在符号方差较小时随着符号分解次数逐渐增大 BER 性能变差的问题, 节约了 LED 发光功率, 提高了系统频带利用率和信息传输速率, 同时避免了信道增益差异而导致的误码率性能变差问题。

参考文献:

[1] 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.
 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.
 [2] KIM J K, HYUN K, PARK S K. Adaptive predistorter using NLMS algorithm for nonlinear compensation in visible-light communication system[J]. Electronics Letters, 2014, 50(20): 1457-1459.
 [3] QIAN H, YAO S J, CAI S Z, et al. Adaptive postdistortion for

nonlinear LEDs in visible light communications[J]. IEEE Photonics Journal, 2014, 6(4): 1-8.
 [4] ZHANG M, ZHANG Z. An optimum DC-biasing for DCO-OFDM system[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(8): 1351-1354.
 [5] 陆庆峰, 季新生, 黄开枝, 等. 降低可见光通信不均匀限幅正交频分复用系统非线性限幅失真的功率分配方法[J]. 光学学报, 2014, 34(7):46-53.
 LU Q F, JI X S, HUANG K Z, et al. Power allocation method for reducing nonlinearity clipping distortion in asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing based visible light communication[J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(7): 46-53.
 [6] GAO M, LI C, XU Z. Optimal transmission of VLC system in the presence of LED nonlinearity and APD module saturation[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(5): 1-14.
 [7] 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. Piscataway: IEEE Press, 2015: 22-25.
 [8] 张俊, 张剑. 降低可见光通信 OFDM 系统峰均比的非线性压扩变换研究[J]. 信息工程大学学报, 2016, 17(1): 1-5.
 ZHANG J, ZHANG J. Research on non-linear companding transform of PAPR reduction in visible light communication OFDM system[J]. Journal of Information Engineering University, 2016, 17(1): 1-5.
 [9] 袁建国, 辛雪琪, 赵鑫鑫, 等. 光 OFDM 系统中一种联合改进的低复杂度 PTS 峰均比抑制技术[J]. 半导体光电, 2019, 40(5): 708-713.
 YUAN J G, XIN X Q, ZHAO X X, et al. A joint-improved PTS scheme with low complexity of the PAPR reduction technology for O-OFDM systems[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2019, 40(5): 708-713.
 [10] 何聪聪, 吴雅婷, 韩梦欣, 等. 一种降低 IM/DD O-OFDM 系统峰均比功率的低复杂度 SLM 方案[J]. 光学学报, 2018, 38(8): 300-305.
 HE C C, WU Y T, HAN M X, et al. A low-complexity SLM scheme for peak-to-average power ratio reduction in IM/DD O-OFDM systems[J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(8): 300-305.
 [11] HAO L, WANG D, TAO Y, et al. The extended SLM combined autoencoder of the PAPR reduction scheme in DCO-OFDM systems[J]. Applied Sciences, 2019, 9(5): 852-866.
 [12] 赵瑶, 王翀, 杨宏, 等. 改进的可见光通信系统 SLM 峰均比抑制方法[J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(4): 914-918.
 ZHAO Y, WANG C, YANG H, et al. Improved SLM peak-to-average ratio suppression method in visible light communication[J]. Systems Engineering and Electronics, 2019, 41(4): 914-918.
 [13] GUO X, GUO Y, LI S. Experimental investigation of Zadoff-Chu matrix precoding for visible light communication system with OFDM modulation[J]. Advances in Condensed Matter Physics, 2018: 1-6.
 [14] SHARIFI A A. PAPR reduction of optical OFDM signals in visible light communications[J]. ICT Express, 2019, 5(3): 202-205.
 [15] AZIM A W, GUENNEC Y L, MAURY G. Performance analysis of precoded layered ACO-OFDM for visible light communication systems[J]. Optics Communications, 2019(440): 49-60.
 [16] VAPPANGI S, MANI V V. Performance analysis of DST-based intensity modulated/direct detection (IM/DD) systems for VLC[J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19(4): 1320-1337.
 [17] GUO H C, XU Y F, LI X J, et al. A high-speed phosphorescent LED-based visible light communication system utilizing SQGNRC

precoding technique[J]. *Photonic Network Communications*, 2017, 34(3): 461-467.

[18] 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.

[19] 贾科军, 杨博然, 陆皓, 等. 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[J]. *中国激光*, 2020, 47(4): 234-242.

JIA K J, YANG B R, LU H, et al. LED nonlinearity mitigation for visible light communication optical-orthogonal frequency division multiplexing system with symbol decomposing techniques[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(4): 234-242.

[20] DIMITROV S, SINANOVIC S, HAAS H, et al. A comparison of OFDM-based modulation schemes for OWC with clipping distortion[C]//2011 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2011: 787-791.

[21] 詹亚锋, 曹志刚, 马正新. M-QAM 信号的调制制式识别[J]. *通信学报*, 2004, 25(2): 68-74.

ZHAN Y F, CAO Z G, MA Z X. Modulation classification of M-QAM signals[J]. *Journal on Communications*, 2004, 25(2): 68-74.

[22] MARSHOUD H, KAPINAS V M, KARAGIANNIDIS G K, et al. Non-orthogonal multiple access for visible light communications[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016, 28(1): 51-54.



杨博然 (1996-), 男, 吉林长春人, 兰州理工大学硕士生, 主要研究方向为可见光通信 LED 非线性抑制技术。



曹明华 (1979-), 男, 甘肃平凉人, 博士, 兰州理工大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为微波光子学与无线光通信技术。



黎锁平 (1965-), 男, 甘肃合水人, 博士, 兰州理工大学教授、博士生导师, 主要研究方向为随机系统的优化与控制、无线通信业务流与数据通信协议分析设计。

[作者简介]



贾科军 (1978-), 男, 陕西兴平人, 博士, 兰州理工大学教授、硕士生导师, 主要研究方向为多载波调制、可见光通信技术。



郝莉 (1971-), 女, 四川成都人, 博士, 西南交通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信理论与关键技术。