

一种自适应 O-OFDM 符号分解串行传输 系统接收机设计

贾科军¹, 秦翠翠^{1,2}, 蔺莹¹, 彭铎¹, 曹明华¹, 黎锁平³

(1. 兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃兰州 730050; 2. 兰州城市学院教务处, 甘肃兰州 730070;
3. 兰州理工大学理学院, 甘肃兰州 730050)

摘要: 自适应光正交频分复用符号分解串行传输(Adaptive Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing Symbol Decomposition with Serial Transmission, O-OFDM-ASDST)可以抑制 O-OFDM 系统非线性失真,但在接收端将分解符号合并时会增大加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN),因此设计一种能够抑制 AWGN 的新型接收机. 分析了 O-OFDM 分解符号的结构特征和可观测到的 AWGN 的最大偏移分量,基于此对接收分解符号进行预处理,尽可能恢复出原本等于限幅门限和零值的时域抽样值,再根据 O-OFDM 分解符号特征,重构接收分解符号. 最后采用蒙特卡洛(Monte Carlo)误码率仿真方法,验证了接收机的有效性.

关键词: 可见光通信;光正交频分复用;非线性失真;接收机设计;加性高斯白噪声

基金项目: 国家自然科学基金(No.61875080, No.61461026);甘肃省自然科学基金(No.22JR5RA276);兰州理工大学博士科研启动经费(No.061903)

中图分类号: TN929.12

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)07-1741-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20220248

A Receiver Design for Adaptive O-OFDM Symbol Decomposition Serial Transmission System

JIA Ke-jun¹, QIN Cui-cui^{1,2}, LIN Ying¹, PENG Duo¹, CAO Ming-hua¹, LI Suo-ping³

(1. School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China;
2. Academic Affairs Office, Lanzhou City University, Lanzhou, Gansu 730070, China;
3. School of Science, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China)

Abstract: Adaptive optical orthogonal frequency division multiplexing symbol decomposition with serial transmission (O-OFDM-ASDST) can mitigate the nonlinear distortion of O-OFDM systems. However, it increases additive white Gaussian noise (AWGN) when the decomposed symbols are combined at the receiver, and so a receiver that can mitigate AWGN noise is designed. The structural characteristics of the O-OFDM decomposition symbols and the maximum offset component of the observable AWGN noise are analyzed. Further, the received decomposition symbols are preprocessed to recover the time domain sampling values that are originally equal to the clip threshold and zero value as much as possible, and then the received decomposition symbols are reconstructed according to the O-OFDM decomposition symbol characteristics. Finally, the Monte Carlo bit error rate simulation method is used to verify the effectiveness of the receiver.

Key words: visible light communication; optical orthogonal frequency division multiplexing; nonlinear distortion; receiver design; additive white Gaussian noise

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.61875080, No.61461026); Natural Science Foundation of Gansu Province of China (No.22JR5RA276); PhD Research Funding of Lanzhou University of Technology (No.061903)

1 引言

可见光通信(Visible Light Communications, VLC)利用可见光作为信息载体,以普通发光二极管(Light Emitting Diode, LED)为光源,在照明的同时实现高速通信^[1]. VLC 不仅可解决射频通信频谱资源短缺的问题,还能够与传统射频通信交互融合,在物联网、智慧城市和井下作业等领域带来创新应用和价值体验^[2].

光正交频分复用(Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing, O-OFDM)可抑制光信号多径传播导致的符号间干扰、人造光源产生的窄带干扰和实现自适应调制. 但是 O-OFDM 信号的峰均比(Peak to Average Power Ratio, PAPR)较大^[3]. 通常 VLC 采用强度调制/直接检测(Intensity Modulation/Direct Detection, IM/DD)实现,要求 LED 驱动信号应为单极性实信号^[4]. 而传统复数 OFDM 无法直接应用, O-OFDM 应运而生,其中 ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped O-OFDM)和 DCO-OFDM (Direct Current Biased O-OFDM)是两种典型的 O-OFDM^[5]. 另一方面,可见光通信也面临非线性失真的挑战,其中 LED 是导致非线性失真的主要器件^[6]. 通常采用均衡等方法可以使 LED 电光转换的非线性映射线性化,但是线性区范围受限. 因此 O-OFDM 信号容易超出 LED 的最大允许电压或小于开启电压,引起非线性限幅失真. 同时,光信号经过无线信道和光电检测器时,还会受到背景光引起的散粒噪声和接收机热噪声的影响^[7]. 总之,如何抑制 LED 非线性失真和噪声干扰,对提高误码率(Bit Error Rate, BER)等性能至关重要.

抑制 LED 非线性失真的方法大致可分为非线性校正法和信号波形成型法. 非线性校正法通过线性化系统的非线性,使输入信号在动态范围内呈无失真传输. 信号波形成型法通过改变信号波形以减少非线性失真. 相比而言,波形成型法简单且易于实现. 文献[8]提出了迭代信号限幅(Iterative Signal Clipping, ISC),将 O-OFDM 符号分解为多个小幅度符号,然后各分解符号分别输入多个 LED. 接收端使用单个光电检测器恢复 O-OFDM 符号. ISC 原理简单、不牺牲信息传输速率,但需要多个 LED 同步、同方向发射光信号,这就造成同步和硬件实现复杂. 基于此,文献[9]提出 O-OFDM 符号分解串行传输(Symbol Decomposing with Serial Transmission, SDST),将 O-OFDM 分解符号串行组帧,依次输入单个 LED. 接收端拆分帧,将各分解符号按对应位相加恢复 O-OFDM 符号. 与 ISC 相比,SDST 降低了对同步的要求,硬件实现简单. 但是,ISC 和 SDST 系统符号分解次数固定,导致 BER 性能较差. 进一步,文献[10]提出自适应 SDST(Adaptive SDST, ASDST),避免了符号分解次数可能设置不当的问题,不仅提高了 BER 性能和信息速率,还节约了 LED 发光功率. 在 SDST 和 ASDST 接收端,将接收到的各分解符号直接相加,恢复

分解前的 O-OFDM 符号. 但是,由于各分解符号独立通过信道,若对多个分解符号直接相加合并,叠加在各分解符号上的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)也会直接相加,导致 AWGN 增大,BER 性能变差. 因此,本文基于 ASDST 系统,针对如何抑制 AWGN 增大问题进行研究,以期进一步优化 ASDST 系统性能.

本文在对 ASDST 分解符号充分研究的基础上,设计了一种新型的接收机. 通过逐一分析分解符号各时域抽样信号,总结出 ACO-OFDM-ASDST 和 DCO-OFDM-ASDST 分解符号的结构特征,并得到 AWGN 噪声的最大偏移分量,基于此对接收分解符号进行预处理,尽可能恢复出原本等于限幅门限和零值的时域抽样值,再根据 O-OFDM 分解符号结构特征,重构接收分解符号. 最后采用蒙特卡洛(Monte Carlo)误码率仿真方法,验证了新型接收机的有效性.

2 ASDST 系统原理

2.1 发送端

ASDST 系统原理如图 1 所示. 二进制信息序列经过多阶正交幅度调制(Multi-level Quadrature Amplitude Modulation, MQAM),再进行厄米特映射^[11],接着逆快速傅里叶变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)得到双极性实数信号 \mathbf{x}_{IFFT} . 当子载波数较大时 \mathbf{x}_{IFFT} 服从高斯分布,其均值为零,方差 $\sigma_0^2 = E[\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^2]$ ^[12]. 对时域信号并串转换输出 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(0)}$,然后进行自适应 O-OFDM 符号分解,原理如图 2 所示.

假设最大符号分解次数为 L ,符号分解过程如下:

- (1) 对 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(0)}$ 双边限幅得到 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(0)}$, $l=1, 2, \dots, L$ 表示限幅次数.
- (2) $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(0)}$ 减去 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(0)}$ 得到符号 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(1)}$.
- (3) 判断 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(l)}$ 是否为零全符号,如果是则停止限幅,否则设 $l=l+1$, $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(l)} = \mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(l-1)}$,并继续返回执行步骤(1),直到 $l=L$ 为止.

符号分解结束后得到 l 个分解符号,即 $\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(0)}, \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(2)}, \dots, \mathbf{x}_{\text{clip}}^{(l)}$,其中第 l 个分解符号表示为

$$\mathbf{x}_{\text{clip}}^{(l)}(n) = \begin{cases} \varepsilon_{\text{top}}, & \mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(l)}(n) \geq \varepsilon_{\text{top}} \\ \mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(l)}(n), & \varepsilon_{\text{bottom}} \leq \mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(l)}(n) \leq \varepsilon_{\text{top}} \\ \varepsilon_{\text{bottom}}, & \mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{(l)}(n) \leq \varepsilon_{\text{bottom}} \end{cases} \quad (1)$$

其中, ε_{top} 和 $\varepsilon_{\text{bottom}}$ 分别表示上边和下边限幅门限, $n=1, 2, \dots, N$ 表示时域信号样本索引值. 假设直流偏置为 B_{DC} , LED 线性动态范围为 $V_{\text{min}} \sim V_{\text{max}}$, 则 ACO-OFDM 上、下边限幅门限为 $\varepsilon_{\text{top}} = V_{\text{max}} - B_{\text{DC}}$, $\varepsilon_{\text{bottom}} = \max(V_{\text{min}} - B_{\text{DC}}, 0)$; DCO-OFDM 的限幅门限分别为 $\varepsilon_{\text{top}} = V_{\text{max}} - B_{\text{DC}}$ 和 $\varepsilon_{\text{bottom}} = V_{\text{min}} - B_{\text{DC}}$. 然后, l 个分解符号分别添加循环

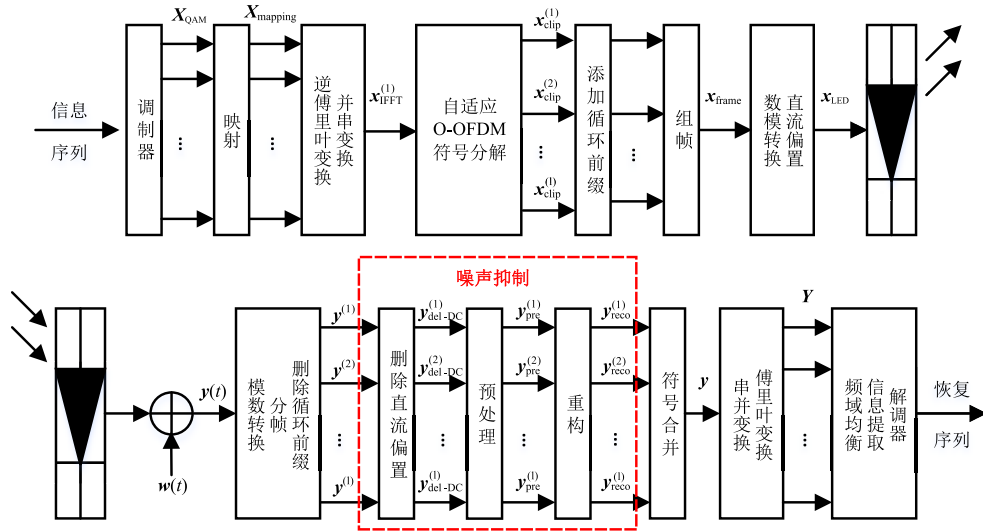


图 1 ASDST 系统原理图

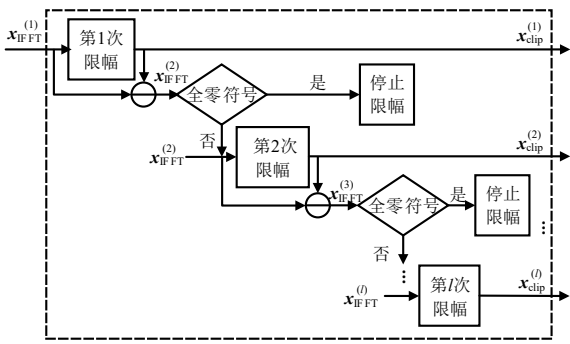


图 2 自适应 O-OFDM 符号分解的原理图

前缀 (Cyclic Prefix, CP), 再串行组帧得到帧符号 x_{frame} .

最后, 帧符号经过数模转换和直流偏置 (Direct Current, DC) 得到 LED 驱动信号 $x_{LED}(t)$, 即

$$x_{LED}(t) = x_{frame}(t) + B_{DC} \quad (2)$$

2.2 接收端

光电检测器接收经过无线信道传输的光信号并转换为电信号, 由背景光引起的散粒噪声和接收机产生的热噪声建模为 AWGN^[13]. 接收电信号表示为

$$y(t) = \gamma x_{LED}(t) + w(t) \quad (3)$$

其中, γ 表示光电转换因子, $w(t)$ 表示 AWGN. 经过模数转换、拆分帧和删除 CP 得到接收分解符号 $y^{(1)}, y^{(2)}, \dots, y^{(l)}$, 其中第 l 个符号为

$$y^{(l)} = \gamma x_{clip}^{(l)} + \gamma B_{DC} + w_l \quad (4)$$

其中, w_l 表示叠加在第 l 个分解符号上的 AWGN, 其单边功率谱密度为 N_0 .

接下来, ASDST 采用与发送端分解符号相反的处理, 将 $y^{(1)}, y^{(2)}, \dots, y^{(l)}$ 直接相加, 合并为接收 O-OFDM 符号, 然后再进行 FFT 和解调等操作. 很明显, 每个分解符号独立通过光无线信道传输, 同时叠加了 AWGN. 如

果进行简单的相加合并, 叠加在每个分解符号上的 AWGN 也会直接相加, 这无疑会增大解调信号噪声. 针对此问题, 本文提出在合并之前进行噪声抑制, 包括删除直流偏置、预处理和信号重构三个过程, 得到符号 $y_{reco}^{(1)}, y_{reco}^{(2)}, \dots, y_{reco}^{(l)}$, 然后再进行符号合并, 即

$$y = y_{reco}^{(1)} + y_{reco}^{(2)} + \dots + y_{reco}^{(l)} \quad (5)$$

3 ASDST 新型接收机设计

3.1 分解符号结构特征

自适应符号分解就是根据 O-OFDM 符号中各变量的大小、限幅门限和最大符号分解次数, 对 O-OFDM 符号多次限幅, 分解为多个 PAPR 较小的分解符号. 以保证 LED 处于线性工作区, 且认为分解符号之和等于分解前的 O-OFDM 符号.

为了能直观的观察 ACO-OFDM-ASDST 和 DCO-OFDM-ASDST 分解符号的结构特征, 进行了仿真实验. 仿真参数为: $V_{min} = 0.1 \text{ V}$, $V_{max} = 1 \text{ V}$, $B_{DC} = 0.3 \text{ V}$, $L = 3$; ACO-OFDM 限幅门限 $\varepsilon_{top} = 0.7 \text{ V}$, $\varepsilon_{bottom} = 0 \text{ V}$; DCO-OFDM 限幅门限 $\varepsilon_{top} = 0.7 \text{ V}$, $\varepsilon_{bottom} = -0.2 \text{ V}$.

3.1.1 ACO-OFDM-ASDST 分解符号特征

图 3 所示为单极性 ACO-OFDM 分解符号 $x_{clip}^{(1)}, x_{clip}^{(2)}, x_{clip}^{(3)}$, 分解符号时域抽样值具有如下规律: 当 $\varepsilon_{bottom} < x_{clip}^{(i)}(n) < \varepsilon_{top}$ 时, $x_{clip}^{(1)}(n) = x_{clip}^{(2)}(n) = \dots = x_{clip}^{(i-1)}(n) = \varepsilon_{top}$, $x_{clip}^{(i+1)}(n) = x_{clip}^{(i+2)}(n) = \dots = x_{clip}^{(l)}(n) = \varepsilon_{bottom}$, 其中 $x_{clip}^{(i)}(n)$ 表示第 i 个分解符号的第 n 个抽样值, $i = 1, 2, \dots, l, n = 0, 1, 2, \dots, N-1$. 例如, $\varepsilon_{bottom} < x_{clip}^{(2)}(12) < \varepsilon_{top}$ 则 $x_{clip}^{(1)}(12) = \varepsilon_{top} = 0.7 \text{ V}$, $x_{clip}^{(3)}(12) = \varepsilon_{bottom} = 0 \text{ V}$.

3.1.2 DCO-OFDM-ASDST 分解符号特征

图 4 所示为双极性 DCO-OFDM 分解符号, 时域抽

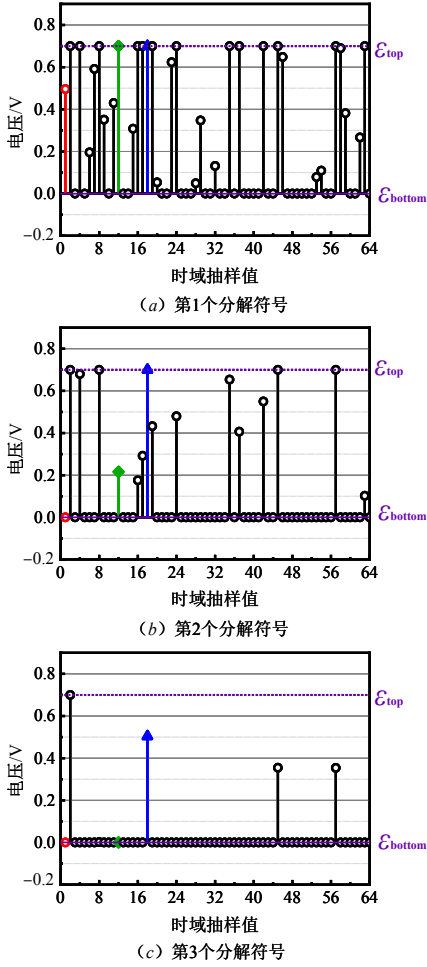


图3 ACO-OFDM-ASDST分解符号

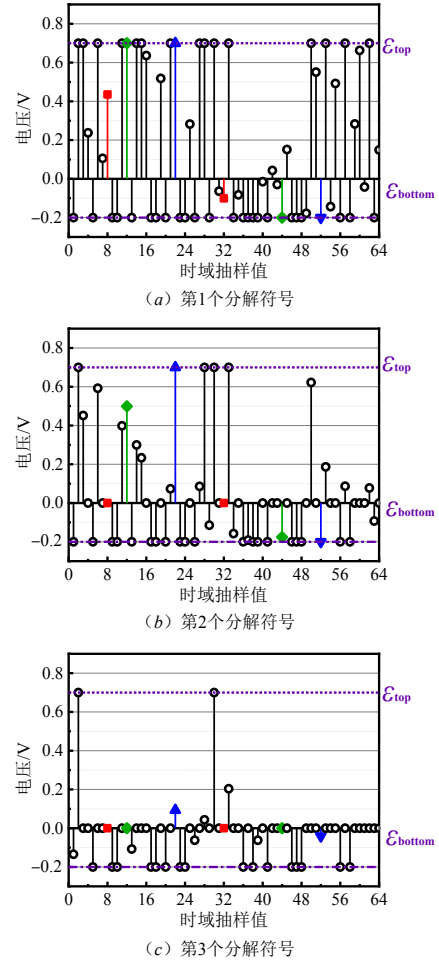


图4 DCO-OFDM-ASDST分解符号

样值具有如下规律:

(1) 当 $0 \leq x_{\text{clip}}^{(i)}(n) < \varepsilon_{\text{top}}$ 时, 则 $x_{\text{clip}}^{(1)}(n) = x_{\text{clip}}^{(2)}(n) = \dots = x_{\text{clip}}^{(i-1)}(n) = \varepsilon_{\text{top}}, x_{\text{clip}}^{(i+1)}(n) = x_{\text{clip}}^{(i+2)}(n) = \dots = x_{\text{clip}}^{(l)}(n) = 0$. 例如, $0 < x_{\text{clip}}^{(2)}(12) < \varepsilon_{\text{top}}, x_{\text{clip}}^{(1)}(12) = 0.7 \text{ V}, x_{\text{clip}}^{(3)}(12) = 0 \text{ V}$.

(2) 当 $\varepsilon_{\text{bottom}} < x_{\text{clip}}^{(i)}(n) < 0$ 时, 则 $x_{\text{clip}}^{(1)}(n) = x_{\text{clip}}^{(2)}(n) = \dots = x_{\text{clip}}^{(i-1)}(n) = \varepsilon_{\text{bottom}}, x_{\text{clip}}^{(i+1)}(n) = x_{\text{clip}}^{(i+2)}(n) = \dots = x_{\text{clip}}^{(l)}(n) = 0$. 例如, $\varepsilon_{\text{bottom}} < x_{\text{clip}}^{(2)}(44) < 0, x_{\text{clip}}^{(1)}(44) = -0.1 \text{ V}, x_{\text{clip}}^{(3)}(44) = 0 \text{ V}$.

3.2 新型接收机设计

图3和图4所示分解符号经过AWGN信道后的接收符号如图5和图6所示,由于叠加了AWGN导致分解符号变量可能变大或者变小.

首先,删除 $\mathbf{y}^{(1)}, \mathbf{y}^{(2)}, \dots, \mathbf{y}^{(l)}$ 的直流偏置,得到 $\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(1)}(n), \mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(2)}(n), \dots, \mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(l)}(n)$. 由于分解符号中等于 $\varepsilon_{\text{top}}, \varepsilon_{\text{bottom}}$ 和0的抽样值具有明显的标识作用,所以确定接收分解符号中AWGN随机矢量的最大模值(或范围),对接收分解符号预处理,即剔除这些抽样值上混叠的AWGN. 最后,根据分解符号特征,重构接收分解符号 $\mathbf{y}_{\text{reco}}^{(1)}, \mathbf{y}_{\text{reco}}^{(2)}, \dots, \mathbf{y}_{\text{reco}}^{(l)}$.

根据符号分解原理,可以确定的是:在小于 $\varepsilon_{\text{bottom}}$ 或者大于 ε_{top} 的抽样值上一定混叠了随机噪声,且大致可以确定随机噪声范围,获得可观测的最大噪声幅度模值 F ,

$$F = \left| \min \left\{ \min \left(\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(1)}(n) \right), \min \left(\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(2)}(n) \right), \dots, \min \left(\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(l)}(n) \right) \right\} - \varepsilon_{\text{bottom}} \right| \quad (6)$$

其中, $n=0, 1, 2, \dots, N-1$, $\min(\cdot)$ 表示取最小值.

由于ACO-OFDM和DCO-OFDM的分解符号结构特征不同,所以预处理和重构的方法也不同.

3.2.1 ACO-OFDM-ASDST预处理和重构

定义预处理上边阈值 β_{top} 和下边阈值 β_{bottom} , 即

$$\beta_{\text{top}} = \varepsilon_{\text{top}} - F \quad (7)$$

$$\beta_{\text{bottom}} = \varepsilon_{\text{bottom}} + F \quad (8)$$

ACO-OFDM-ASDST预处理如算法1所示,对 $\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(1)}(n), \mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(2)}(n), \dots, \mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(l)}(n)$ 预处理,将小于 β_{bottom} 抽样值恢复为 $\varepsilon_{\text{bottom}}$,将大于 β_{top} 抽样值恢复为 ε_{top} ,最后输出 $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(1)}, \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(2)}, \dots, \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(l)}$.

算法 1 ACO-OFDM-ASDST 预处理算法

输入:分解符号 $y_{\text{del-DC}}^{(1)}(n), y_{\text{del-DC}}^{(2)}(n), \dots, y_{\text{del-DC}}^{(l)}(n)$,

上边阈值 β_{top} , 下边阈值 β_{bottom} ,

上边限幅门限 ε_{top} , 下边限幅门限 $\varepsilon_{\text{bottom}}$

```

1: FOR  $i = 1$  TO  $l$  DO
2:   FOR  $n = 1$  TO  $N$  DO
3:     IF  $y_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) \leq \beta_{\text{bottom}}$  THEN
4:        $y_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{bottom}}$ 
5:     END IF
6:     IF  $y_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) \geq \beta_{\text{top}}$  THEN
7:        $y_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{top}}$ 
8:     END IF
9:      $y_{\text{pre}}^{(i)}(n) = y_{\text{del-DC}}^{(i)}(n)$ 
10:  END FOR
11: END FOR
    
```

输出: $y_{\text{pre}}^{(1)}(n), y_{\text{pre}}^{(2)}(n), \dots, y_{\text{pre}}^{(l)}(n)$

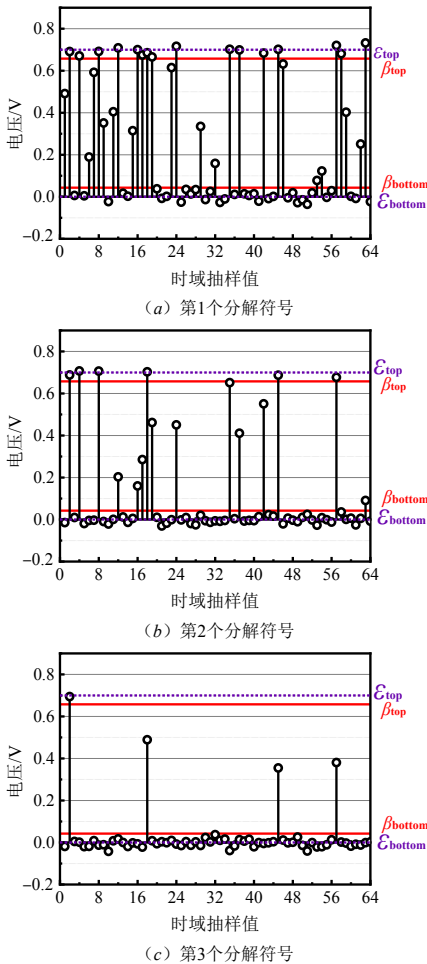
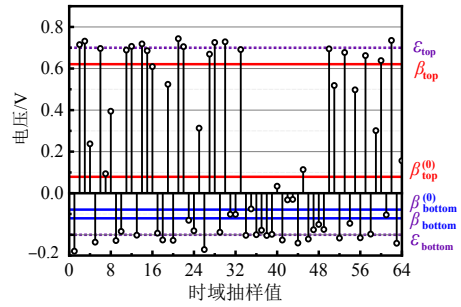
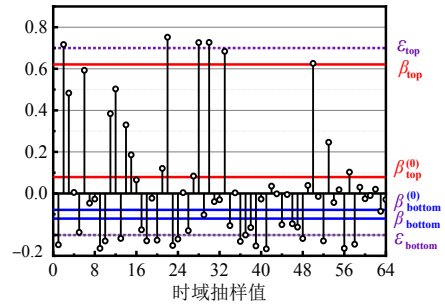


图 5 ACO-OFDM-ASDST 接收分解符号

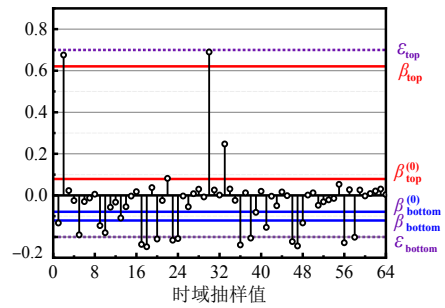
根据分解符号特征,通过重构进一步消除混叠的随机噪声,ACO-OFDM-ASDST 重构如算法 2 所示. 如果



(a) 第 1 个分解符号



(b) 第 2 个分解符号



(c) 第 3 个分解符号

图 6 DCO-OFDM-ASDST 接收分解符号

$y_{\text{pre}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{top}}$, 则将 $y_{\text{pre}}^{(1)}(n), y_{\text{pre}}^{(2)}(n), \dots, y_{\text{pre}}^{(i-1)}(n)$ 赋值为 ε_{top} ; 如果 $y_{\text{pre}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{bottom}}$, 则将 $y_{\text{pre}}^{(i+1)}(n), y_{\text{pre}}^{(i+2)}(n), \dots, y_{\text{pre}}^{(l)}(n)$ 赋值为 $\varepsilon_{\text{bottom}}$.

3.2.2 DCO-OFDM-ASDST 预处理和重构

DCO-OFDM 为双极性实信号,以零值为界分类处理. 对于正抽样值,还需定义零值上界阈值 $\beta_{\text{top}}^{(0)}$ 和零值下界阈值 $\beta_{\text{bottom}}^{(0)}$, 即

$$\beta_{\text{top}}^{(0)} = 0 + F \quad (9)$$

$$\beta_{\text{bottom}}^{(0)} = 0 - F \quad (10)$$

DCO-OFDM-ASDST 预处理如算法 3 所示,不失一般性,假设 $\beta_{\text{top}} > \beta_{\text{top}}^{(0)}$. 对于正抽样值,将 $y_{\text{del-DC}}^{(1)}(n), y_{\text{del-DC}}^{(2)}(n), \dots, y_{\text{del-DC}}^{(l)}(n)$ 中大于 β_{top} 的抽样值赋值为 ε_{top} ,将处于 $0 \sim \beta_{\text{top}}^{(0)}$ 范围内的抽样值赋值为 0. 假设 $\beta_{\text{bottom}}^{(0)} > \beta_{\text{bottom}}$, 对负抽样值预处理,将小于 β_{bottom} 的抽样值赋值为 $\varepsilon_{\text{bottom}}$,将处于 $\beta_{\text{bottom}}^{(0)} \sim 0$ 范围内的抽样值赋值为 0,最后得到 $y_{\text{pre}}^{(1)}, y_{\text{pre}}^{(2)}, \dots, y_{\text{pre}}^{(l)}$.

算法 2 ACO-OFDM-ASDST 重构算法

输入: 预处理符号 $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(1)}(n), \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(2)}(n), \dots, \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(l)}(n)$,

上边限幅门限 ε_{top} , 下边限幅门限 $\varepsilon_{\text{bottom}}$

```

1: FOR  $n=1$  TO  $N$  DO
2:   FOR  $i=1$  TO  $l$  DO
3:     IF  $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{top}}$  THEN
4:        $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(1)}(n) = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(2)}(n) = \dots = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i-1)}(n) = \varepsilon_{\text{top}}$ 
5:     END IF
6:     IF  $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{bottom}}$  THEN
7:        $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i+1)}(n) = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i+2)}(n) = \dots = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(l)}(n) = \varepsilon_{\text{bottom}}$ 
8:     END IF
9:      $\mathbf{y}_{\text{reco}}^{(i)}(n) = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n)$ 
10:   END FOR
11: END FOR

```

输出: $\mathbf{y}_{\text{reco}}^{(1)}(n), \mathbf{y}_{\text{reco}}^{(2)}(n), \dots, \mathbf{y}_{\text{reco}}^{(l)}(n)$

算法 3 DCO-OFDM-ASDST 预处理算法

输入: 分解符号 $\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(1)}(n), \mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(2)}(n), \dots, \mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(l)}(n)$,

上边阈值 β_{top} , 零值上界阈值 $\beta_{\text{top}}^{(0)}$, 上边限幅门限 ε_{top} ,

下边阈值 β_{bottom} , 零值下界阈值 $\beta_{\text{bottom}}^{(0)}$, 下边限幅门限 $\varepsilon_{\text{bottom}}$

```

1: IF  $\beta_{\text{top}} > \beta_{\text{top}}^{(0)}$  THEN
2:   FOR  $i=1$  TO  $l$  DO
3:     FOR  $n=1$  TO  $N$  DO
4:       IF  $\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) \geq \beta_{\text{top}}$  THEN
5:          $\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{top}}$ 
6:       END IF
7:       IF  $0 \leq \mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) \leq \beta_{\text{top}}^{(0)}$  THEN
8:          $\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) = 0$ 
9:       END IF
10:       $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n) = \mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(i)}(n)$ 
11:    END FOR
12:  END FOR
13: END IF
14: IF  $\beta_{\text{bottom}} > \beta_{\text{bottom}}^{(0)}$  THEN
15:   FOR  $i=1$  TO  $l$  DO
16:     FOR  $n=1$  TO  $N$  DO
17:       IF  $\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) \leq \beta_{\text{bottom}}$  THEN
18:          $\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{bottom}}$ 
19:       END IF
20:       IF  $0 \geq \mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) \geq \beta_{\text{bottom}}^{(0)}$  THEN
21:          $\mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(i)}(n) = 0$ 
22:       END IF
23:        $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n) = \mathbf{y}_{\text{del-DC}}^{(i)}(n)$ 
24:     END FOR
25:   END FOR
26: END IF

```

输出: $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(1)}(n), \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(2)}(n), \dots, \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(l)}(n)$

DCO-OFDM-ASDST 重构如算法 4 所示, 如果 $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{top}}$, 将 $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(1)}(n), \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(2)}(n), \dots, \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i-1)}(n)$ 赋值为 ε_{top} ; 如果 $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{bottom}}$, 将 $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i+1)}(n), \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i+2)}(n), \dots, \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(l)}(n)$ 赋值为 $\varepsilon_{\text{bottom}}$; 如果 $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n) = 0$, 则 $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i+1)}(n), \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i+2)}(n), \dots, \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(l)}(n)$ 赋值为 0.

算法 4 DCO-OFDM-ASDST 重构算法

输入: 预处理符号 $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(1)}(n), \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(2)}(n), \dots, \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(l)}(n)$,

上边限幅门限 ε_{top} , 下边限幅门限 $\varepsilon_{\text{bottom}}$

```

1: FOR  $n=1$  TO  $N$  DO
2:   FOR  $i=1$  TO  $l$  DO
3:     IF  $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{top}}$  THEN
4:        $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(1)}(n) = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(2)}(n) = \dots = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i-1)}(n) = \varepsilon_{\text{top}}$ 
5:     END IF
6:     IF  $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n) = 0$  THEN
7:        $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i+1)}(n) = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i+2)}(n) = \dots = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(l)}(n) = 0$ 
8:     END IF
9:     IF  $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n) = \varepsilon_{\text{bottom}}$  THEN
10:       $\mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i+1)}(n) = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i+2)}(n) = \dots = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(l)}(n) = \varepsilon_{\text{bottom}}$ 
11:    END IF
12:     $\mathbf{y}_{\text{reco}}^{(i)}(n) = \mathbf{y}_{\text{pre}}^{(i)}(n)$ 
13:  END FOR
14: END FOR

```

输出: $\mathbf{y}_{\text{reco}}^{(1)}(n), \mathbf{y}_{\text{reco}}^{(2)}(n), \dots, \mathbf{y}_{\text{reco}}^{(l)}(n)$

4 数值仿真与分析

采用 Monte Carlo 误码率仿真方法验证新型接收机设计的有效性. LED 的 $V_{\text{min}} = 0.1 \text{ V}$, $V_{\text{max}} = 1 \text{ V}$, $N = 256$, $\gamma = 1 \text{ A} \cdot \text{W}^{-1}$.

图 7 和图 8 所示为 ACO-OFDM-ASDST 和 DCO-OFDM-ASDST 系统 BER 性能曲线图, 其中 E_b 表示每比特信号能量, N_0 表示噪声功率谱密度. 可以看出, 新型接收机可以显著改善系统 BER 性能. 例如, 在 ACO-OFDM-ASDST 系统 BER 为 10^{-5} 时, 4QAM、16QAM 和 64QAM 调制时分别可以获得约 5.5 dB、8.4 dB 和 7.1 dB 的 SNR 增益. 在 DCO-OFDM-ASDST 系统 4QAM 和

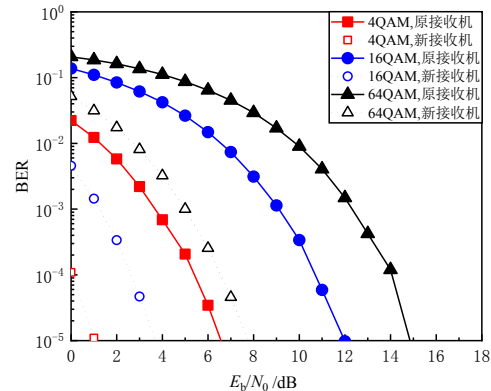


图 7 ACO-OFDM-ASDST 系统新型接收机 BER 性能

16QAM 调制可以获得约 2.7 dB 和 5.4 dB 的 SNR 增益.

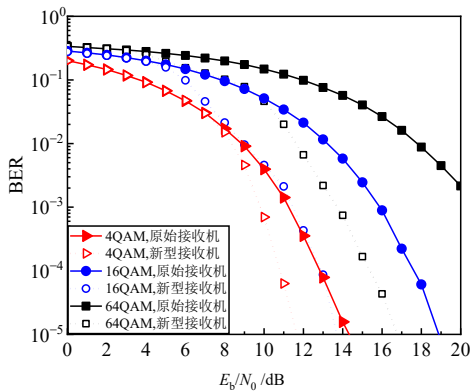


图 8 DCO-OFDM-ASDST 系统新型接收机 BER 性能

图 9 所示为 4QAM 调制 DCO-OFDM-ASDST 系统不同直流偏置时 BER 性能. 随着 B_{DC} 变大, 新型接收机获得的 SNR 增益逐渐变小. 例如, 当 BER 为 10^{-5} , B_{DC} 为 0.3 V、0.4 V、0.5 V、0.6 V 时分别可以获得约 2.5 dB、2.3 dB、1.9 dB 和 0.5 dB 的 SNR 增益. 接下来, 对其原因进行解释.

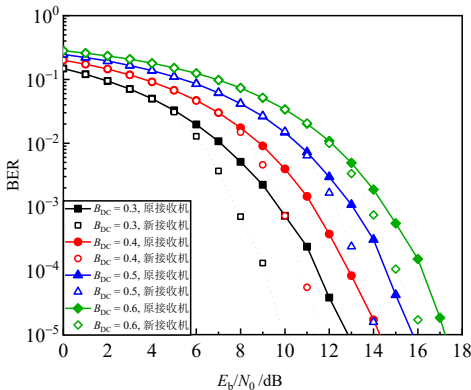
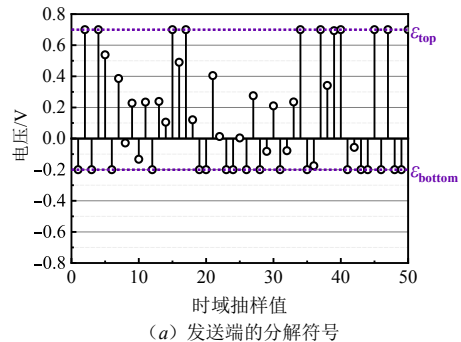


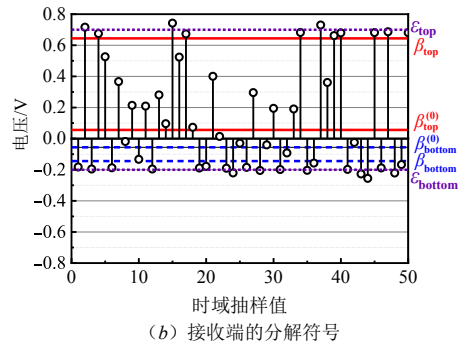
图 9 不同直流偏置时 DCO-OFDM-ASDST 系统 BER 性能

B_{DC} 的大小会导致限幅门限的变化, 进一步影响正、负抽样值的变化范围. 图 10(a)、(b) 所示分别为直流偏置等于 0.3 V 时, 发送端的分解符号和经过 AWGN 信道的接收符号. 此时正抽样值的变化范围大于负抽样值. 图 11(a)、(b) 所示分别为 B_{DC} 等于 0.5 V 时的发送和接收符号, 此时正抽样值和负抽样值的变化范围相当. 图 11 与图 10 相比, 正抽样值的变化范围缩小, 而负抽样值的变化范围变大. 总之, 正负抽样值的整体变化范围不变, 但随着 B_{DC} 的变化, 正、负抽样值的变化范围呈现此消彼长的现象.

图 12(a)、(b) 为不同 B_{DC} 时分解符号正、负抽样值的分布情况箱线图, 箱线图的上限和下限分别表示抽样值的最大值和最小值, 箱体的上端和下端分别表示上四分位数和下四分位数, 包含了 50% 的抽样值, 箱体

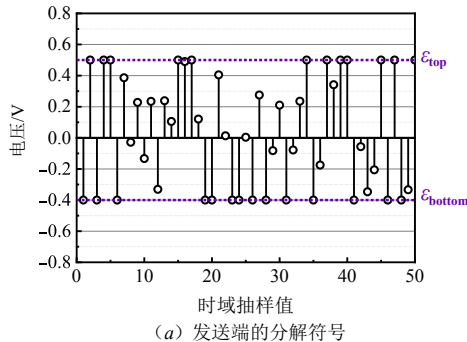


(a) 发送端的分解符号

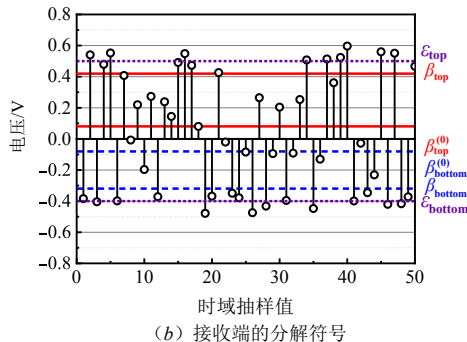


(b) 接收端的分解符号

图 10 直流偏置等于 0.3 V 时分解符号



(a) 发送端的分解符号



(b) 接收端的分解符号

图 11 直流偏置等于 0.5 V 时分解符号

中间的横线表示中位数. 通过箱线图可以清晰地观察抽样值分布的集中趋势和离散趋势. 从图 12(a) 可以发现, 当 B_{DC} 为 0.3 V 时, 在上四分位数下方, 正抽样值分布区间比较分散且分布均匀. 随着 B_{DC} 变大, 对应箱体的高度逐渐变小, 说明抽样值越密集. 进一步, 当 B_{DC} 为 0.3 V 时, $\beta_{top}^{(0)}$ 处于箱体的上边缘; B_{DC} 为 0.4 V 和 0.5 V

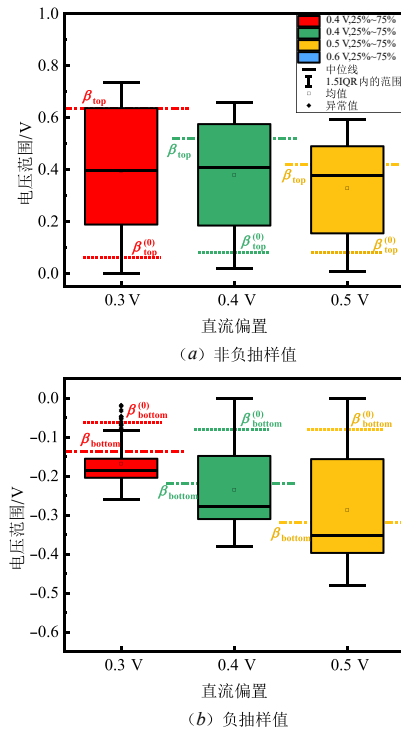


图 12 不同直流偏置下的分解符号抽样值的箱线图

时, β_{top} 处于上四分位数和中位数之间. 同时, 随着箱体的高度变小和 B_{DC} 变大 (即正抽样值的变化范围变小), β_{top} 更加接近中位线. 由此可知, 随着正抽样值的变化范围变小, β_{top} 所处位置的抽样值分布越密集.

观察图 12(b) 可以发现, 当 B_{DC} 为 0.3 V 时, β_{bottom} 处于密度最小的区间 (因为最大值与上四分位数的间距最大). 当 B_{DC} 为 0.4 V 和 0.5 V 时, β_{bottom} 处于箱体中抽样值较为分散的区间. 但是, 与 B_{DC} 等于 0.4 V 时相比较, B_{DC} 等于 0.5 V 时 β_{bottom} 处于均值点的下方, 更接近中位线. 因此, 可以得到以下结论, 随着正抽样值的变化范围变小, β_{bottom} 所处位置的抽样值的密集程度变大.

因此, 随着 B_{DC} 变大, 新型接收机获得的 SNR 增益逐渐变小, 这是因为 β_{top} 和 β_{bottom} 随着所处位置的抽样值的密集程度变大, 导致发送端等于 ε_{top} 的抽样值与处于零值和 ε_{top} 之间的正抽样值, 以及等于 ε_{bottom} 的抽样值与处于零值和 ε_{bottom} 之间的负抽样值, 在经过 AWGN 失真后很容易混杂在一起, 进而导致信号的样本被破坏, BER 性能变差.

5 结论

符号分解技术将 PAPR 较大的 O-OFDM 符号分解为多个小幅度符号, 可以抑制 O-OFDM 非线性失真, 但在接收端将各分解符号合并时会增大加性噪声. 本文

设计了一种能够抑制 AWGN 噪声的新型接收机. 对接收分解符号预处理尽可能将原本等于限幅门限和零值的时域抽样值恢复出来, 然后再根据 O-OFDM 分解符号特征, 重构出接收分解符号. 仿真结果表明新型接收机可以显著改善系统误码率性能.

参考文献

- [1] 迟楠, 陈慧. 高速可见光通信的前沿研究进展[J]. 光电工程, 2020, 47(3): 6-17.
- [2] CHI N, CHENG H. Progress and prospect of high-speed visible light communication[J]. Opto-Electronic Engineering, 2020, 47(3): 6-17. (in Chinese)
- [3] KUMAR A, GHORAI S K. BER performance analysis of OFDM-based integrated PLC and MIMO-VLC system[J]. IET Optoelectronics, 2020, 14(5): 242-251.
- [4] 吴让仲, 刘珂, 周峰, 等. 结合 PWC 技术的 LED 室内定位算法[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2021, 49(5): 7-12.
- [5] WU R Z, LIU K, ZHOU F, et al. LED based indoor positioning algorithm combined with PWC[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2021, 49(5): 7-12. (in Chinese)
- [6] LI J, LIU X, REN Y, et al. Single-FFT receiver with pairwise maximum likelihood for layered ACO-OFDM[J]. IEEE Photonics Journal, 2021, 13(4): 1-6.
- [7] WU L, SHEN Y, ZHANG Z, et al. Receiver algorithms for single-carrier OSM based high-rate indoor visible light communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 19(2): 1113-1126.
- [8] YING K, YU Z, BAXLEY R J, et al. Nonlinear distortion mitigation in visible light communications[J]. IEEE Wireless Communications, 2015, 22(2): 36-45.
- [9] LIU X, LI J, REN Y, et al. Iterative pairwise maximum likelihood receiver for ACO-OFDM in visible light communications[J]. IEEE Photonics Journal, 2021, 13(2): 1-7.
- [10] MESLEH R. LED clipping distortion compensation in optical wireless communication via multiple transmit LEDs[J]. Photonic Network Communications, 2013, 26(1): 25-31.
- [11] 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.
- [12] 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. (in Chinese)

- [10] 贾科军, 杨博然, 曹明华, 等. 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 [J]. 通信学报, 2020, 41(9): 179-189.
JIA K J, YANG B R, CAO M H, et al. Design and research of adaptive O-OFDM symbol decomposing with serial transmission system in visible light communication [J]. Journal on Communications, 2020, 41(9): 179-189. (in Chinese)
- [11] WU Y, HU Y, WAN Z, et al. Joint security enhancement and PAPR mitigation for OFDM-NOMA VLC systems [J]. Optics Communications, 2022, 508: 127719.
- [12] WANG J, XU Y, LING X, et al. PAPR analysis for OFDM visible light communication[J]. Optics Express, 2016, 24(24): 27457-27474.
- [13] DIMITROV S, SINANOVIC S, HAAS H. Double-sided signal clipping in ACO-OFDM wireless communication systems[C]//2011 IEEE International Conference on Communications (ICC). USA: IEEE, 2011: 1-5.

作者简介



贾科军 男, 1978年5月出生, 陕西兴平人. 博士、教授、硕士生导师. 主要研究方向为可见光通信、多载波调制 (OFDM)、多输入多输出 (MIMO) 系统等.

E-mail: kjjia@lut.edu.cn



秦翠翠 (通讯作者) 女, 1998年2月出生, 甘肃合作人. 兰州理工大学计算机与通信学院硕士, 现在兰州城市学院教务处工作. 主要研究方向为可见光通信.

E-mail: 18143752125@163.com