第 41 卷 第 17 期/2021 年 9 月/光学学报 研究论文

光学学报

可见光通信预编码光正交频分复用系统的研究

贾科军[1*]，魏少博[1**]，蔺莹[1]，陈娟娟[1]，曹明华[1]，黎锁平[2]

[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

摘要 推导了预编码直流偏置光正交频分复用(DCO-OFDM)和预编码非对称限幅 O-OFDM(ACO-OFDM)系统子载波信噪比(SNR)的表达式。仿真结果表明，在视线传播信道下，预编码不会影响系统的误码率(BER)性能；在多径信道下，预编码能均衡光无线信道的频率选择性衰落，使系统接收端子载波的 SNR 均匀化，从而改善系统的 BER 性能。此外，采用蒙特卡罗方法仿真分析了离散傅里叶变换、离散余弦变换和离散哈特莱变换预编码 O-OFDM系统的峰均功率比(PAPR)和 BER 性能，验证了理论分析的正确性。最后，在考虑 O-OFDM 符号双边限幅的情况下，仿真验证了预编码对 PAPR 的抑制性能。

关键词 光通信；预编码；光正交频分复用；峰均功率比；误码率；双边限幅

中图分类号 TN929.12 **文献标志码** A **doi**：10.3788/AOS202141.1706004

Research on Precoding Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing System in Visible Light Communication

Jia Kejun[1*], Wei Shaobo[1**], Lin Ying[1], Chen Juanjuan[1], Cao Minghua[1], Li Suoping[2]

[1] *School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu* 730050, *China*;

[2] *School of Science, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu* 730050, *China*

Abstract Subcarrier signal-to-noise ratio (SNR) expressions are derived in this paper for the precoded direct current-biased optical orthogonal frequency division multiplexing (DCO-OFDM) system and the precoded asymmetrically clipped O-OFDM (ACO-OFDM) system. Simulation results show that in the line-of-sight channel, precoding does not affect the bit error rate (BER) performance of the systems. In the multipath channel, however, it can equalize the frequency-selective fading of the optical wireless channel, thereby uniformizing the subcarrier SNR at the receiving terminal of the O-OFDM system and ultimately improving the system BER performance. The Monte Carlo method is then used to simulate and analyze the peak-to-average power ratio (PAPR) and the BER of O-OFDM systems applying discrete Fourier transform precoding, discrete cosine transform precoding, and discrete Hartley transform precoding, which verifies the correctness of the theoretical analysis. The simulation also verifies the PAPR suppression function of precoding under bilateral clipping of O-OFDM signals.

Key words optical communications; precoding; optical orthogonal frequency division multiplexing; peak-to-average power ratio; bit error rate; bilateral clipping

OCIS codes 060.4230; 060.4510; 070.2025

1 引 言

随着通信和互联网技术的发展，人们对通信速率和数据流量的需求越来越高，但传统射频(RF)通信面临着频谱资源稀缺的问题[1]。可见光通信(VLC)可提供超过 400 THz 的频谱资源，具有更高

收稿日期：2020-12-28；**修回日期**：2021-02-03；**录用日期**：2021-03-31

基金项目：国家自然科学基金(61461026，61875080，61841107)、甘肃省自然科学基金(18JR3RA153)、兰州理工大学博士科研启动经费(061903)

通信作者：*kjjia@lut.edu.cn；**weishaobo321@163.com

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

的信息传输速率和保密性，且 VLC 与 RF 通信不会相互干扰，可用于飞机机舱、煤矿勘探和智能家居等场景[2-3]，是 RF 通信的有效补充手段。随着发光二极管(LED)的普及，VLC 将在未来室内数据网络和下一代通信中发挥重要的作用。

VLC 采用强度调制/直接检测(IM/DD)技术改变光信号的强度以实现信息传送。但光信号在室内多径传播时会造成符号间干扰(ISI)，光正交频分复用(O-OFDM)系统可以克服 ISI 和窄带干扰，且能提高频谱利用率，但 O-OFDM 系统的峰均功率比(PAPR)较高。LED 将电信号转化为光信号时呈非线性特性，且具有动态范围受限的特点，因此，在 IM/DD 系统中 O-OFDM 信号更容易受到 LED 非线性的影响[4-5]。此外，光随机信道呈现频率选择性衰落，而 O-OFDM 系统高频子载波的信噪比(SNR)较小，导致系统的误码率(BER)性能变差[6]。

预编码能有效降低 O-OFDM 系统的 PAPR，减小 LED 非线性对系统性能的影响，同时能均衡光随机信道的频率选择性衰落，改善 VLC 系统的 BER 性能。Mesleh 等[7]仿真分析了不同 O-OFDM 符号平均功率下的离散傅里叶变换(DFT)预编码直流偏置 O-OFDM(DCO-OFDM)和非对称限幅 O-OFDM(ACO-OFDM)系统的 BER 性能。Kashani 等[8]通过构建多径信道模型并结合 LED 非线性特性，进行了室内 VLC 仿真，分析了 DFT 预编码在不同 SNR 情况下对系统 BER 性能的影响。Ma 等[9]采用多频带恒幅零自相关(MB-CAZAC)序列预编码方案均衡 O-OFDM 系统的 SNR，在 50 cm 传输距离下分析了该预编码方案在不同信息采样速率下对系统 BER 性能的影响。Sheu 等[10]将预编码与预畸变技术应用于自适应 DCO-OFDM 系统中，仿真结果表明，该方案能明显减小 LED 的非线性失真。Jiang 等[11]搭建了预编码 DCO-OFDM 硬件系统，实验结果表明，在多径信道下预编码能明显改善系统的 BER 性能。上述方法主要通过设计新的预编码方案降低 O-OFDM 系统的 PAPR，同时改善系统的 BER，但对预编码对 O-OFDM 系统 BER 性能影响的理论分析还有待进一步研究。

本文针对 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统，同时考虑到视线传播(LOS)和多径衰落信道，理论推导了预编码 O-OFDM 系统的子载波 SNR 表达式。首先，介绍了预编码 O-OFDM 系统的原理，给出了预编码解码信号表达式。然后，忽略 O-OFDM 符号限幅噪声后，推导了预编码 O-OFDM 系统接收端子载波 SNR 的表达式。结果表明，LOS 信道下预编码不会对系统的 BER 产生影响；而在多径信道下，预编码可以均衡信息符号功率和信道噪声，从而均衡化各子载波的 SNR。最后，采用蒙特卡罗方法进行仿真，结果表明，DFT[7]、离散余弦变换(DCT)[12]和离散哈特莱变换(DHT)[13]预编码可以降低 O-OFDM 系统的 PAPR。此外，分析了在 LOS 信道和 Ceiling-Bounce 多径信道下预编码 O-OFDM 的 BER 性能。

2 系统原理

2.1 预编码 O-OFDM 系统模型

图 1 为预编码 O-OFDM 系统的原理，其中，$\boldsymbol{X}$、$\boldsymbol{Y}$ 为频域信号，$\boldsymbol{x}$、$\boldsymbol{y}$ 为时域信号。

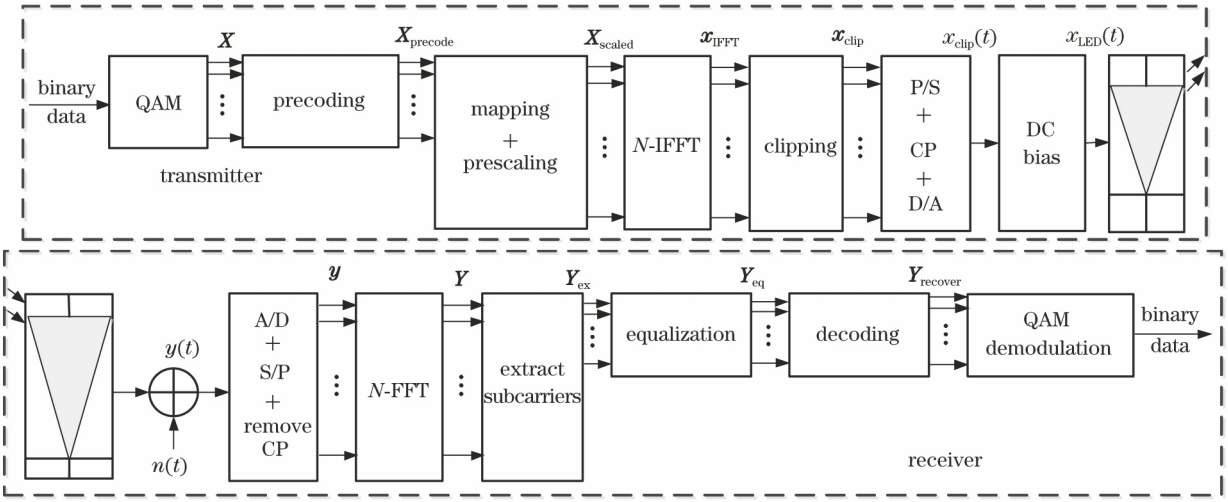

图 1 预编码 O-OFDM 系统的原理

Fig. 1 Principle of the precoding O-OFDM system

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

2.2 发送端

二进制比特序列经过 M 阶正交振幅调制(M-QAM),产生平均功率归一化的符号矢量 $\boldsymbol{X}(Q\times 1)$,即 $E(|\boldsymbol{X}|^2)=1$,其中,Q 为 QAM 符号矢量 $\boldsymbol{X}$ 包含的符号数量,$E(\cdot)$ 为数学期望。设 O-OFDM符号包含的子载波数为 N,对于 ACO-OFDM 系统,$Q^{\mathrm{ACO}}=N/4$,对于 DCO-OFDM 系统,$Q^{\mathrm{DCO}}=N/2-1$。对 $\boldsymbol{X}$ 进行预编码处理,即

$$\boldsymbol{X}_{\mathrm{precode}}=\boldsymbol{P}\boldsymbol{X},\tag{1}$$

式中,$\boldsymbol{P}$ 为 $Q\times Q$ 的酉矩阵。通过预编码产生自相关性较低的矢量 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{precode}}$,从而降低 O-OFDM 时域信号的 PAPR。$\boldsymbol{X}_{\mathrm{precode}}$映射输出厄米特(Hermitian)对称矢量 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{mapping}}$,ACO-OFDM 映射可表示为

$$\boldsymbol{X}_{\mathrm{mapping}}^{\mathrm{ACO}}=\Big[0,X_{\mathrm{precode}}(0),0,X_{\mathrm{precode}}(1),\cdots,X_{\mathrm{precode}}\Big(\frac{N}{4}-1\Big),$$
$$0,X_{\mathrm{precode}}^{*}\Big(\frac{N}{4}-1\Big),0,\cdots,X_{\mathrm{precode}}^{*}(0)\Big]^{\mathrm{T}},\tag{2}$$

式中,$X_{\mathrm{precode}}(0)$为矢量 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{precode}}$ 中的第一个预编码符号,上标 $*$ 表示共轭运算,上标 T 表示矩阵的转置。DCO-OFDM 映射可表示为

$$\boldsymbol{X}_{\mathrm{mapping}}^{\mathrm{DCO}}=\Big[0,X_{\mathrm{precode}}(0),X_{\mathrm{precode}}(1),\cdots,X_{\mathrm{precode}}\Big(\frac{N}{2}-2\Big),$$
$$0,X_{\mathrm{precode}}^{*}\Big(\frac{N}{2}-2\Big),\cdots,X_{\mathrm{precode}}^{*}(0)\Big]^{\mathrm{T}}。\tag{3}$$

对 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{mapping}}$ 进行预尺度变换,以设置 O-OFDM 符号的方差,令 $X_{\mathrm{scaled}}(n)=\alpha X_{\mathrm{mapping}}(n)$,$n=0,\cdots,N-1$,则无偏估计得到的预尺度变换因子可表示为[14]

$$\alpha=\sigma_0\sqrt{(N-1)/\sum_{n=0}^{N-1}|X_{\mathrm{mapping}}(n)|^2},\tag{4}$$

式中,σ_0 为逆快速傅里叶变换(IFFT)输出的时域信号序列 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{IFFT}}$ 的均方差。

IFFT 输出双极性实数信号序列 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{IFFT}}=\boldsymbol{F}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{scaled}}$,其中,$\boldsymbol{F}$ 为 N 点归一化离散傅里叶变换矩阵[15],上标 H 表示矩阵的共轭转置。IM/DD 技术要求驱动 LED 的信号是单极性实数信号,因此,还需对 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{IFFT}}$ 进行预限幅。ACO-OFDM 系统的 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{IFFT}}^{\mathrm{ACO}}$ 具有反对称性,将小于零的信号置零可得到非负实数信号,预限幅输出可表示为 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{clip}}=\mathrm{U}(\boldsymbol{x}_{\mathrm{IFFT}})\boldsymbol{x}_{\mathrm{IFFT}}+\boldsymbol{n}_{\mathrm{clip}}$,其中,$\mathrm{U}(\cdot)$为单位阶跃函数,$\boldsymbol{n}_{\mathrm{clip}}$为限幅噪声。在接收端进行快速傅里叶变换(FFT)时,限幅噪声全部落在偶数子载波上,不影响载荷信息的奇数子载波[16]。DCO-OFDM 系统的 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{IFFT}}^{\mathrm{DCO}}$ 是双极性实数信号,添加直流偏置 B_{DC} 后删除小于零的信号,从而得到单极性实数信号。预限幅时删除 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{IFFT}}^{\mathrm{DCO}}$ 中小于 $-B_{\mathrm{DC}}$ 的信号。DCO-OFDM 系统的限幅噪声会对解调信息产生干扰,但当 B_{DC} 较大时,限幅噪声较小,可以忽略,即 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{clip}}\approx\boldsymbol{x}_{\mathrm{IFFT}}$[17]。对信号 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{clip}}$ 进行并串(P/S)转换、添加循环前缀(CP)、数模(D/A)转换处理后,DCO-OFDM 还需要添加 B_{DC} 得到单极性非负驱动信号 $x_{\mathrm{LED}}^{\mathrm{DCO}}(t)=x_{\mathrm{clip}}(t)+B_{\mathrm{DC}}$,而 $x_{\mathrm{LED}}^{\mathrm{ACO}}(t)=x_{\mathrm{clip}}(t)$,其中,$t$ 为时间变量。

2.3 信道模型

光信号经过室内无线信道传输到光电检测器(PD),输入 PD 的光信号有两种传播模式。一种是 LOS,即光信号不经反射直接输入 PD,信道等效为加性高斯白噪声(AWGN)信道。另一种是散射传播,即光信号经过室内家具、墙壁等多次反射后到达 PD,信道可等效为多径信道,其冲激响应表示为

$$h(t)=\sum_{l=0}^{L-1}h_l\delta(t-l\Delta\tau),\tag{5}$$

式中,$\delta(\cdot)$、$\Delta\tau$ 和 L 分别为狄拉克函数、可分辨的最小路径延迟和路径总数,h_l 和 $l\Delta\tau$ 分别为第 l 条路径的路径系数和延迟。

Ceiling-Bounce 信道模型可以准确描述室内光无线多径信道特性[18],其信道冲激响应可表示为

$$h_l(l,a)=\frac{6a^6}{(t+a)^7}\mathrm{U}(t),l\neq 0,\tag{6}$$

式中,$a=12\sqrt{11/13}\cdot D_{\mathrm{RMS}}$,$D_{\mathrm{RMS}}$ 为均方根延迟扩展,典型取值在 2~20 ns 之间。

2.4 接收端

PD 将光信号转换为电信号 $y(t)$,经过模数(A/D)转换、串并(S/P)转换后删除 CP,输出并行信号 $\boldsymbol{y}=\boldsymbol{h}\boldsymbol{x}_{\mathrm{LED}}+\boldsymbol{n}_{\mathrm{AWGN}}$。其中,$\boldsymbol{x}_{\mathrm{LED}}$、$\boldsymbol{y}$ 和 $\boldsymbol{n}_{\mathrm{AWGN}}$ 分别表示长度为 N 的发送矢量、接收矢量和 AWGN 矢量,$\boldsymbol{h}$ 为多径信道循环矩阵[19]。$\boldsymbol{y}$ 经过 N-FFT 后得到的频域信号序列 $\boldsymbol{Y}$ 可表示为

$$\boldsymbol{Y}=\boldsymbol{H}\boldsymbol{X}_{\mathrm{clip}}+\boldsymbol{H}\boldsymbol{B}_{\mathrm{DC}}+\boldsymbol{N}_{\mathrm{AWGN}},\tag{7}$$

式中,$\boldsymbol{H}=\boldsymbol{F}\boldsymbol{h}\boldsymbol{F}^{\mathrm{H}}$ 为频域信道的响应矩阵,是 $N\times N$ 的对角阵,$\boldsymbol{X}_{\mathrm{clip}}$ 和 $\boldsymbol{N}_{\mathrm{AWGN}}$ 分别为限幅信号 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{clip}}$ 和 AWGN 的 FFT,$\boldsymbol{B}_{\mathrm{DC}}=[\sqrt{N}B_{\mathrm{DC}},0,\cdots,0]^{\mathrm{T}}$ 为直流偏置的 FFT。AWGN 的方差 $\sigma_{\mathrm{AWGN}}^2=W_{\mathrm{BW}}N_0$,其中,$W_{\mathrm{BW}}$ 为 O-OFDM 系统的调制带宽,N_0 为单边功率谱密度。

根据发送端子载波的映射结构,提取 $\boldsymbol{Y}$ 中载荷信息的子载波,得到 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{ex}}=\boldsymbol{H}_{\mathrm{ex}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{clip,ex}}+\boldsymbol{N}_{\mathrm{AWGN,ex}}$。在 ACO-OFDM 系统中,提取 Y 的前一半奇数位子载波,得到长度为 $N/4$ 的矢量 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{ex}}^{\mathrm{ACO}}$。在 DCO-OFDM

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

系统中，提取 Y 的第 2 到第 $N/2$ 个子载波，得到长度为 $N/2-1$ 的矢量 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{ex}}^{\mathrm{DCO}}$。$\boldsymbol{X}_{\mathrm{clip,ex}}$、$\boldsymbol{N}_{\mathrm{AWGN,ex}}$ 和 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{ex}}$ 分别为提取的频域限幅信号、AWGN 和对应的频域信道响应子矩阵，$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{ex}}$ 中的变量 $Y_{\mathrm{ex}}(l)=H(l)X_{\mathrm{clip}}(l)+N_{\mathrm{AWGN}}(l)$，其中，$H(l)$ 为 $\boldsymbol{H}$ 主对角线上的第 l 个元素，ACO-OFDM 系统中 $l=1,3,\cdots,N/2-1$，DCO-OFDM 系统中 $l=1,\cdots,N/2-1$。对 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{ex}}$ 进行均衡处理以减小信道对系统可靠性的影响，即 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{eq}}=\boldsymbol{W}\boldsymbol{Y}_{\mathrm{ex}}$，其中，$\boldsymbol{W}$ 为均衡矩阵。ACO-OFDM 系统中的 $\boldsymbol{W}^{\mathrm{ACO}}$ 是 $\frac{N}{4}\times\frac{N}{4}$ 矩阵，$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{eq}}^{\mathrm{ACO}}$ 是长度为 $\frac{N}{4}$ 的矢量。DCO-OFDM 系统中的 $\boldsymbol{W}^{\mathrm{DCO}}$ 是 $\left(\frac{N}{2}-1\right)\times\left(\frac{N}{2}-1\right)$ 矩阵，$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{eq}}^{\mathrm{DCO}}$ 是长度为 $N/2-1$ 的矢量。

与预编码过程对应，在接收端需进行预编码的解码，解码输出符号序列 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{recover}}=\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Y}_{\mathrm{eq}}$。当 DCO-OFDM 系统中的 B_{DC} 较大时，限幅对信号影响很小，限幅信号序列 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{clip}}^{\mathrm{DCO}}\approx\boldsymbol{X}_{\mathrm{scaled}}^{\mathrm{DCO}}$。在 ACO-OFDM 系统中，限幅导致接收的频域信号奇数位子载波幅度减小一半，限幅信号序列 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{clip}}^{\mathrm{ACO}}=\boldsymbol{X}_{\mathrm{scaled}}^{\mathrm{ACO}}/2$。解码序列 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{recover}}$ 可表示为

$$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{recover}}=\alpha\rho\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}\boldsymbol{H}_{\mathrm{ex}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{X}+\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}\boldsymbol{N}_{\mathrm{AWGN,ex}},\tag{8}$$

式中，ρ 为限幅导致的频域信号衰减因子，$\rho^{\mathrm{ACO}}=0.5$，$\rho^{\mathrm{DCO}}=1$。将 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{recover}}$ 输入到最大似然 QAM 解调器，从而恢复出发送信号。

3 预编码 O-OFDM 系统的性能分析

(8)式中的第一项包含信息，第二项为噪声干扰项，则 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{recover}}$ 信号的 SNR 可表示为

$$\zeta_{\mathrm{SNR}}=\frac{E_{\mathrm{s}}}{\log_2(M)E_{\mathrm{AWGN}}},\tag{9}$$

式中，E_{s} 为信息符号的平均功率，E_{AWGN} 为噪声的平均功率。将 ζ_{SNR} 代入 QAM 最大似然检测理论 BER 表达式，得到预编码 O-OFDM 系统的理论 BER 为[19]

$$p_{\mathrm{BER}}=\frac{4(\sqrt{M}-1)}{\log_2(M)\sqrt{M}}\mathrm{erfc}\left[\sqrt{\frac{3\log_2(M)}{M-1}\zeta_{\mathrm{SNR}}}\right],\tag{10}$$

式中，erfc(·)为误差函数。

3.1 LOS 信道

LOS 信道中的矩阵 $\boldsymbol{H}$ 和 $\boldsymbol{W}$ 都是单位矩阵，输入 QAM 解调器的信号可表示为

$$Y_{\mathrm{recover}}(i)=\alpha\rho X(i)+\sigma_{\mathrm{AWGN}}\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}(i,:)\bar{\boldsymbol{N}}_{\mathrm{AWGN,ex}},\tag{11}$$

式中，$\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}(i,:)$ 为矩阵 $\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}$ 的第 i 行，$\bar{\boldsymbol{N}}_{\mathrm{AWGN,ex}}$ 表示均值为 0、方差为 1 的 AWGN，σ_{AWGN} 为 AWGN 的均方差。由于正交型预编码矩阵 $\boldsymbol{P}$ 是酉矩阵，即 $\|\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}(i,:)\|_2=1$，其中，$\|\cdot\|_2$ 为 2-范数，ACO-OFDM 系统中 $i=0,\cdots,\frac{N}{4}-1$，DCO-OFDM 系统中 $i=0,\cdots,\frac{N}{2}-2$。由(4)式及 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统的映射结构，得到预尺度变换因子 $\alpha^{\mathrm{ACO}}=\sigma_0\sqrt{(2N-2)/N}$、$\alpha^{\mathrm{DCO}}=\sigma_0\sqrt{(N-1)/(N-2)}$。根据(11)式得到 LOS 信道子载波的平均 SNR 为

$$\zeta_{\mathrm{SNR,LOS}}^{\mathrm{ACO}}=\frac{(\alpha^{\mathrm{ACO}}\rho^{\mathrm{ACO}})^2E(|\boldsymbol{X}|^2)}{\log_2(M)\sigma_{\mathrm{AWGN}}^2}=\frac{(N-1)\sigma_0^2}{2N\log_2(M)\sigma_{\mathrm{AWGN}}^2},\tag{12}$$

$$\zeta_{\mathrm{SNR,LOS}}^{\mathrm{DCO}}=\frac{(N-1)\sigma_0^2}{(N-2)\log_2(M)\sigma_{\mathrm{AWGN}}^2}。\tag{13}$$

可以发现，LOS 信道的平均 SNR 与预编码矩阵 $\boldsymbol{P}$ 无关，因此，预编码不会影响系统的 BER 性能。

3.2 多径信道

多径信道下的 $Y_{\mathrm{recover}}(i)$ 可表示为

$$Y_{\mathrm{recover}}(i)=\alpha\rho\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}(i,:)\boldsymbol{W}\boldsymbol{H}_{\mathrm{ex}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{X}+\sigma_{\mathrm{AWGN}}\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}(i,:)\boldsymbol{W}\bar{\boldsymbol{N}}_{\mathrm{AWGN,ex}}。\tag{14}$$

(14)式中的第一项包含有用信息，对 QAM 符号序列 $\boldsymbol{X}$ 的功率进行归一化，即预编码序列 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{precode}}$ 的平均功率为 1。信息符号功率可表示为

$$E_{\mathrm{s}}(i)=(\alpha\rho)^2[\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}(i,:)\boldsymbol{W}\boldsymbol{H}_{\mathrm{ex}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{X}]^2=(\alpha\rho)^2\sum_{j=0}^{Q-1}[\|(\boldsymbol{W}\boldsymbol{H}_{\mathrm{ex}})(:,j)\|_2]^2,\tag{15}$$

式中，$(:,j)$ 为矩阵的第 j 列。(14)式中的第二项为噪声项，噪声功率可表示为

$$E_{\mathrm{AWGN}}(i)=\sigma_{\mathrm{AWGN}}^2\sum_{j=0}^{Q-1}[(\|\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}(i,:)\|_2)^2(\|\boldsymbol{W}(:,j)\|_2)^2]=\sigma_{\mathrm{AWGN}}^2\sum_{j=0}^{Q-1}(\|\boldsymbol{W}(:,j)\|_2)^2。\tag{16}$$

可以发现，信息符号功率和噪声功率与预编码矩阵 $\boldsymbol{P}$ 无关，与变量编号 i 也无关，即序列 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{recover}}$ 中 Q 个解调信号的信息符号功率和噪声功率都相等，且只与均衡矩阵和频域信道响应矩阵有关。将 $\rho^{\mathrm{ACO}}=0.5$、α^{ACO} 代入(15)式和(16)式，得到 ACO-OFDM 系统的信息符号功率和噪声功率为

$$E_{\mathrm{s}}^{\mathrm{ACO}}=\frac{2\sigma_0^2(N-1)}{N}\sum_{j=0}^{N/4-1}[\|(\boldsymbol{W}^{\mathrm{ACO}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{ex}}^{\mathrm{ACO}})(:,j)\|_2]^2,\tag{17}$$

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

$$E_{\mathrm{AWGN}}^{\mathrm{ACO}}=\frac{4\sigma_{\mathrm{AWGN}}^{2}}{N}\sum_{j=0}^{N/4-1}\left[\left\|(\boldsymbol{W}^{\mathrm{ACO}})(:,j)\right\|_{2}\right]^{2}。\quad(18)$$

多径信道下预编码 ACO-OFDM 系统的 SNR 为

$$\zeta_{\mathrm{SNR,diffuse}}^{\mathrm{ACO}}=\frac{\sigma_{0}^{2}(N-1)\sum_{j=0}^{N/4-1}\left[\left\|(\boldsymbol{W}^{\mathrm{ACO}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{ex}}^{\mathrm{ACO}})(:,j)\right\|_{2}\right]^{2}}{2N\log_{2}(M)\sigma_{\mathrm{AWGN}}^{2}\sum_{j=0}^{N/4-1}\left[\left\|(\boldsymbol{W}^{\mathrm{ACO}})(:,j)\right\|_{2}\right]^{2}}。\quad(19)$$

同理，预编码 DCO-OFDM 系统的 SNR 为

$$\zeta_{\mathrm{SNR,diffuse}}^{\mathrm{DCO}}=\frac{\sigma_{0}^{2}(N-1)\sum_{j=0}^{N/2-2}\left[\left\|(\boldsymbol{W}^{\mathrm{DCO}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{ex}}^{\mathrm{DCO}})(:,j)\right\|_{2}\right]^{2}}{(N-2)\log_{2}(M)\sigma_{\mathrm{AWGN}}^{2}\sum_{j=0}^{N/2-2}\left[\left\|(\boldsymbol{W}^{\mathrm{DCO}})(:,j)\right\|_{2}\right]^{2}}。\quad(20)$$

从(19)式、(20)式可以发现，输入 QAM 解调器的 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{recover}}$ 中各子载波的 SNR 相等，忽略限幅噪声时，子载波的 SNR 与预编码矩阵 $\boldsymbol{P}$ 无关。通常可将室内无线光信道表示为多径衰落信道模型，引入预编码可均匀化子载波的 SNR，从整体上改善系统的 BER 性能。

4 数值仿真和分析

采用蒙特卡罗方法仿真分析 DFT、DCT 和 DHT 预编码 O-OFDM 的 PAPR 和 BER 性能，以验证理论分析的正确性，仿真时的主要参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

Parameter	Value
Modulation bandwidth of OFDM symbol W_{BW} /MHz	50
Root-mean-square delay spread D_{RMS} /ns	8
Number of paths L	15
Minimum delay Δt /ns	0.75
Length of cyclic prefix N_{g}	16
Subcarrier number N	256
Unilateral power spectral density of Gaussian noise N_0 /($\mathrm{A}^2\cdot\mathrm{Hz}^{-1}$)	10^{-21}

4.1 系统的 PAPR 分析

图 2 为 64QAM 和 256QAM 预编码 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统的 PAPR 曲线，其中，横坐标 X_{PAPR0} 为 PAPR 的取值，纵坐标为 PAPR 的互补累积分布函数(CCDF)。同时给出了使用交织式分布的 DFT-spread 技术[20]和数字限幅技术系统的 CCDF 曲线；w/o _precode 表示不用预编码，DFT-S 表示使用 DFT-spread 技术，X_{CR} 为数字限幅技术的限幅比。可以发现，预编码可降低 O-OFDM 系统的 PAPR，且 DFT 预编码对 PAPR 的抑制效果最好，DCT 和 DHT 预编码对 PAPR 的抑制效果几乎相同。如对于 64QAM 预编码 ACO-OFDM 系统，当 X_{PAPR0} 为 11 dB 时，DFT 预编码的 CCDF 值为 0.35，DCT 和 DHT 预编码的 CCDF 值为 0.6；在 64QAM 预编码 DCO-OFDM 系统中，当 X_{PAPR0} 为 9 dB 时，DFT 预编码的 CCDF 值为 0.15，DCT 和 DHT 预编码的 CCDF 值为 0.35。此外，无论是否采用预编码，在 QAM 的调制阶数 M 相同时，DCO-OFDM 系统的 PAPR 明显小于 ACO-OFDM 系统的 PAPR，原因是 ACO-OFDM 系统需要将小于零的信号置零，导致平均功率变小；且 QAM 的调制阶数不会影响 O-OFDM 系统的 PAPR，对预编码 O-OFDM 系统的 PAPR 影响也很小。当 $X_{\mathrm{CR}}=3.4$ 时，数字限幅技术对于 DCO-OFDM 系统的 PAPR 几乎无抑制效果，但能明显抑制 ACO-OFDM 系统的 PAPR，原因是 ACO-OFDM 系统的 PAPR 整体大于 DCO-OFDM 系统的 PAPR。相比预编码技术，DFT-spread 技术对系统 PAPR 的抑制效果较差。总体来说，预编码技术的计算复杂度较低且能有效抑制系统的 PAPR。

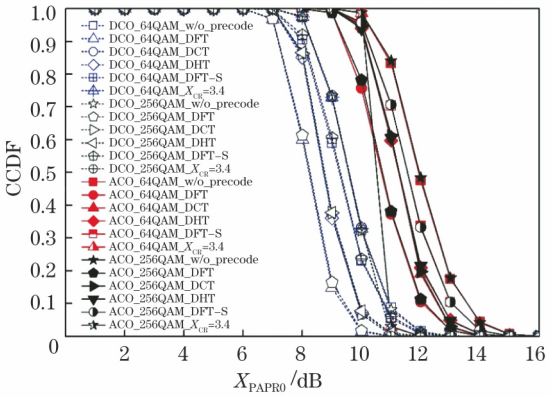

图 2 不同预编码方案的 CCDF 曲线

Fig. 2 CCDF curves of different precoding schemes

4.2 系统的 BER

图 3 为 LOS(AWGN)信道下 DFT、DCT 和 DHT 预编码 O-OFDM 系统的 BER 曲线，同时还给出了采用 DFT-spread 技术和数字限幅技术系统的 BER 曲线。其中，横坐标为信号 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{IFFT}}$ 的平均电功率 σ_0^2，取值范围为 −100～−65 dBm，图例中的 theo 表示理论值，sim 表示仿真值。在不使用信道纠错码时，系统的 BER 可达到 10^{-5}。可以发现，系统 BER 的理论和仿真曲线几乎重合，验证了理论分析的正确性，存在差异的原因是理论分析时忽略了

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

限幅的影响。其次，在采用相同 QAM 调制时，使用预编码与没有使用预编码的 O-OFDM 系统的 BER 曲线重合，即在 LOS(AWGN)信道下预编码对 O-OFDM 系统的 BER 性能没有影响，这与(12)式、(13)式的结论一致。此外，采用数字限幅技术的 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 系统的 BER 性能明显较差，原因是直接截断信号导致了严重的信号失真，系统的 BER 性能恶化。使用 DFT-spread 技术的系统 BER 性能最好，但该技术严重降低了频谱利用率和信息传输速率。

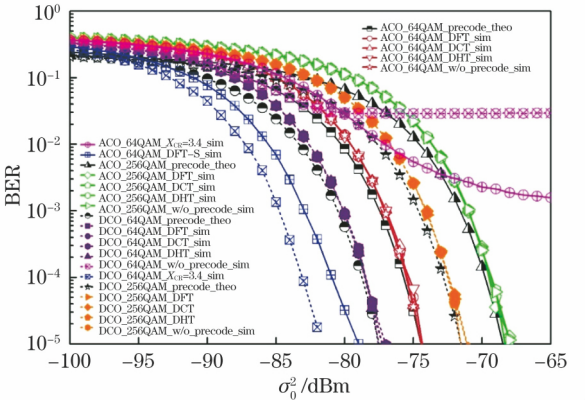

图 3 LOS 信道下 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统 BER 随 σ_0^2 的变化曲线

Fig. 3 BER of ACO-OFDM and DCO-OFDM systems versus σ_0^2 under LOS channel

图 4 为 Ceiling-Bounce 信道下 DFT、DCT 和 DHT 预编码 O-OFDM 系统的 BER 曲线，其中，σ_0^2 的取值范围为−80～−50 dBm。可以发现，预编码 O-OFDM 系统的 BER 理论和仿真曲线重合，三种预编码方案的 BER 性能曲线也重合，这表明三种预编码方案对系统 BER 的影响相同，验证了(19)式、(20)式的正确性。此外，预编码 O-OFDM 系统的 BER 性能明显优于未使用预编码 O-OFDM 系统的 BER 性能，如对于 64QAM 的 ACO-OFDM 系统，当 BER 为 10^{-4} 时，预编码 O-OFDM 系统的平均电功率为−63 dBm，不使用预编码的 O-OFDM 系统平均电功率为−58 dBm。图 5 为子载波数为 256 时 Ceiling-Bounce 信道的频域响应图，可以发现，Ceiling-Bounce 信道总体表现为低通特性的频率选择性信道，大部分子信道的信道增益较小，高频子载波对应的信道响应也较小，系统的 BER 性能较差。

在实际应用中，文献[11]用 Zadoff-Chu 序列形成的矩阵作为预编码矩阵，并搭建预编码 DCO-OFDM 硬件系统。信号的子载波数为 256，符号带宽为 41.8 MHz。实验结果表明，多径信道传输中预

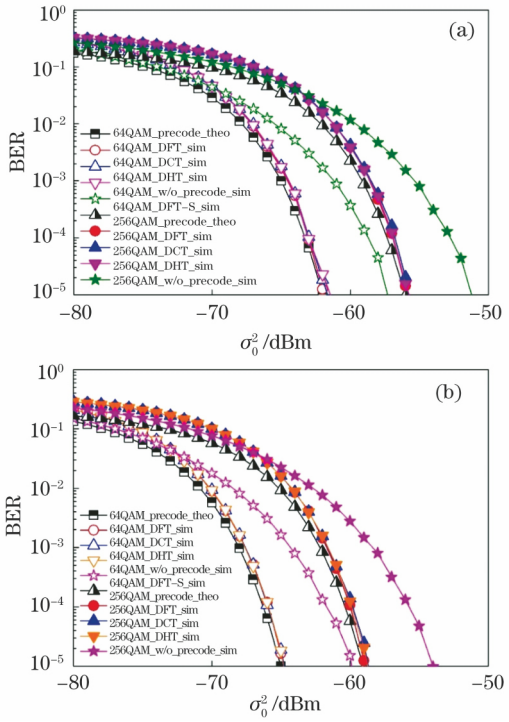

图 4 Ceiling-Bounce 信道下系统的 BER 变化曲线。(a) ACO-OFDM 系统；(b) DCO-OFDM 系统

Fig. 4 BER variation curve of the system under the Ceiling-Bounce channel. (a) ACO-OFDM system; (b) DCO-OFDM system

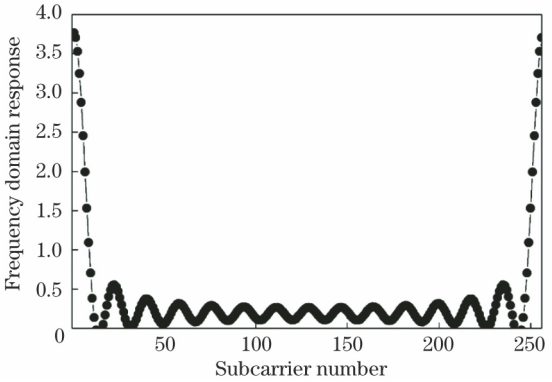

图 5 Ceiling-Bounce 信道的频域响应

Fig. 5 Frequency domain response of the Ceiling-Bounce channel

编码能明显改善系统的 BER 性能。如在传输距离为 0.6 m 时，预编码能使系统的 BER 从 10^{-2} 降低到 3.5×10^{-3}。当 DCO-OFDM 符号的平均功率为−69 dBm 时，预编码能使系统的 BER 从 10^{-2} 降低到 2×10^{-3}，如图 4(b)所示。这表明在 Ceiling-Bounce 信道下预编码对 O-OFDM 系统 BER 的改善大于文献[11]的实验结果。

4.3 双边限幅时系统的 BER

传统 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统中，一

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

般在调制符号映射后进行 IFFT。由中心极限定理(CLT)可知,时域信号服从高斯分布。根据 Bussgang 理论对限幅进行建模,并计算限幅噪声[21]。由于预编码 O-OFDM 系统中预编码降低了频域信号的自相关性,导致 IFFT 得到的时域信号 x_{IFFT} 不再服从标准的高斯分布。因此,对非高斯分布信号 x_{IFFT} 限幅以及对预编码 O-OFDM 系统子载波引入的限幅噪声的建模还有待进一步研究。

假设物理可实现 LED 工作区的开启电压为 $V_{\min}$,饱和区的最大允许电压为 $V_{\max}$。设置信号预限幅的上边限幅门限为 $\varepsilon_{\mathrm{top}}$,下边限幅门限为 $\varepsilon_{\mathrm{bottom}}$。在 ACO-OFDM 系统中 $\varepsilon_{\mathrm{bottom}}=\max(V_{\min}-B_{\mathrm{DC}},0)$,其中,$\max(\cdot)$ 为取最大值,$\varepsilon_{\mathrm{top}}=V_{\max}-B_{\mathrm{DC}}$。DCO-OFDM 系统中 $\varepsilon_{\mathrm{bottom}}=V_{\min}-B_{\mathrm{DC}}$,$\varepsilon_{\mathrm{top}}=V_{\max}-B_{\mathrm{DC}}$。考虑 OSRAM 公司的 Golden DRAGON© 系列 LED,开启电压 $V_{\min}=1.52$ V,最大允许电压 $V_{\max}=2.52$ V,直流偏置 $B_{\mathrm{DC}}=1.8$ V。图 6 为 LOS 信道下预编码 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统的 BER 曲线,其中,σ_0^2 的取值范围为 $-100\sim40$ dBm。可以发现,当 σ_0^2 从 -100 dBm 逐渐增大时,系统的 BER 性能逐渐变好。原因是 σ_0^2 较小时,限幅造成的信号失真很小。但随着 σ_0^2 的增大,限幅失真也越来越大,且增大至一定程度时,较大的限幅噪声会明显降低系统的 SNR。预编码 ACO-OFDM 和预编码 DCO-OFDM 系统的 BER 性能都优于未使用预编码的系统,原因是预编码降低了 O-OFDM 系统的 PAPR,从而减少了信号的限幅失真;且预编码抑制 PAPR 的能力越强,对系统 BER 性能的改善越明显。如 DFT 预编码 O-OFDM 系统的 BER 性能优于 DCT 和 DHT 预编码 O-OFDM 系统,这与图 2 中的结果一致。

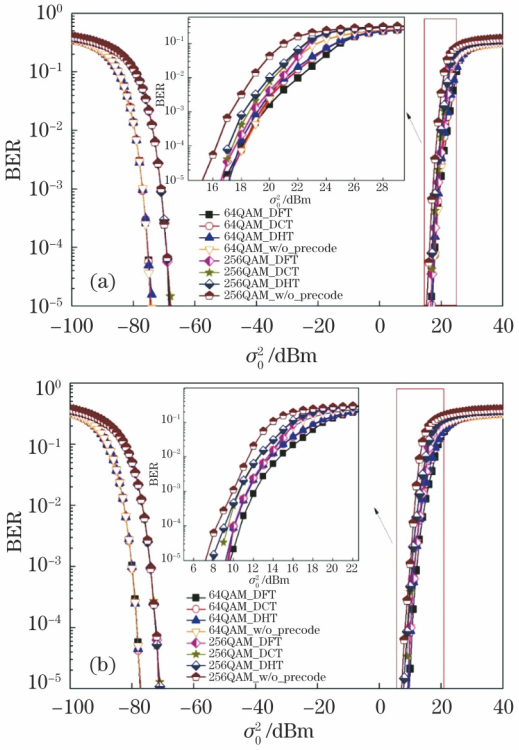

图 6 LOS 信道下限幅 O-OFDM 系统的 BER 曲线。(a) ACO-OFDM 系统;(b) DCO-OFDM 系统

Fig. 6 BER curve of clipped amplitude O-OFDM system under LOS channel. (a) ACO-OFDM system; (b) DCO-OFDM system

5 结 论

理论分析了预编码对 O-OFDM 系统接收端子载波 SNR 的均衡化效果,验证了其改善 VLC 系统 BER 性能的可行性。仿真结果表明,预编码可以降低 O-OFDM 系统的 PAPR,且相比 DCT 和 DHT 预编码,DFT 预编码对 O-OFDM 系统 PAPR 的抑制效果最明显。根据中心极限定理可知,传统 O-OFDM 系统中经 IFFT 产生的时域信号服从高斯分布,进而根据 Bussgang 理论对限幅信号建模,并计算限幅噪声。但在预编码 O-OFDM 系统中,预编码会降低频域信号的自相关性,导致经过 IFFT 后的时域信号不再服从标准的高斯分布,因此,对非高斯分布信号的限幅及其对预编码 O-OFDM 系统性能的影响还有待进一步研究。

参 考 文 献

[1] Andrews J G, Buzzi S, Choi W, et al. What will 5G be? [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1065-1082.

[2] Ayyash M, Elgala H, Khreishah A, et al. Coexistence of WiFi and LiFi toward 5G: concepts, opportunities, and challenges [J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(2): 64-71.

[3] Pan T H, Chen X B, Min C Y, et al. Design of visible light-based internet of things terminal under ultralow illumination conditions[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(7): 0706003.
潘天豪, 陈雄斌, 闵成彧, 等. 超低照度下的可见光物联网终端设计[J]. 光学学报, 2020, 40(7): 0706003.

[4] Azim A W, le Guennec Y, Maury G. Decision-directed iterative methods for PAPR reduction in optical wireless OFDM systems[J]. Optics Communications, 2017, 389: 318-330.

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

[5] Popoola W O, Ghassemlooy Z, Stewart B G. Pilot-assisted PAPR reduction technique for optical OFDM communication systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(7): 1374-1382.

[6] Jia K J, Hao L, Zhang S Q. Design and performance analysis of asymmetrically clipped optical multi-carrier code division multiple access system in visible light communications[J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(2): 0206001.

贾科军, 郝莉, 张守琴. 可见光通信非对称限幅光多载波码分多址系统的设计及性能分析[J]. 光学学报, 2019, 39(2): 0206001.

[7] Mesleh R, Elgala H, Haas H. LED nonlinearity mitigation techniques in optical wireless OFDM communication systems [J]. IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, 2012, 4(11): 865-875.

[8] Kashani M A, Kavehrad M. On the performance of single- and multi-carrie modulation schemes for indoor visible light communication systems[C]//2014 IEEE Global Communications Conference, December 8-12, 2014, Austin, TX, USA. New York: IEEE Press, 2014: 2084-2089.

[9] Ma J, He J, Chen Q H, et al. A MB-CAZAC precoding combined with 128/64/32/16-QAM modulation for OFDM-VLC system [J]. Optics Communications, 2018, 424: 154-158.

[10] Sheu J S, Li B J, Lain J K. LED non-linearity mitigation techniques for optical OFDM-based visible light communications[J]. IET Optoelectronics, 2017, 11(6): 259-264.

[11] Jiang T, Tang M, Lin R, et al. Investigation of DC-biased optical OFDM withprecoding matrix for visible light communications: theory, simulations, and experiments[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(5): 1-16.

[12] Hossain M R, Ahmmed K T. BER and CCDF performance analysis of DCT-SCFDMA system using pulse shaping filter[C]//2016 3rd International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT), September 22-24, 2016, Dhaka. New York: IEEE Press, 2016: 1-6.

[13] Ouyang X, Jin J, Jin G, et al. Low complexity discrete Hartley transform precoded OFDM for peak power reduction [J]. Electronics Letters, 2012, 48(2): 90-91.

[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, 2017, 61(2): 1-3.

[15] Slimane S B. Reducing thepeak-to-average power ratio of OFDM signals through precoding[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(2): 686-695.

[16] Armstrong J, Lowery A J. Power efficient optical OFDM[J]. Electronics Letters, 2006, 42(6): 370-372.

[17] Armstrong J, Schmidt B J C. Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(5): 343-345.

[18] Wilson S K, Armstrong J. Transmitter and receiver methods for improving asymmetrically-clipped optical OFDM[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(9): 4561-4567.

[19] Jia K J, Zhang S Q. Influence of multiuser interference on performances of direct-current biased optical orthogonal frequency division multiplexing code division multiple access system for visible light communication[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2019, 56(11): 110604.

贾科军, 张守琴. 多用户干扰对可见光通信直流偏置光正交频分复用码分多址系统性能的影响[J]. 激光与光电子学进展, 2019, 56(11): 110604.

[20] Hou J, Ge J H, Zhai D W, et al. Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals with nonlinear companding scheme[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2010, 56(2): 258-262.

[21] Dimitrov S, Sinanovic S, Haas H. Clipping noise in OFDM-based optical wireless communication systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(4): 1072-1081.

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net