

改进的可见光通信系统 PTS 峰均比抑制方法

方智敬, 陈媛*, 王俊杰

(中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033)

摘要: 针对非对称剪切正交频分复用 (asymmetric-clipped orthogonal frequency division multiplexing, ACO-OFDM) 可见光通信 (visible light communication, VLC) 系统中信号的高峰均功率比 (peak-to-average power ratio, PAPR) 问题, 采用部分传输序列 (partial transmit sequence, PTS) 方法, 并结合二进制离散粒子群优化 (discrete particle swarm optimization, DPSO) 算法, 提出一种改进的 PTS 峰均比抑制方法——DPSO-PTS 方法。利用 DPSO 算法对加权的相位因子进行优化处理, 选择最佳的相位因子组合来有效控制 PAPR 的范围, 并对乘加权信息的子块进行求和, 从而选择出最小 PAPR 对应的一组信号进行传输。仿真结果表明, 在互补累计分布函数 (complementary cumulative distribution function, CCDF) 为 10^{-4} 时, DPSO-PTS 方法的系统 PAPR 降低了约 4 dB, 且相较于传统 PTS 方法, 系统的复杂度和误码率 (bit error rate, BER) 性能也得到有效的改善。

关键词: 可见光通信; 非对称剪切正交频分复用; 峰均功率比; 离散粒子群优化-部分传输序列方法

中图分类号: TN 929.1

文献标志码: A

DOI: 10.12305/j.issn.1001-506X.2024.07.33

Improved PTS peak-to-average ratio suppression method in visible light communication system

FANG Zhijing, CHEN Yuan*, WANG Junjie

(Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)

Abstract: In order to solve the peak-to-power ratio (PAPR) problem in asymmetric shear orthogonal frequency division multiplexing (ACO-OFDM) visible light communication (VLC) systems, using the idea of partial transmit sequence (PTS) method, and combining the discrete particle swarm optimization (DPSO) algorithm, an improved PTS peak-to-average ratio suppression method—DPSO-PTS method is proposed. The DPSO algorithm is used to optimize the weighted phase factors, select the best combination of phase factors to effectively control the range of PAPR, and sum the subblocks of multiplicative weighted information, so as to select a group of signals corresponding to the minimum PAPR for transmission. The simulation results show that when the complementary cumulative distribution function (CCDF) is 10^{-4} , the PAPR of DPSO-PTS method is reduced by about 4 dB, and the complexity and bit error rate (BER) performance of DPSO-PTS method are also improved effectively compared with the traditional PTS method.

Keywords: visible light communication (VLC); asymmetric-clipped orthogonal frequency division multiplexing (ACO-OFDM); peak-to-average power ratio (PAPP); discrete particle swarm optimization-partial transmit sequence (DPSO-PTS) method

0 引言

由于可见光通信 (visible light communication, VLC) 系

统中发光二极管 (light-emitting diode, LED) 的调制带宽有限, 为了提高带宽效率, 在 VLC 系统中引入了正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM), 因为

收稿日期: 2023-05-18; 修回日期: 2023-11-07; 网络优先出版日期: 2023-12-05。

网络优先出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20231205.0942.002.html>

基金项目: 国家自然科学基金 (62205336) 资助课题

* 通讯作者。

引用格式: 方智敬, 陈媛, 王俊杰. 改进的可见光通信系统 PTS 峰均比抑制方法[J]. 系统工程与电子技术, 2024, 46(7): 2509-2514.

Reference format: FANG Z J, CHEN Y, WANG J J. Improved PTS peak-to-average ratio suppression method in visible light communication system[J]. Systems Engineering and Electronics, 2024, 46(7): 2509-2514.

它具有抗干扰的鲁棒性和高频谱效率,非常适合高速无线数据通信^[1-3]。但传统的 OFDM 技术传输的是双极性的复数信号,而在 VLC 系统中,仅能传输实正信号,因此 VLC 系统多采用非对称剪切 OFDM (asymmetric-clipped OFDM, ACO-OFDM) 的多载波调制方式^[4]。由于 ACO-OFDM 系统中的子载波信号会进行叠加,会导致较高的峰均功率比 (peak-to-average power ratio, PAPR),这就要求 LED 器件需要有很大的线性区间来传输信号,但是 LED 线性工作区非常有限,过高的峰值信号经过 LED 会被限幅,从而导致信号失真,影响系统性能^[5-6]。此外,过高的 PAPR 也降低了照明对通信转换效率和 LED 的寿命,因此降低 VLC 系统的 PAPR 变得尤为重要^[7]。

目前,已有多位学者对 ACO-OFDM 系统中 PAPR 抑制技术进行了深入研究。主要包括预失真类的限幅和滤波^[8-9]、编码类的分组编码^[10]和概率类的选择性映射 (selected mapping, SLM)^[11]和部分传输序列 (partial transmit sequence, PTS)^[12-13],其中 PTS 方法更为常用。但由于 PTS 方案实现过程中需要进行全遍历搜索来获取到最佳的相位因子,使得系统的计算复杂度较高。为了能够更快速地获取到最佳的相位因子,减少搜索所需的计算量,粒子群优化 (particle swarm optimization, PSO) 算法^[14-17]、神经网络^[18-19]算法等智能算法已经开始被应用到相位因子的搜索优化中。文献^[20]采用 PSO 算法对 PTS 中的相位因子进

行优化选择,从而降低系统的计算复杂度,但由于 PSO 算法种群比较单一,往往仅能获取到局部最优解,导致 PAPR 抑制效果不明显^[20]。文献^[21]提出利用动态 PSO 算法来快速地搜索到相位因子最优组合,但当载波数过大时,系统误码率 (bit error rate, BER) 较高,算法适应性较弱^[21]。

在此基础上,本文提出离散 PSO (discrete PSO, DP-PSO)-PTS 方法来降低可见光 ACO-OFDM 系统的 PAPR。首先将输入数据按照一定的方式进行分割,然后利用 DP-PSO 算法对加权的相位因子进行优化,从中选择最佳的相位因子组合来有效控制峰均比的范围,并对乘加权信息子块进行求和,最后通过比较不同相位因子组合对应的信号 PAPR,从中选择最小 PAPR 对应的一组信号进行传输。仿真结果表明,相对于传统的 PTS 方法,所提出的 DP-PSO-PTS 方法可以有效地改善系统的 PAPR 和误码率性能。

1 可见光 ACO-OFDM 系统模型

可见光 ACO-OFDM 系统模型如图 1 所示^[22],基带输入的 二进制数据经过串并转换、符号映射和厄米特对称后形成频域信号 \mathbf{X} ,对映射到奇载波的频域信号 \mathbf{X} 做 N 点快速傅里叶逆变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT) 变化得到双极性实数时域信号,该双极性时域信号满足反对称性,即正值信号和负值信号包含一样的信息,直接以零值做限幅即可得到单极性信号。

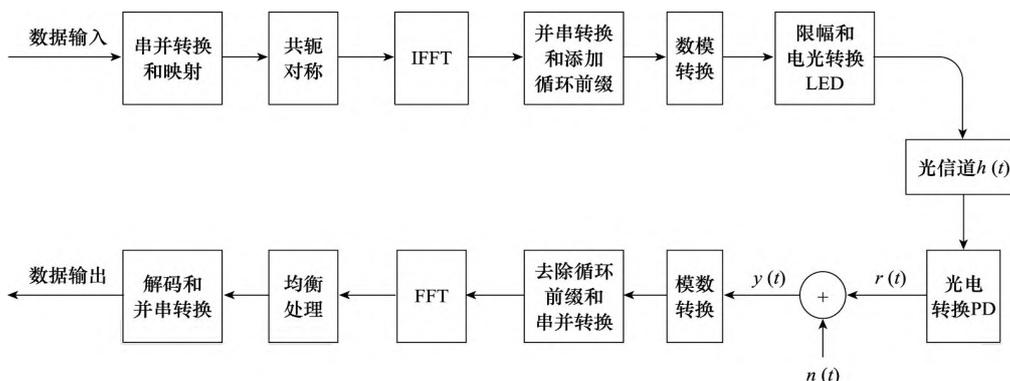


图 1 ACO-OFDM 系统模型
Fig. 1 ACO-OFDM system model

其中, ACO-OFDM 频域信号 \mathbf{X} 可以表示为

$$\mathbf{X} = [0, X_1, 0, X_3, \dots, 0, X_{N/2-1}, 0, X_{N/2-1}^*, 0, \dots, X_3^*, 0, X_1^*] \quad (1)$$

N 点 IFFT 之后, ACO-OFDM 时域信号的计算公式可以表示为

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}_k \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} \left[\mathbf{X}_k \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) + \mathbf{X}_k^* \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N}\right) \right] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} \left\{ [R\{\mathbf{X}_k\} + jS\{\mathbf{X}_k\}] \left[\cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) + j\sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right] + \right.$$

$$\left. [R\{\mathbf{X}_k\} - jS\{\mathbf{X}_k\}] \left[\cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - j\sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right] \right\} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N/2} \left[R\{\mathbf{X}_k\} \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - S\{\mathbf{X}_k\} \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right] \quad (2)$$

式中: X_k^* 表示 X_k 的共轭对称; $R\{X_k\}$ 表示取实部; $S\{X_k\}$ 表示取虚部。当 k 取奇数值时, X_k 为复数值, k 取偶数值时, X_k 为 0。生成的 ACO-OFDM 时域信号 x_n 都是实数值,并且都是双极性的。由 ACO-OFDM 双极性时域信号的反对称性可得

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

由 ACO-OFDM 时域信号的计算公式可得

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}_k \left[\cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) + j\sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right] \quad (4)$$

$$x_{n+N/2} =$$

$$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}_k \left[\cos\left(\frac{2\pi k(n+N/2)}{N}\right) + j\sin\left(\frac{2\pi k(n+N/2)}{N}\right) \right] =$$

$$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}_k \left[\cos\left(\frac{2\pi kn}{N} + \pi k\right) + j\sin\left(\frac{2\pi kn}{N} + \pi k\right) \right] \quad (5)$$

由于 ACO-OFDM 利用奇数子载波搭载调制信息，所以式(5)中 k 应取奇数，综合式(4)和式(5)可得

$$x_{n+N/2} = \frac{-1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}_k \left[\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j\sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] = -x_n \quad (6)$$

由式(6)可知，ACO-OFDM 信号是以 $N/2$ 为对称中心的双极性时域信号，两端携带相同的数据信息，因此可以直接对数模转换后的信号进行零限幅，这样不会对所包含的信息造成影响，从而得到单极性的实数值信号，即：

$$x_{ACO}(t) = \begin{cases} x(t), & x(t) \geq 0 \\ 0, & x(t) < 0 \end{cases} \quad (7)$$

在接收端，由光电二极管(photo diode, PD)进行信号接收。由于在对子载波中的信号进行零限幅操作时，噪声不会对奇数子载波携带的数据信息造成干扰和影响，所以经过快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)模块后，可以通过对奇数子载波中的数据信息进行逆映射，从而得到 ACO-OFDM 系统传输所需的基带数据。

2 基于 DPSO-PTS 的 PAPR 抑制方法

2.1 PAPR 定义

在 ACO-OFDM 系统中，频域信号变换后的离散信号 $\{x_{Ak}\}$ 可表示为

$$\hat{x}_{Ak} = x_{A(k+N/2)} = -x_{Ak} \quad (8)$$

处理采样点 (x_{Ak}, \hat{x}_{Ak}) 信息，获得联合概率密度函数^[23]：

$$f_{x_{Ak}, \hat{x}_{Ak}}(x_1, x_2) = \frac{u(x_1)}{\sqrt{2\pi\sigma_A}} e^{-\frac{x_1^2}{2\sigma_A^2}} \delta(x_2) + \frac{u(x_2)}{\sqrt{2\pi\sigma_A}} e^{-\frac{x_2^2}{2\sigma_A^2}} \delta(x_1) \quad (9)$$

设置门限值为 λ ，则 PAPR 的概率可表示为

$$P\{\text{PAPR}_{x_{Ak}, \hat{x}_{Ak}} \leq \lambda\} = P\{x_{Ak}^2 \leq \lambda P_{av, ACO}, \hat{x}_{Ak}^2 \leq \lambda P_{av, ACO}\} =$$

$$1 - 2Q\left[\sqrt{\frac{\lambda}{2}}\right] \quad (10)$$

式中：

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt, x > 0 \quad (11)$$

由于各采样点之间独立同分布，因此 ACO-OFDM 系统中离散信号的 PAPR 分布可表示为

$$P\{\text{PAPR} \leq \lambda\} = P\{x_{Ak}^2 \leq \lambda P_{av, ACO}, \hat{x}_{Ak}^2 \leq \lambda P_{av, ACO}\}^{N/2} =$$

$$\left[1 - 2Q\left[\sqrt{\frac{\lambda}{2}}\right]\right]^{N/2} \quad (12)$$

2.2 DPSO-PTS 方法

DPSO-PTS 方法原理图如图 2 所示，基本原理为首先将输入数据按照一定的方式进行分割，然后利用 DPSO 算法对加权的相位因子进行选择，并对乘加权信息子块进行求和，最后通过比较不同加权组合对应的信号 PAPR，从中选择最小 PAPR 对应的一组信号进行传输。

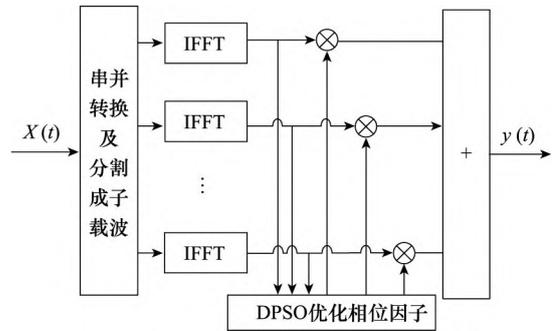


图 2 DPSO 方法原理图

Fig. 2 Schematic diagram of DPSO method

具体步骤如下。

步骤 1 将输入的信号序列 $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_0, \mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_{N-1}]^T$ 分为 M 块，每个子块的大小相等，且互不重叠，分割后的子块可表示为 $[\mathbf{X}_0, \mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_{m-1}]$ ，由于每个子块的长度变为 $(N/2-1)/M$ ，需要对没有数据的位置补进行 0，使子序列的长度变到 $N/2$ ，因此信号序列 \mathbf{X} 可表示为

$$\mathbf{X} = \sum_{m=1}^M \mathbf{X}_m \quad (13)$$

步骤 2 为了使被加权的信号幅度不变，加权因子应满足： $|b_m| = 1$ ， \mathbf{X}_m 中每个子载波都与相位因子 $b_m = e^{-j\varphi_m}$ ($m=1, 2, \dots, M$) 相乘， $\varphi_m \in [0, 2\pi)$ ，经过 IFFT 操作后可得到：

$$x = \text{IFFT}\left\{\sum_{m=1}^M b_m \mathbf{X}_m\right\} = \sum_{m=1}^M b_m \text{IFFT}\{\mathbf{X}_m\} = \sum_{m=1}^M b_m x_m \quad (14)$$

式中： $x_m = \text{IFFT}(\mathbf{X}_m)$ 为 x 的一个部分传输序列。通过合适的相位因子 b_m ($m=1, 2, \dots, M$)，使信号 PAPR 达到最小，对应的相位因子组合满足：

$$\{b_1, b_2, \dots, b_M\} = \arg \min_{b_1, b_2, \dots, b_M} \left\{ \max_{1 \leq m \leq M} \left| \sum_{m=1}^M b_m x_m \right|^2 \right\} \quad (15)$$

式中： $\arg \min(\cdot)$ 表示函数值取到最小值时对应的自变量的取值。从理论上来说， b_m 的取值没有限制，可以取 0 到 2π 之间的任何一个值。但在实际可见光系统中，为降低运算量，一般取 $\{+1, -1, +j, -j\}$ 。

步骤 3 利用 DPSO 算法选择最优化的相位因子组合从而有效控制峰均比的范围，DPSO 算法流程图如图 3 所示。

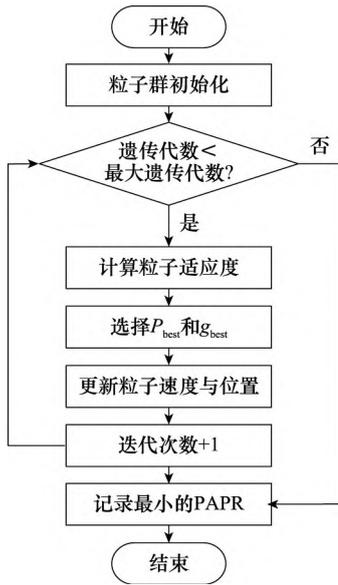


图 3 DPSO 算法流程图

Fig. 3 Flow chart of DPSO algorithm

算法具体实现过程如下。

步骤 1 初始化: 设置迭代次数计数器 n , 最大迭代次数 N , 将粒子位置由二进制表示, 即置 0 或者 1, 因此相位因子集合为 $\{1, -1\}$, 设定粒子种群大小 $M \leq \max(W)^V$, (其中 W 恒为 2, 表示可供选择的相位因子的个数, V 表示 PTS 算法中分块的个数)。学习因子为 C_1, C_2 , 粒子的长度为 D , 这里 D 为解的维数, 即 $D = V \log_2 W = V$, 为 PTS 的分组数。粒子位置初始化为 $\{x_{id}^1 | x_{id}^1 \in b_{um}\}$, 其中, $i = 1, 2, \dots, M$ 表示粒子编号, $d = 1, 2, \dots, D$ 。粒子速度初始化为 $v_{id} = \{v_{id}^1, v_{id}^2, \dots, v_{id}^D\} = \{0, 0, \dots, 0\}$ 。

步骤 2 计算适应值: 计算并记录当前代数中所有粒子的适应值, 其计算函数为

$$f = \max \left(\sum_{v=1}^V b^v x^v \right) \quad (16)$$

步骤 3 寻找 P_{best} 和 G_{best} 并记录: 得到当前代数中的所有粒子的适应值后, 通过迭代比较寻找到粒子的初始个体最优值 $P_{id} = x_{id}^1$ 和全局最优值 $G_{best} = \min_{i=1, \dots, M} P_{id}$ 并分别进行记录。

步骤 4 更新粒子信息: 在进行每一次迭代时, 对当前粒子的速度、位置及个体和全局最优值进行不断的更新, 其速度和位置的更新公式如下:

$$v_{id}^{k+1} = \omega v_{id}^k + c_1 r_1 (P_{id}^k - x_{id}^k) + c_2 r_2 (G_{best}^k - x_{id}^k) \quad (17)$$

$$x_{id}^{k+1} = \begin{cases} 1, & \text{random} < \text{Sigmoid}(v_{id}^{k+1}) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

$$\text{Sigmoid}(v_{id}^{k+1}) = \frac{1}{1 + \exp(-v_{id}^{k+1})} \quad (19)$$

式中: $i = 1, 2, \dots, N; d = 1, 2, \dots, D; k$ 为当前迭代次数; ω 为惯性权重; P_{id}^k 和 G_{best}^k 为个体和全局最优解; x_{id}^k 取值为 1 或 0; 阈值函数 $\text{Sigmoid}(v_{id})$ 使速度向量的取值范围介于 $[0, 1]$ 之间; random 是随机数, 其范围同样介于 $[0, 1]$ 之间。

步骤 5 终止判断: 当满足 $n > N$ 条件时, 返回当前全

局极值对应的粒子位置作为算法搜索得到的最优解, 如果未满足该条件, 则令迭代次数 $n = n + 1$, 同时返回步骤 4。

步骤 6 选择并记录最小 PAPR 对应的相位因子。

3 仿真结果及分析

3.1 PAPR 性能

利用仿真软件对 DPSO-PTS 方法的性能进行了仿真分析, 其参数如表 1 所示。调制方式为正交相移键控 (quadrature phase shift keying, QPSK), 子载波划分方式为交织分割, 信道类型为高斯白噪声。

表 1 DPSO-PTS 方法仿真参数
Table 1 Simulation parameters of DPSO-PTS method

| 参数 | 值 |
|---------|-----------------|
| 子载波数目 | 512, 1 024 |
| 子载波分组数目 | 2, 4, 8 |
| 迭代次数 | 20, 50, 100 |
| 学习因子 | $C_1 = C_2 = 2$ |

如图 4 所示, 在子载波数为 1 024, 分组数为 8 时, 对不同迭代次数下 DPSO-PTS 方法的 PAPR 抑制效果进行了系统仿真。可以看到, 在互补累计分布函数 (complementary cumulative distribution function, CCDF) 为 10^{-4} 时, 传统 PTS 算法 PAPR 降低了约 4.2 dB, 迭代次数为 20 的 DPSO-PTS 算法降低了约 4 dB, 而此时的 DPSO-PTS 算法已经收敛, 相较于传统 PTS 算法改善 PAPR 的效果下降了 0.2 dB。但在系统复杂度上, 传统 PTS 算法需要对子载波进行全局遍历搜索, 其计算复杂度为 $W^V = 2^8 = 256$, 而 DPSO-PTS 算法的计算复杂度仅为迭代次数, 很大程度地降低了系统的计算复杂度。横轴上 PAPRO 为设定的峰均比的变换范围, 纵轴上 CCDF 表示系统 PAPR 分布大于 PAPRO 的概率。

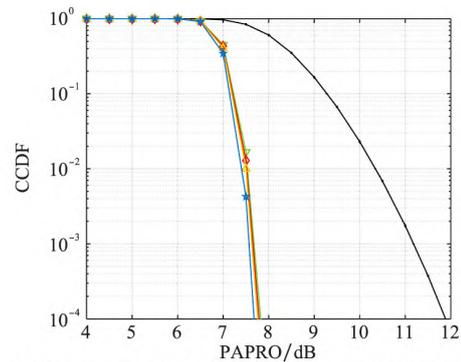


图 4 不同迭代次数下 DPSO-PTS 的 PAPR 曲线

Fig. 4 PAPR curve of DPSO-PTS under different iterations

为了进一步验证 DPSO-PTS 方法 PAPR 的抑制效果, 对不同子载波数和不同子块分组数的 PAPR 性能进行了仿真。当子载波数为 512 和 1024, 分组数为 8 时, DPSO-PTS 方法的 PAPR 抑制情况如图 5 所示。当子载波数为 1024, 分组数为 2, 4 和 8 时, DPSO-PTS 方法的 PAPR 抑制情况如图 6 所示。可以看出, DPSO-PTS 方法的 PAPR 抑制效果受子载波数的影响较小, 但会随着子载波分组数的增加而得到提升。

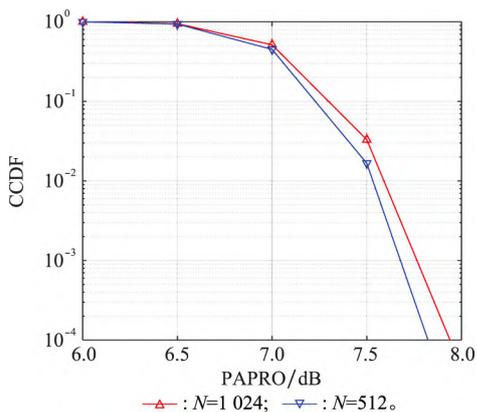


图 5 不同子载波数下 DPSO-PTS 的 PAPR 曲线
Fig. 5 PAPR curve of DPSO-PTS under different subcarrier numbers

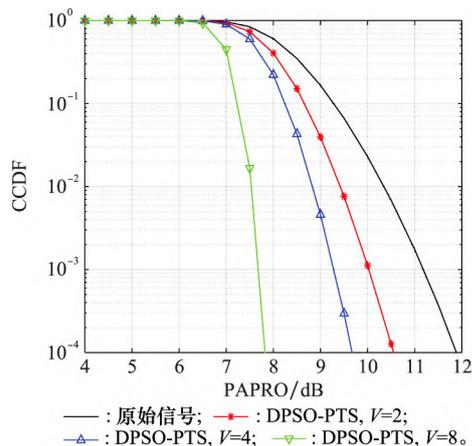


图 6 不同子载波分组数下 DPSO-PTS 的 PAPR 曲线
Fig. 6 PAPR curve of DPSO-PTS under different subcarrier packet numbers

3.2 BER 性能

如图 7 所示,对 DPSO-PTS 方法的系统 BER 性能进行了仿真分析。可以看到,相较于传统 PTS 方法,使用 DPSO-PTS 方法的系统 BER 性能得到了一定的提升,在 BER 为 10^{-4} 时,系统的信噪比降低了约 2 dB。

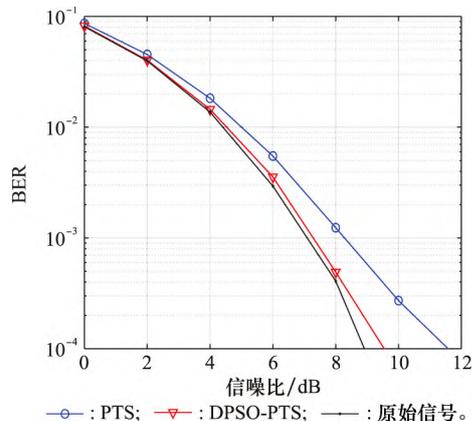


图 7 DPSO-PTS 与传统 PTS 的 BER 曲线
Fig. 7 BER curve of DPSO-PTS and traditional PTS

4 结 论

本文提出了一种 DPSO-PTS 的可见光 ACO-OFDM 系统 PAPR 抑制方法,利用 DPSO 算法选择最优化的相位因子组合从而有效控制 PAPR 的范围,以改善系统的 PAPR。仿真结果表明,DPSO-PTS 方法不仅能够有效地降低可见光 ACO-OFDM 系统的 PAPR,而且降低了传统 PTS 方法的计算复杂度,同时也改善了系统的 BER 性能,有很好的应用前景。

参考文献

- [1] VAPPANGI S, VAKAMULLA V M. A low PAPR multicarrier and multiple access schemes for VLC[J]. Optics Communications, 2018, 425(4): 121 - 132.
- [2] ABDULKAFI A A, ALIAS M Y, HUSSEIN Y S. Performance analysis of DCO-OFDM in VLC system[C]//Proc. of the IEEE Malaysia International Conference on Communications, 2016: 163 - 168.
- [3] ANTONIO C, VALERIA L, MAURO B. Adaptive modulation control for visible light communication systems[J]. Lightwave Technology, 2021, 39: 2780 - 2789.
- [4] ZHANG Y T, ZHAO L, ZHANG F. Performance optimization of visible light OFDM communication system based on wavelet transform[J]. Laser Technology, 2020, 44(2): 261 - 265.
- [5] ZHANG J, ZHANG J. Research on partial linear companding transform for reducing the clipping distortion of visible light OFDM system[J]. Journal of Signal Processing, 2016, 32(1): 113 - 118.
- [6] MIRIYALA G, MANI V V. A new PAPR reduction technique in DCO-OFDM for visible light communication systems[J]. Optics Communications, 2020, 474: 126064.
- [7] YU Z H, BAXLEY R J, ZHOU G T. EVM and achievable data rate analysis of clipped OFDM signals in visible light communication[J]. Eurasip Journal on Wireless Communications & Networking, 2012, 2012: 321.
- [8] TONG Z R, HUY N, ZHANG W H. PAPR reduction in CO-OFDM systems using IPTS and modified clipping and filtering[J]. Optoelectronics Letters, 2018, 14(3): 209 - 211.
- [9] AHMAD R, SRIVASTAVA A. PAPR reduction of OFDM signal through DFT precoding and GMSK pulse shaping in indoor VLC[J]. IEEE Access, 2020, 8: 122092 - 122103.
- [10] 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): 916 - 920. ZHAO Y, WANG C, YANG H, et al. Improved SLM peak-to-average ratio suppression method for visible light communication system[J]. Systems Engineering and Electronics, 2019, 41(4): 916 - 920.
- [11] HU W W. PAPR Reduction in DCO-OFDM visible light communication systems using optimized odd and even sequences combination[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(1): 2632 - 2648.
- [12] RIFAT K, MUHAMMED Y Y, MURAT U, et al. A 130 nm CMOS receiver for visible light communication[J]. Lightwave

- Technology, 2022, 40: 3681–3687.
- [13] MERAH H, MESRI M, TALBI L. Complexity reduction of PTS technique to reduce PAPR of OFDM signal used in wireless communication system[J]. IET Communication, 2019, 13(7): 939–946.
- [14] 徐东明, 杨杰. 基于改进的粒子群算法抑制 OFDM 的峰均比[J]. 西安邮电大学学报, 2017, 22(4): 10–14.
XU D M, YANG J. Peak-to-average ratio suppression of OFDM based on improved particle swarm optimization [J]. Journal of Xi'an University of Posts and Telecommunications, 2017, 22(4): 10–14.
- [15] 张帅, 杨霖, 李少谦. PSO 与相位因子优选对结合降低 OFDM 峰均比的算法[J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(7): 1479–1483.
ZHANG S, YANG L, LI S Q. An algorithm to reduce the peak-to-average ratio of OFDM by combining PSO and phase factor optimization[J]. Systems Engineering and Electronics, 2012, 34(7): 1479–1483.
- [16] PRASAD S, JAYABALAN R. PAPR reduction in OFDM using scaled particle swarm optimisation based partial transmit sequence technique[J]. The Journal of Engineering, 2019, 22(5): 3460–3468.
- [17] KENNEDY J, EBERHART RC. A discrete binary version of the particle swarm algorithm[C]//Proc. of the IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics. Computational Cybernetics and Simulation, 1997: 4104–4108.
- [18] LIANG H, CHEN Y R, HUANG Y F, et al. A modified genetic algorithm PTS technique for PAPR reduction in OFDM systems[C]//Proc. of the 15th Asia-Pacific Conference on Communications, 2009: 170–173.
- [19] 杨霖, 张帅, 王小波. 改进的 GA-PTS 降低 OFDM 峰均比[J]. 电子科技大学学报, 2013, 42(3): 338–343.
YANG L, ZHANG S, WANG X B. Improved GA-PTS reduces the peak-to-average ratio of OFDM[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology, 2013, 42(3): 338–343.
- [20] LI L, XUE L S, CHEN X H, et al. Partial transmit sequence based on discrete particle swarm optimization with threshold about PAPR reduction in FBMC/OQAM system[J]. IET Commun, 2022, 16(12): 142–150.
- [21] 王沁, 李磊, 陆成勇. 基于动态离散粒子群优化的 PTS 相位系数搜索算法[J]. 系统仿真学报, 2010, 22(12): 2799–2804.
WANG Q, LI L, LU C Y. PTS phase coefficient search algorithm based on dynamic discrete particle swarm optimization[J]. Journal of System Simulation, 2010, 22(12): 2799–2804.
- [22] 彭小峰, 曹阳, 杨家旺, 等. 室内可见光通信系统中的 OFDM 与 ACO-OFDM 调制技术研究[J]. 光通信技术, 2016, 40(7): 60–62.
PENG X F, CAO Y, YANG J W, et al. Research on modulation technology of OFDM and ACO-OFDM in indoor visible light communication system[J]. Optical Communication Technology, 2016, 40(7): 60–62.
- [23] ASADZADEH K, DABBO A, HRANILOVIC S. Receiver design for asymmetrically clipped optical OFDM[C]//Proc. of the GLOBECOM Workshops, 2011: 777–781.

作者简介

方智敬(1994—),男,助理研究员,硕士,主要研究方向为可见光通信、定位技术。

陈媛(1981—),女,副研究员,博士,主要研究方向为光通信、智能测试技术。

王俊杰(1979—),男,副研究员,博士,主要研究方向为光通信、光电检测技术。