

# 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

贾科军<sup>1\*</sup>, 郝莉<sup>2</sup>, 张守琴<sup>1</sup>

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

<sup>2</sup>西南交通大学信息编码与传输省重点实验室, 四川 成都 610031

**摘要** 基于码分多址(CDMA)和非对称限幅光(ACO)正交频分复用,提出了非对称限幅光多载波码分多址系统。在视线传播和散射传播信道中,采用正交恢复合并(ORC)、最大比合并(MRC)和等增益合并(EGC)算法,推导了受限幅噪声影响时系统的信噪比,建立了蒙特卡罗误比特率(BER)仿真模型。研究结果表明,通过增大扩频序列长度可以提高 BER 性能。随着用户数增多,多用户间干扰增大,MRC 算法性能变差,ORC 算法保持了用户间的正交性,BER 性能最好。所提系统的性能比反转多载波 CDMA 和单极性多载波 CDMA 系统的更好。

**关键词** 光通信; 非对称限幅光正交频分复用; 码分多址; 限幅噪声; 均衡合并

中图分类号 TN929.12

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.0206001

## Design and Performance Analysis of Asymmetrically Clipped Optical Multi-Carrier Code Division Multiple Access System in Visible Light Communications

Jia Kejun<sup>1\*</sup>, Hao Li<sup>2</sup>, Zhang Shouqin<sup>1</sup>

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

<sup>2</sup>Key Laboratory of Information Coding and Transmission, Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 610031, China

**Abstract** An asymmetrically clipped optical (ACO) multi-carrier (MC) code division multiple access (CDMA) system is proposed based on CDMA and ACO orthogonal frequency division multiplexing. The theoretical expression of signal-to-noise ratio for the system affected by clipping noises is derived with the orthogonality restoring combining (ORC), maximum ratio combining (MRC) and equal gain combining (EGC) algorithms in the sight and scattering propagation channels. The model for Monte Carlo bit-error-ratio (BER) simulation is established. The research results show that the BER performance can be improved with an increase in the length of spreading codes. As the number of users increases, the MRC algorithm deteriorates due to the multi-user disturbance, however the ORC algorithm maintains the orthogonality among different users and demonstrates the best BER performance. The proposed system outperforms the Flip-MC-CDMA and the unipolar multi-carrier CDMA (U-MC-CDMA) systems.

**Key words** optical communications; asymmetrically-clipped optical orthogonal frequency division multiplexing; code division multiple access; clipping noise; equilibrium combination

**OCIS codes** 060.4510; 060.1155; 060.1810

## 1 引 言

随着物联网和移动互联网的发展,下一代无线通信面临着频谱资源紧缺和干扰严重等问题<sup>[1]</sup>。可

见光通信(VLC)是一种光无线通信技术,可以提供超过 400 THz 的频谱资源。与传统射频(RF)通信相比,VLC 具有诸多优点,如白光发光二极管(LED)节能环保、VLC 在照明的同时实现通信功能、不会对

收稿日期: 2018-08-13; 修回日期: 2018-08-26; 录用日期: 2018-09-12

基金项目: 国家自然科学基金(61461026)

\* E-mail: kjjia@lut.cn

人体健康产生危害、通信保密性好和易于实现同频复用。此外,VLC不会与RF相互干扰,适用于对电磁干扰敏感的区域,如医院、飞行器。VLC被认为是具有良好发展前景的RF通信的互补技术<sup>[2]</sup>。

LED是非相干光源,VLC一般采用强度调制直接检测(IM/DD)技术,即仅能调制LED的发光强度,因此要求驱动信号为正实数。光信号在室内传播时,室内墙面和反射物对光信号的反射会造成多径效应,从而引起码间干扰(ISI)。此外,接收端产生的散粒噪声和外界背景光都将引起系统干扰,其中太阳光是产生散粒噪声的主因,而各种人造光源(如照明灯、信号灯和一些电子产品)会引起时变的光强干扰。目前,荧光灯是室内常用照明设备,也是主要的人造光干扰源,会产生窄带干扰<sup>[3]</sup>。在IM/DD系统中,多径效应和背景光干扰是造成VLC系统性能变差的主要原因。

码分多址(CDMA)技术作为第三代移动通信的核心技术,具有多址接入能力强、抗窄带干扰和抗多径干扰等优点。大量文献已对CDMA应用于光通信系统进行了研究。文献[4]最早将CDMA应用到光纤通信中,并提出了光正交码。文献[5]在自由空间光通信(FSO)中设计了一种空间外差式光CDMA接收机。当室内红外光通信系统存在荧光灯等人造光源干扰时,文献[6]提出了采用扩频技术减少人造光源产生的窄带干扰。文献[7]证明了在VLC中采用光CDMA技术的可行性。文献[8]在VLC系统中采用直接序列扩频(DS-SS)技术,设计了一种能减少多址干扰的扩频序列。但是,当数据率超过100 MBaud/s时,光信号在室内散射信道传播引起的符号间干扰会使传统CDMA系统很难实现,序列同步很困难<sup>[9]</sup>。文献[10-11]分析了ISI对室内红外光通信开关键控(OOK)CDMA和脉冲位置调制(PPM)CDMA系统的影响。文献[12]分析了多径干扰对CDMA光无线通信系统的误码率影响,说明在室内光CDMA中必须考虑多径效应的影响。

正交频分复用(OFDM)技术可以有效地抵抗光信号散射引起的ISI和背景光窄带干扰,同时可以提高系统频谱利用率,非常适用于高速数据传输的VLC系统。但是,传统OFDM采用离散傅里叶变换(FFT)实现,输出信号是一个复信号,不满足IM/DD对传输信号是单极性实数信号的要求,故研究领域提出了光OFDM的概念,并设计了多种光OFDM技术。比如直流偏置光OFDM(DCO-

OFDM<sup>[13]</sup>、非对称限幅光OFDM(ACO-OFDM<sup>[14]</sup>、单极性OFDM(U-OFDM<sup>[15]</sup>和反转OFDM(Flip-OFDM<sup>[16]</sup>等。然而,为了得到单极性信号,光OFDM技术都以牺牲性能为代价,比如:DCO-OFDM需要较大的直流偏置,在平均光功率受限的场合可能不适用;U-OFDM不能使用均衡技术,在散射信道中有较差的误码率性能;Flip-OFDM实现过程相对复杂。相比之下,ACO-OFDM具有功率效率高和误码率性能好的特点。

多载波CDMA(MC-CDMA)是将OFDM和CDMA相结合的技术,其具有两种技术的优势,即频谱利用率高、通信容量大和抗频率选择性衰落能力强等<sup>[17]</sup>。因此,在复杂室内光散射信道下研究光MC-CDMA受到了学者的关注。文献[18]最早提出在光无线通信中使用MC-CDMA。文献[19-20]提出了一种带状漫散光源红外光发射系统,并分析了MC-CDMA在多用户干扰(MUI)和背景干扰时的误码率性能。文献[21]在室内光无线通信中通过子载波选择来降低MC-CDMA的平均发射功率。文献[22]为了解决VLC中的照明调光问题,提出了极性反转光OFDM(PRO-OFDM)结合CDMA建立光MC-CDMA系统。但是,文献[18-21]都没有采用光OFDM技术,文献[22]基于Flip-OFDM建立光MC-CDMA系统。光OFDM技术有多种,且各有特点,在不同的场景和不同的性能要求下,有必要研究性能优越的、更适用于室内可见光信道的光MC-CDMA。此外,文献[22]通过在LED的线性工作区调整脉冲宽度调制的脉冲占空比达到照明调光的目的。但是物理可实现LED线性工作区范围受限,而光MC-CDMA信号具有高的峰均比(PAPR)<sup>[23]</sup>,当光MC-CDMA信号超出了LED的线性工作区时,通常需要限幅,因此还需要研究限幅对系统性能的影响。

本文基于ACO-OFDM设计了室内可见光非对称限幅光多载波码分多址(ACO-MC-CDMA)通信系统,通过在离散傅里叶逆变换(IFFT)之前引入预尺度变换因子,可使接收端信号的信噪比(SNR)固定,在IFFT之后对信号进行预限幅,以限制MC-CDMA信号范围在LED线性工作区。限幅是一种非线性操作,对高斯分布的信号限幅相当于信号的幅度被衰减并引入了一个非高斯的限幅噪声。在接收端需要进行FFT,根据中心极限定理(CLT),将非高斯限幅噪声转变为高斯分布噪声。在屋顶反射(Ceiling-Bounce)信道模型下,接收端采用等增益合

并(EGC)、最大比合并(MRC)和正交恢复合并(ORC)时,推导了系统的理论 SNR 表达式。建立了蒙特卡罗误码率仿真模型,并通过理论分析进行了验证。

## 2 光 ACO-MC-CDMA 系统模型

设发送端 LED 发送  $U$  个用户信息,下行传输 ACO-MC-CDMA 系统原理如图 1 所示。

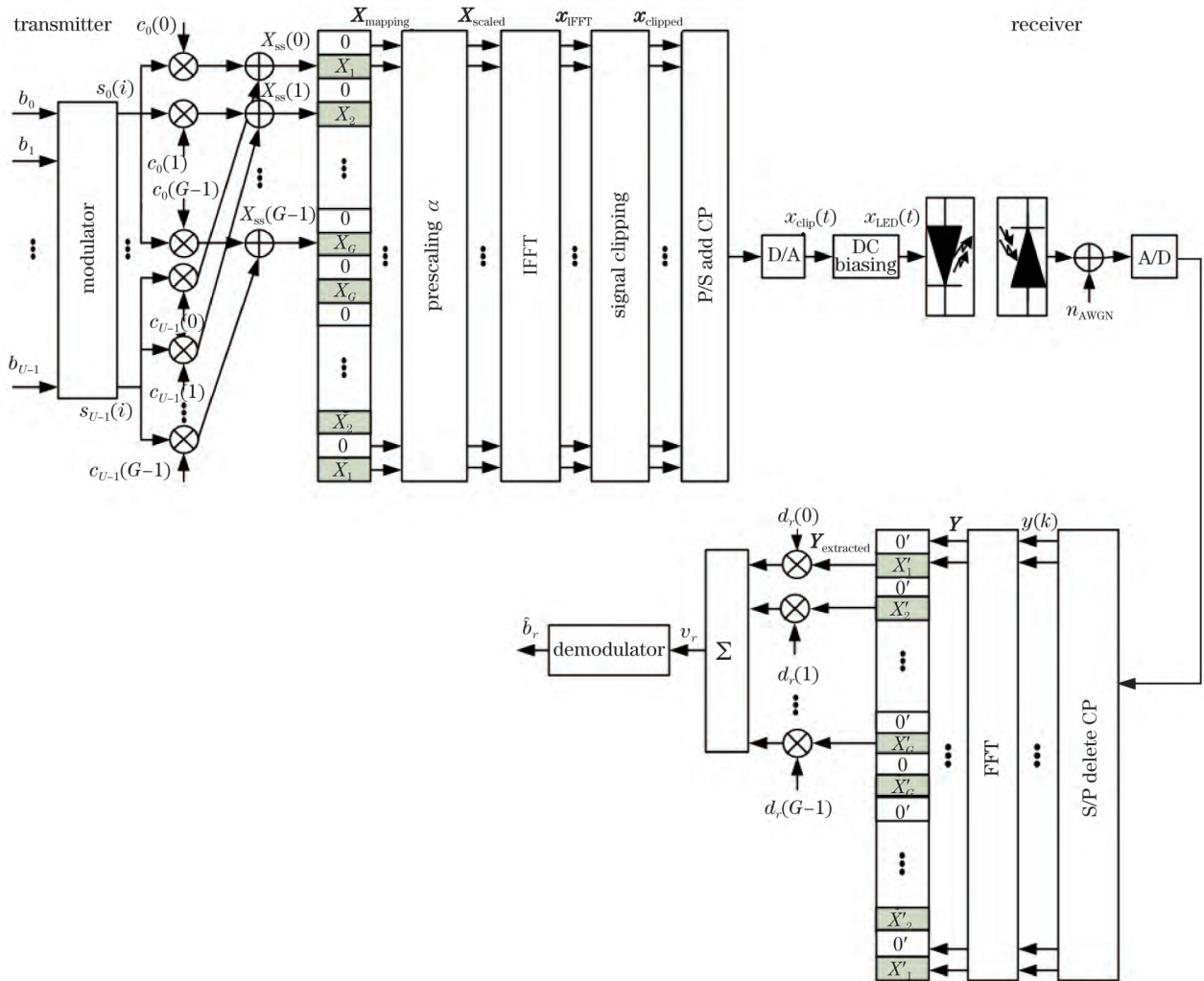


图 1 ACO-MC-CDMA 系统原理图

Fig. 1 Block diagram of ACO-MC-CDMA system

### 2.1 发送端

速率为  $R_b$  的信息比特  $b_u$  经过  $M$  阶正交振幅调制(QAM)后对应符号  $s_u(i)$ ,将调制符号的功率进行归一化,即  $E[|s_u(i)|^2]=1$ ,其中  $i$  为符号序

数, $u$  为用户数, $E[\cdot]$ 表示求数学期望。调制符号用正交扩频序列扩频,然后将所有用户的扩频序列按位对应相加,则输出复用序列为

$$\mathbf{X}_{ss} = \begin{bmatrix} c_0(0) & c_1(0) & \cdots & c_{U-1}(0) \\ c_0(1) & c_1(1) & \cdots & c_{U-1}(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_0(G-1) & c_1(G-1) & \cdots & c_{U-1}(G-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0(i) \\ s_1(i) \\ \vdots \\ s_{U-1}(i) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中: $c_u(m) = \pm 1$  表示用户  $u$  的扩频序列的第  $m$  位; $G$  为扩频序列长度; $U$  为激活用户数,其中第  $m$  个复用符号为

$$X_{ss}(m) = \sum_{u=0}^{U-1} c_u(m) s_u(i), \quad 0 \leq m \leq G-1. \quad (2)$$

在 ACO-OFDM 中,为了获得实数信号,对 IFFT 信号进行映射,映射信号  $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$  中仅奇数位包含信

息,偶数位全部置零,且满足厄米特 (Hermitian) 对称性,即

$$\mathbf{X}_{\text{mapping}} = [0 \ X_{\text{ss}}(0) \ 0 \ X_{\text{ss}}(1) \ \cdots \ X_{\text{ss}}(G-1) \ 0 \ X_{\text{ss}}^*(G-1) \ 0 \ \cdots \ X_{\text{ss}}^*(0)]^T, \quad (3)$$

式中:  $(\cdot)^*$  和  $[\cdot]^T$  表示共轭和矩阵转置。 $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$  信号如果直接进行 IFFT,则输出一个双极性的实数信号。根据 CLT,当 IFFT 的长度较大时,输出时域信号满足均值为 0、方差为  $\sigma_0^2$  的高斯分布。因为 IFFT 模块的输入信号决定  $\sigma_0^2$ ,进而影响到 LED 发射信号和接收端光电检测信号的大小。为了达到调光和固定接收端信号 SNR 的目的,对  $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$  信号进行预尺度变换,即  $X_{\text{scaled}}(n) = \alpha X_{\text{mapping}}(n), n = 0, 1, \dots, N-1$ ,其中  $N = 4G$  为 IFFT 的长度, $\alpha$  为尺度变换因子。IFFT 输出信号为

$$\mathbf{x}_{\text{IFFT}} = \mathbf{F}^H \mathbf{X}_{\text{scaled}} = \alpha \mathbf{F}^H \mathbf{X}_{\text{mapping}}, \quad (4)$$

式中:  $(\cdot)^H$  表示矩阵共轭转置; $\mathbf{F}$  为  $N \times N$  的归一化 FFT 矩阵,可表示为

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \omega & \omega^2 & \cdots & \omega^{N-1} \\ 1 & \omega^2 & \omega^4 & \cdots & \omega^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \omega^{N-1} & \omega^{2(N-1)} & \cdots & \omega^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

式中:  $\omega = \exp(-j2\pi/N)$ 。(4)式表示 IFFT 的输入和输出信号具有相等的总功率,即

$$E \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} |X_{\text{scaled}}(n)|^2 \right\} = E \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} |x_{\text{IFFT}}(k)|^2 \right\}, \quad (6)$$

式中  $k = 0, 1, \dots, N-1$ 。因此,预限幅因子为

$$\alpha = \sigma_0 \sqrt{\frac{N-1}{\sum_{n=0}^{N-1} |X_{\text{mapping}}(n)|^2}}. \quad (7)$$

假设使用补偿电路已对 LED 的非线性特性进行了线性化<sup>[24]</sup>,但是线性工作区范围仍在有限区间,因此需对时域信号  $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  进行预限幅,再对限幅输出信号  $\mathbf{x}_{\text{clipped}}$  进行并串转换(P/S)。为了抵抗散射信道带来的 ISI,在 ACO-OFDM 符号前面需加上循环前缀(CP),即  $[x_{\text{clipped}}(N-N_g) \ \cdots \ x_{\text{clipped}}(N-1) \ x_{\text{clipped}}(0) \ x_{\text{clipped}}(1) \ \cdots \ x_{\text{clipped}}(N-1)]$ ,其中 CP 的长度  $N_g$  大于等于多径信道最大时延扩展。信号再经过数模转换(D/A)得到时域模拟信号  $x_{\text{clip}}(t)$ ,其中  $t$  表示时间。为满足照明和 LED 的正常工作,需要加上直流偏置信号  $B_{\text{DC}}$ ,最后驱动

LED 发光,驱动信号  $x_{\text{LED}}(t) = x_{\text{clip}}(t) + B_{\text{DC}}$ 。

设 LED 的线性区动态范围为  $I_{\text{min}} \sim I_{\text{max}}$ ,超出线性区的驱动信号将会被限幅。因为 IFFT 输出时域信号是多个独立的子载波符号的叠加,根据 CLT,  $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  近似为一个高斯分布的信号,与 RF 通信中的 OFDM 信号一样,  $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  也具有较高的 PAPR。因为 ACO-OFDM 信号是非负的,当直流偏置  $B_{\text{DC}}$  较小时,即  $B_{\text{DC}} < I_{\text{min}}$ ,信号  $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  被下边限幅,限幅门限  $\epsilon_{\text{bottom}} = I_{\text{min}} - B_{\text{DC}}$ 。相反,当  $B_{\text{DC}} \geq I_{\text{min}}$  时,不需要下边限幅。总之,下边限幅门限  $\epsilon_{\text{bottom}} = \max(I_{\text{min}} - B_{\text{DC}}, 0)$ 。另一方面,假设上边限幅门限总是大于下边限幅门限,无论直流偏置为多少,上边限幅门限  $\epsilon_{\text{top}} = I_{\text{max}} - B_{\text{DC}}$ 。因此,限幅操作可以表示为

$$x_{\text{clipped}}(k) = \begin{cases} \epsilon_{\text{top}}, & x_{\text{IFFT}}(k) > \epsilon_{\text{top}} \\ x_{\text{IFFT}}(k), & \epsilon_{\text{bottom}} \leq x_{\text{IFFT}}(k) \leq \epsilon_{\text{top}} \\ \epsilon_{\text{bottom}}, & x_{\text{IFFT}}(k) < \epsilon_{\text{bottom}} \end{cases} \quad (8)$$

对一个高斯分布的信号进行限幅,相当于信号的幅度产生衰减,再叠加一个非高斯分布的限幅噪声<sup>[25]</sup>,即

$$\mathbf{x}_{\text{clipped}} = \rho \mathbf{x}_{\text{IFFT}} + \mathbf{n}_{\text{clip}}, \quad (9)$$

式中:  $\mathbf{n}_{\text{clip}}$  为限幅噪声;  $\rho = Q(\lambda_{\text{bottom}}) - Q(\lambda_{\text{top}})$  为限幅衰减因子,其中  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right) dv$  为互补累计分布函数(Q 函数),  $v$  代表积分变量,  $\lambda_{\text{bottom}} = \epsilon_{\text{bottom}}/\sigma_0$  和  $\lambda_{\text{top}} = \epsilon_{\text{top}}/\sigma_0$  分别表示归一化下边和上边限幅门限。

下面考虑一种理想情况,即 LED 的线性工作区电流强度上下限分别为  $I_{\text{min}} = 0, I_{\text{max}} \rightarrow +\infty$ ,对应的限幅门限为  $\lambda_{\text{bottom}} = 0, \lambda_{\text{top}} \rightarrow +\infty$ 。用  $x_{\text{IFFT}}(k, n)$  表示频域子载波  $X_{\text{scaled}}(n)$  对时域信号第  $k$  个抽样  $x_{\text{IFFT}}(k)$  的贡献,由 IFFT 可得

$$x_{\text{IFFT}}(k, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} X_{\text{scaled}}(n) \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right), \quad (10)$$

$$x_{\text{IFFT}}\left(k + \frac{N}{2}, n\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} X_{\text{scaled}}(n) \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \exp(j\pi n). \quad (11)$$

当  $n$  为偶数时,  $X_{\text{scaled}}(n) = 0$ ,得到

$$x_{\text{IFFT}}(k) = -x_{\text{IFFT}}\left(k + \frac{N}{2}\right). \quad (12)$$

可以看出,实数信号  $x_{\text{IFFT}}$  具有反对称性。因此只需将  $x_{\text{IFFT}}$  中小于零的值置为零,即可得到单极性的实信号,此时限幅输出信号  $x_{\text{clipped}} = x_{\text{IFFT}}/2 + n_{\text{clip}}$ 。根据文献[14,26],理想限幅造成奇数子载波上的有用信息幅度衰减一半,而限幅噪声全部都落在了偶数子载波上。因为接收端解调信息时只需提取奇数子载波,故限幅噪声对传输信息无影响。但是,与理想的 LED 相比,实际 LED 的线性工作区范围较小,致使信号  $x_{\text{IFFT}}$  进一步衰减,且还会受到更大限幅噪声的影响。

在 IM/DD 系统中,LED 发光功率正比于驱动信号  $x_{\text{LED}}(t)$ ,而非  $x_{\text{LED}}^2(t)$ ,即

$$E[x_{\text{LED}}(t)] = \int_{-\infty}^{\epsilon_{\text{bottom}}} \epsilon_{\text{bottom}} f(x) dx + \int_{\epsilon_{\text{bottom}}}^{\epsilon_{\text{top}}} x f(x) dx + \int_{\epsilon_{\text{top}}}^{+\infty} \epsilon_{\text{top}} f(x) dx + B_{\text{DC}} = \sigma_0 \{ \phi(\lambda_{\text{bottom}}) - \phi(\lambda_{\text{top}}) + \lambda_{\text{top}} Q(\lambda_{\text{top}}) + \lambda_{\text{bottom}} [1 - Q(\lambda_{\text{bottom}})] \} + B_{\text{DC}}, \quad (13)$$

式中:  $f(x) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_0^2}\right)$  表示  $x_{\text{IFFT}}$  的功率谱密度(PDF);  $\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)$  是标准正态分布的 PDF。当忽略 CP 对影响时,子载波间隔  $\Delta f = R_b / \ln M$ ,系统带宽为  $(4G+1)R_b / \ln M$ 。

## 2.2 信道模型

ACO-MC-CDMA 信号经过室内无线信道传输后到达接收端。接收端光电探测器(PD)直接检测光信号强度并将其转换为电信号。通常 PD 的尺寸比可见光波长大千倍,大量的入射光信号在 PD 表面形成了类似空间分集的效果,因此不存在多径衰落现象。同时,传输路径中的干扰对每条光信号的影响在 PD 端相当于被求取了空间平均。此外,IM/DD 系统工作在基带而非频带系统,对多普勒频移不敏感。VLC 信道可以看作是时间稳定的、随 PD 位置变化而缓慢变化的信道。在 IM/DD 系统中,定义接收和发送的光功率之比为信道增益,那么区别于 RF 信道的复数信道增益,VLC 光无线信道的增益是正实数。室内 VLC 常作为基带的线性时不变系统,其完全可以由自身的冲激响应来表征。

通常光信号经过两种传输模式到达 PD,一种是视线传播(LOS),另一种是散射传播。视线传播信道可以看作是加性高斯白噪声(AWGN)信道,

散射传播时光信号经过不同的路径和延迟到达 PD,类似于 RF 通信的多径传输,散射信道冲激响应表示为

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - l\Delta\tau), \quad (14)$$

式中:  $h_l$  和  $l\Delta\tau$  分别表示第  $l$  条路径的系数和延迟;  $\Delta\tau$ 、 $L$  和  $\delta(\cdot)$  分别表示最小可分辨路径延迟、路径数和 delta 函数。

Ceiling-Bounce 信道模型可以比较准确地描述室内光散射信道<sup>[27-28]</sup>,时域冲激响应为

$$h_l(l, a) = \frac{6a^6}{(t+a)^7} u(t), \quad (15)$$

式中:  $u(t)$  为阶跃函数;  $a$  为与均方根延迟扩展  $D_{\text{RMS}}$  相关的参数,  $a = 12\sqrt{11/13} D_{\text{RMS}}$ ,通常  $D_{\text{RMS}}$  的典型值在 2~20 ns 之间。

## 2.3 接收端

光电探测器输出的电信号为

$$y(t) = h(t) \otimes x_{\text{LED}}(t) + n_{\text{AWGN}} = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x_{\text{LED}}(t - l\Delta\tau) + n_{\text{AWGN}}, \quad (16)$$

式中:  $\otimes$  代表线性卷积运算;  $n_{\text{AWGN}}$  为独立于信号的加性高斯白噪声,通常由背景光噪声和电路热噪声组成,设单边功率谱密度为  $N_0$ 。电信号经过模数转换(A/D)和并串转换(P/S),然后删除 CP,因为 CP 的长度不小于信道最大延迟,所以线性卷积变为循环卷积。接收的信号用矩阵形式表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{x}_{\text{LED}} + \mathbf{n}_{\text{AWGN}}, \quad (17)$$

式中:  $\mathbf{x}_{\text{LED}}$ 、 $\mathbf{y}$  和  $\mathbf{n}_{\text{AWGN}}$  分别表示长度为  $N$  的发送、接收和噪声信号矩阵;  $\mathbf{h}$  为时域信道循环矩阵<sup>[26]</sup>,可表示为

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & \cdots & h_{L-2} & \cdots & h_2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & h_0 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

式中:  $h_i$  为  $\mathbf{h}$  中的元素,  $i$  表示多径信道的路径数,  $i = 0, 1, \dots, L-1$ 。

FFT 变换后,输出的频域信号为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}\mathbf{h}(\alpha\rho\mathbf{F}^H\mathbf{X}_{\text{mapping}} + \mathbf{N}_{\text{clip}} + \mathbf{B}_{\text{DC}}) + \mathbf{N}_{\text{AWGN}}, \quad (19)$$

式中:  $\mathbf{N}_{\text{clip}}$  和  $\mathbf{N}_{\text{AWGN}}$  分别表示频域的限制幅噪声和高斯噪声;  $\mathbf{B}_{\text{DC}} = [\sqrt{N}B_{\text{DC}} \ 0 \ \cdots \ 0]^T$  是直流成分。当 FFT 长度较大时,非高斯分布的限制幅噪声变为高

斯分布的噪声。令  $\mathbf{H} = \mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H$ , 因为循环矩阵的傅里叶变换是对角矩阵, 所以  $\mathbf{H}$  矩阵是  $N \times N$  的对角矩阵, 其第  $k$  个对角线元素  $H(k)$  对应第  $k$  个子信道的频域响应。

对应于  $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$  的已知信号结构,  $\mathbf{Y}$  提取的前一半奇数子载波组成长度为  $G$  的信号  $\mathbf{Y}_{\text{extracted}}$ , 其第  $m$  项为

$$Y_{\text{extracted}}(m) = \alpha\rho H(2m+1) \sum_{u=0}^{U-1} c_u(m) s_u(i) + \sigma_{\text{clip}} H(2m+1) N_{\text{CN}}(2m+1) + \sigma_{\text{AWGN}} N_{\text{CN}}(2m+1), \quad (20)$$

式中:  $m=0, 1, \dots, G-1$ ;  $N_{\text{CN}}(2m+1)$  是长度为  $N$  的标准正态分布信号的抽样值;  $\sigma_{\text{clip}}$  和  $\sigma_{\text{AWGN}}$  分别表示限幅噪声和 AWGN 的标准差,  $\sigma_{\text{clip}}^2$  可表示为<sup>[29]</sup>

$$\sigma_{\text{clip}}^2 = \sigma_0^2 \{ \rho(1 + \lambda_{\text{bottom}}^2) - 2\rho^2 - \lambda_{\text{bottom}} [\phi(\lambda_{\text{bottom}}) - \phi(\lambda_{\text{top}})] - \phi(\lambda_{\text{top}})(\lambda_{\text{top}} - \lambda_{\text{bottom}}) + Q(\lambda_{\text{top}})(\lambda_{\text{top}} - \lambda_{\text{bottom}})^2 \}. \quad (21)$$

对提取信号进行信道均衡和解扩, 以补偿不同子信道信号衰落和合并散射在频域的能量(频率分集)。对于用户  $r$ , 第  $m$  个子信道的均衡系数为  $d_r(m)$ , 合并得到判决变量为

$$v_r = \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} c_r(m) s_r(i) d_r(m) H(2m+1) + \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} c_u(m) s_u(i) d_r(m) H(2m+1) + \sum_{m=0}^{G-1} \sigma_{\text{clip}} d_r(m) H(2m+1) N_{\text{CN}}(2m+1) + \sum_{m=0}^{G-1} \sigma_{\text{AWGN}} d_r(m) N_{\text{CN}}(2m+1), \quad (22)$$

式中: 第 1 项是用户  $r$  的期望信号; 第 2 项造成多用户之间的干扰(MUI); 后两项分别为限幅噪声和高斯噪声。因所用均衡方法、均衡系数不同, 采用 ORC、等增益合并(EGC)和 MRC 算法。对判决变量进行  $M$ -QAM 最大似然检测, 以恢复发送信息比特。

### 3 光 ACO-MC-CDMA 系统性能分析

具有正方形星座图的  $M$ -QAM 调制理论误码率<sup>[30]</sup>为

$$P_b = \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M} \ln M} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{3 \ln M}{2(M-1)} \frac{E_b}{N_0}} \right], \quad (23)$$

式中:  $\operatorname{erfc}[\cdot]$  表示误差函数;  $E_b/N_0$  表示比特信

噪比。

#### 3.1 LOS 信道

考虑 LOS 信道传输时, 不失一般性, 假设  $h(t) = \delta(t)$ , 接收信号为

$$y(t) = x_{\text{LED}}(t) + n_{\text{AWGN}}. \quad (24)$$

对于用户  $r$ , 第  $m$  个子信道的均衡系数为

$$d_r(m) = c_r(m). \quad (25)$$

合并后的判决变量为

$$v_r = \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} s_r(i) + \sum_{m=0}^{G-1} \sigma_{\text{clip}} c_r(m) N_{\text{CN}}(2m+1) + \sum_{m=0}^{G-1} \sigma_{\text{AWGN}} c_r(m) N_{\text{CN}}(2m+1). \quad (26)$$

比特信噪比为

$$\left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{LOS}} = \frac{\alpha^2 \rho^2 G}{\ln M (\sigma_{\text{clip}}^2 + \sigma_{\text{AWGN}}^2)}. \quad (27)$$

#### 3.2 散射信道

##### 3.2.1 正交恢复合并

散射信道中不同子信道受到不同频域信道因子衰落的影响, 扩频信号的正交性被破坏, 因而产生了 MUI。为了恢复用户之间的正交性、消除 MUI, 设 ORC 算法的均衡系数为各子载波的信道特性的倒数, 即

$$d_r(m) = \frac{c_r(m) H^*(2m+1)}{|H(2m+1)|^2}, \quad (28)$$

式中  $|\cdot|$  表示取模运算。ORC 算法的判决变量为

$$v_r = \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} s_r(i) + \sigma_{\text{clip}} \sum_{m=0}^{G-1} c_r(m) N_{\text{CN}}(2m+1) + \sigma_{\text{AWGN}} \sum_{m=0}^{G-1} \frac{c_r(m) H^*(2m+1)}{|H(2m+1)|^2} N_{\text{CN}}(2m+1). \quad (29)$$

可以看出, MUI 项被完全消除了, 但当某个子信道的信道衰落因子很小时, 该子信道的均衡系数比较大, 这样该子载波上的 AWGN 会被放大, 从而引起系统误码率恶化。ORC 算法的比特信噪比为

$$\left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{ORC}} = \frac{(\alpha\rho G)^2}{\ln M \left[ G\sigma_{\text{clip}}^2 + \sum_{m=0}^{G-1} \frac{\sigma_{\text{AWGN}}^2}{|H(2m+1)|^2} \right]}. \quad (30)$$

##### 3.2.2 最大比合并

子信道的频域信道响应越大, 对应的接收信号就越强, 则信号越可靠。因此可以充分利用频域信道响应大的子信道信号来提高检测的可靠性。MRC 算法的均衡系数为

$$d_r(m) = c_r(m) H^*(2m+1). \quad (31)$$

MRC 算法的判决变量为

$$v_r = \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} s_r(i) |H(2m+1)|^2 + \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} c_u(m)c_r(m)s_u(i) |H(2m+1)|^2 + \sigma_{\text{clip}} \sum_{m=0}^{G-1} c_r(m) |H(2m+1)|^2 N_{\text{CN}}(2m+1) + \sigma_{\text{AWGN}} \sum_{m=0}^{G-1} c_r(m) H^*(2m+1) N_{\text{CN}}(2m+1), \quad (32)$$

可以看出,第二项是 MUI,受到信道的影响更大,用户数据之间正交性破坏更严重,从而引入了更大的 MUI。因此 MRC 比较适用于系统中用户数比较少的情况。MRC 算法的比特信噪比为

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{MRC}} = \frac{\left[\alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} |H(2m+1)|^2\right]^2}{\text{lb} M(\zeta + \eta + \vartheta)}, \quad (33)$$

式中  $\zeta$  为 MUI 项,  $\eta$  为限幅噪声,  $\vartheta$  为 AWGN 噪声项,可分别表示为

$$\zeta = \left|\alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} s_u(i)c_u(m)c_r(m) |H(2m+1)|^2\right|^2, \quad (34)$$

$$\eta = \sigma_{\text{clip}}^2 \sum_{m=0}^{G-1} |H(2m+1)|^4, \quad (35)$$

$$\vartheta = \sigma_{\text{AWGN}}^2 \sum_{m=0}^{G-1} |H(2m+1)|^2. \quad (36)$$

### 3.2.3 等增益合并

MRC 算法利用较大的子信道信号来实现信噪比的最大化,但可能会进一步破坏扩频序列的正交性。EGC 算法只纠正子信道的相位旋转,而不对其幅度衰减作均衡。EGC 是下行链路中最简单的一种合并技术,均衡系数可表示为

$$d_r(m) = \frac{c_r(m)H^*(2m+1)}{|H(2m+1)|}. \quad (37)$$

EGC 算法的判决变量为

$$v_r = \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} s_r(i) |H(2m+1)| + \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} c_u(m)c_r(m)s_u(i) |H(2m+1)| + \sigma_{\text{clip}} \sum_{m=0}^{G-1} c_r(m) |H(2m+1)| N_{\text{CN}}(2m+1) + \sigma_{\text{AWGN}} \sum_{m=0}^{G-1} \frac{c_r(m)H^*(2m+1)}{|H(2m+1)|} N_{\text{CN}}(2m+1). \quad (38)$$

EGC 算法的比特信噪比为

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{EGC}} = \frac{\left[\alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} |H(2m+1)|\right]^2}{\text{lb} M(\xi + \nu + \kappa)}, \quad (39)$$

式中

$$\xi = \left|\alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} s_u(i)c_u(m)c_r(m) |H(2m+1)|\right|^2, \quad (40)$$

$$\nu = \sigma_{\text{clip}}^2 \sum_{m=0}^{G-1} |H(2m+1)|^2, \quad (41)$$

$$\kappa = G\sigma_{\text{AWGN}}^2. \quad (42)$$

## 4 数值仿真和分析

为了验证对 SNR 理论分析的正确性,建立了蒙特卡罗误码率仿真模型,在限幅噪声和 AWGN 噪声影响下,分析 ACO-MC-CDMA 系统性能。扩频序列采用长度  $G=64$  和  $G=128$  的正交 Gold(OG) 序列,  $m$  序列优选对分别为  $g_0(x)=1+x+x^6$  和  $g_1(x)=1+x+x^2+x^5+x^6$ ,  $g_0(x)=1+x^4+x^7$  和  $g_1(x)=1+x+x^2+x^3+x^7$ ,移位寄存器的初始值分别为“100000”和“1000000”。考虑欧司朗 GOLDEN DRAGON LUW W5SM 白光 LED,其他主要仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

Parameter	Value
Linear dynamic range of LED $I_{\min} - I_{\max}$	0.1-1
Standard deviation $\sigma_0$	0.2
DC bias $B_{\text{DC}}$	0.06
Root-mean-square delay spread $D_{\text{rms}} / \text{ns}$	8
Number of paths $L$	15
Minimum delay $\Delta t / \text{ns}$	0.75
Length of cyclic prefix $N_g$	16

在 LOS AWGN 信道下,双边和理想限幅时,ACO-MC-CDMA 系统误码率如图 2 所示。可以看出,理论和仿真的 BER 结果一致,说明了分析的正确性。随着用户数的增大,(7)式中预限幅因子减小,(27)式中 SNR 也减小,所以 BER 增大,比如:BER 达到  $10^{-4}$ ,在 64QAM、 $G=128$  和双边限幅时,16 个用户比 8 个用户需要的 SNR 大 2 dB。由(27)式可知,高阶调制更容易受到限幅噪声的影响。此外,当用户数固定时,扩频序列长度  $G$  的变化不影响预尺度变化因子和限幅噪声,所以当  $G$  增大时,特别是当高阶调制时,BER 性能变好。同时,当  $U=8, 4\text{QAM}, G=128$  和双边限幅时,给出了 Flip-OFDM 和 U-OFDM 分别与 CDMA 结合的反转多载波 CDMA (Flip-MC-CDMA) 和单极性多载波

CDMA(U-MC-CDMA)系统的 BER 性能。可以看出,ACO-MC-CDMA 系统的 BER 性能优于 Flip-MC-

CDMA 和 U-MC-CDMA,说明 ACO-MC-CDMA 系统的抗限幅噪声能力更好。

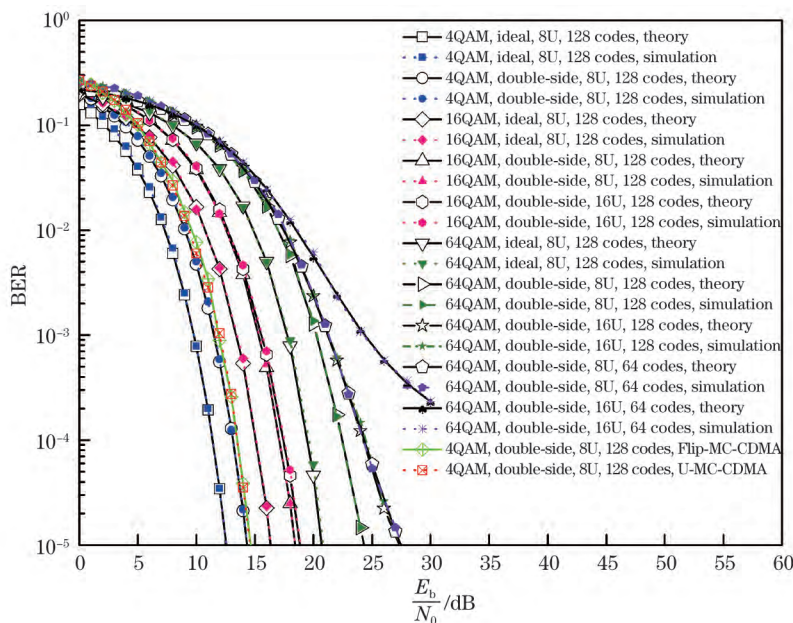


图 2 LOS AWGN 信道下 ACO-MC-CDMA 系统的 BER 性能

Fig. 2 BER performance of ACO-MC-CDMA system with LOS AWGN

为了在散射 Ceiling-Bounce 信道模型下分析系统性能,首先对信道模型进行离散抽样,然后将抽样系数  $h_l(l, a)$  进行归一化,即满足  $\|h(t)\|^2 = 1$ 。图 3 所示为  $N = 256$  时,每个子信道对应的信道频域响应增益,复基带子信道对应的频率为  $k\Delta f$ 。可以看出,大部分子信道对应的信道增益较小。

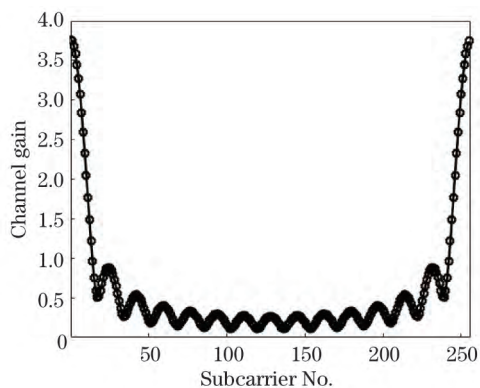


图 3 Ceiling-Bounce 信道的频域响应

Fig. 3 Frequency response of Ceiling-Bounce channel

图 4 所示为 4QAM,  $G = 64$  和双边限幅时,1 个和 2 个用户时的 BER 性能,同时也给出了在相同信道和限幅条件下的 ACO-OFDM 系统 BER 性能曲线。可以看出,理论分析和仿真结果一致,验证了分析的正确性。当只有单个用户时,不存在 MUI, MRC 合并等效于匹配滤波器,可使判决变量的

SNR 最大,所以 BER 性能最好。因为大部分的子信道为弱小信道,ORC 算法中的 AWGN 被放大, BER 性能最差。ACO-OFDM 的性能明显比提出的 ACO-MC-CDMA 系统差,这是因为 ACO-MC-CDMA 在频域实现了分集作用。当有 2 个用户时,受 MUI 的影响,随着 SNR 的增大, MRC 算法出现了错误平台,相比之下, ORC 算法消除了 MUI, 所以 BER 性能几乎没有变化。

图 5 所示为采用 ORC 合并, 8、16 个用户, 4QAM、16QAM 和 64QAM 时 ACO-MC-CDMA 系统的 BER 性能。可以看出,调制阶数增大, BER 性能变差。例如, BER 达到  $10^{-4}$ 、有 8 个用户、理想和双边限幅时,采用 16QAM 调制比 4QAM 调制需要的 SNR 大 4 dB。因为 MUI 被消除,随着用户数从 8 增大到 16,低阶调制时 BER 性能几乎不变,高阶调制时 BER 性能略有降低,即用户数的增大不会对 BER 性能造成很大影响。另一方面,随着扩频序列长度的增大, BER 性能略有提高。在 4QAM 调制、8 个用户、扩频码长 128 和双边限幅时,给出了 Flip-MC-CDMA 和 U-MC-CDMA 的 BER 性能曲线。可以看出, ACO-MC-CDMA 有最好的 BER 性能, U-MC-CDMA 性能最差,这是因为 Flip-MC-CDMA 和 U-MC-CDMA 容易受到限幅噪声的影响,且在散射信道下 U-MC-CDMA 和 U-OFDM 相似, BER 性能较差。



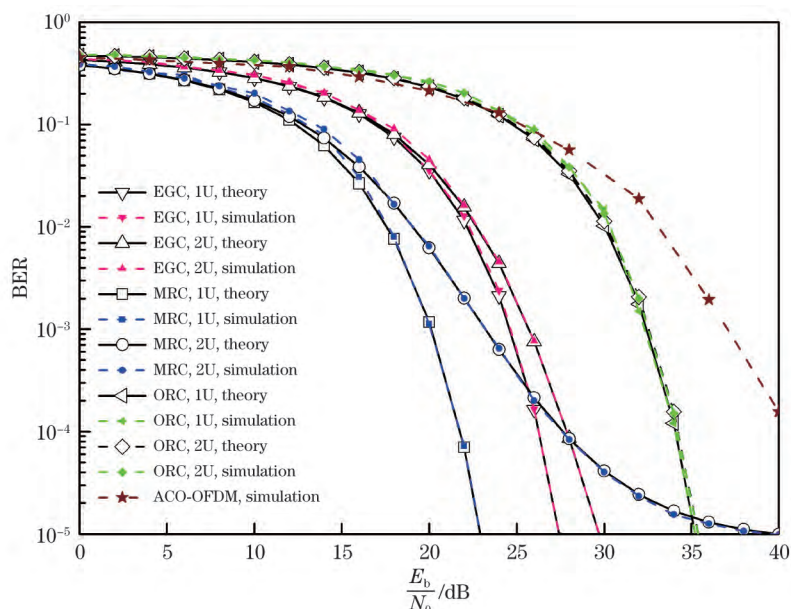


图 4 ORC、MRC 和 EGC 算法的 BER 性能比较

Fig. 4 BER performance comparison among ORC, MRC and EGC algorithms

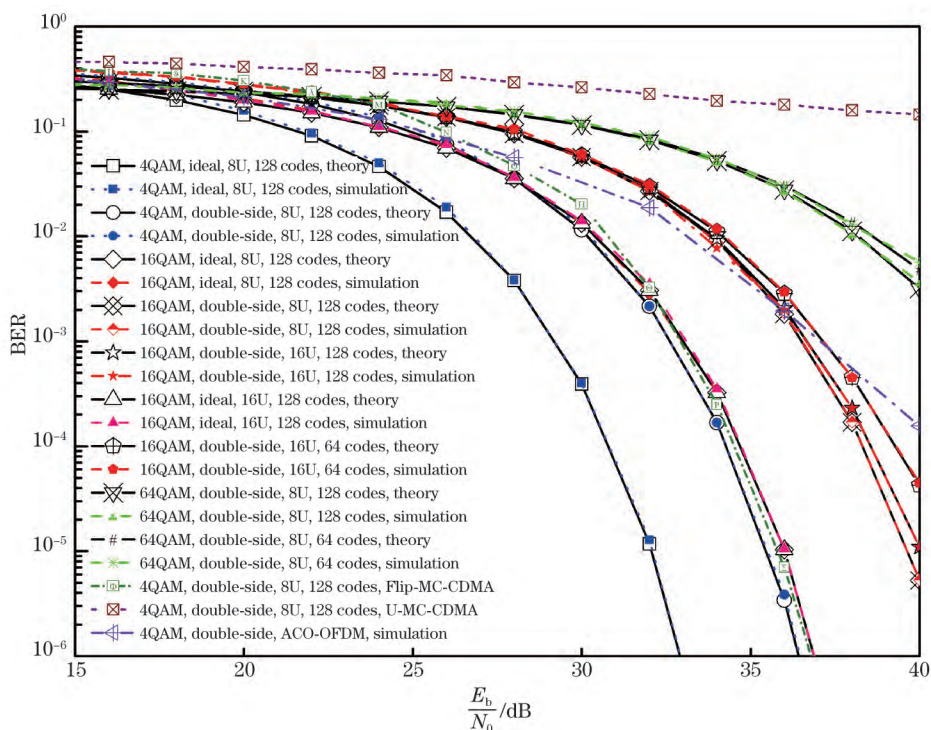


图 5 采用 ORC 时的 BER 性能

Fig. 5 BER performance when ORC is adopted

图 6 和图 7 所示为采用 MRC 和 EGC 算法时 ACO-MC-CDMA 系统的 BER 性能。可以看出,高阶调制更容易受到限幅噪声的影响。随着用户数的增大, MUI 增大, 系统 BER 性能快速变差。相比之下, MRC 算法受到 MUI 的影响比 EGC 大, 当 SNR

增大时, MRC 很快出现了错误平台。另外, ACO-MC-CDMA 的 BER 性能仍然最好, U-MC-CDMA 的性能最差。与 ORC 算法相似, 随着扩频序列长度的增大, 采用 MRC 和 EGC 算法的系统 BER 性能都变好。

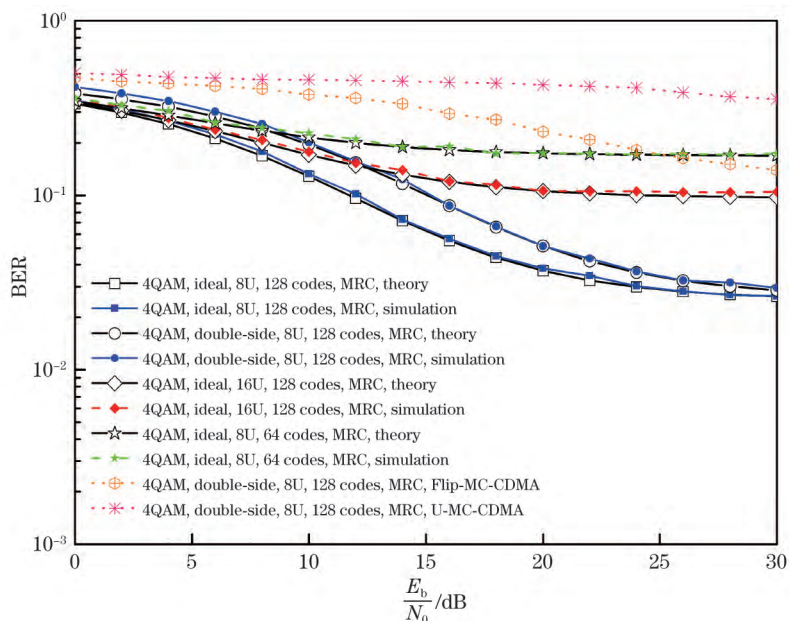


图 6 采用 MRC 时的 BER 性能

Fig. 6 BER performance when MRC is adopted

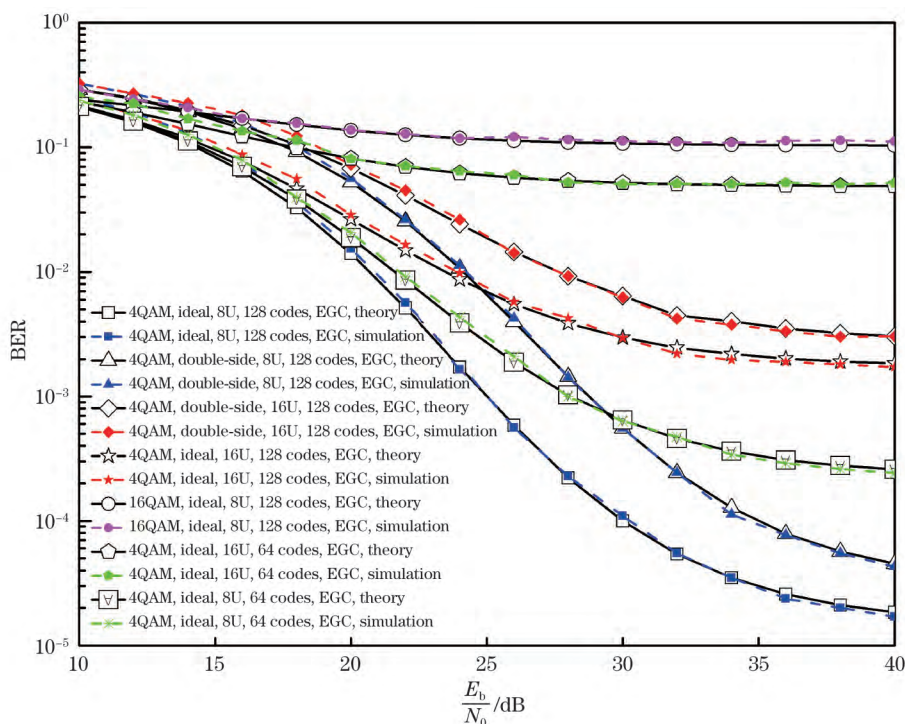


图 7 采用 EGC 时的 BER 性能

Fig. 7 BER performance when EGC is adopted

## 5 结 论

将 CDMA 与 ACO-OFDM 相结合,建立了光 ACO-MC-CDMA 系统,该系统在多用户通信时可以满足 IM/DD 的需求,具有抵抗背景光和符号间干扰的能力。考虑限幅噪声的影响,在 LOS 信道和漫射信道下,采用 ORC、MRC 和 EGC 算法,推导了

SNR 的表达式。理论和仿真分析表明,相比于 ACO-OFDM、Flip-MC-CDMA 和 U-MC-CDMA 系统,ACO-MC-CDMA 系统在抗非线性限幅以及抗散射信道多径效应方面具有更好的性能。

## 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] González O, Martín-González J A, Poves E, *et al.* Adaptive code-division multiple-access system for communications over indoor wireless optical channels based on random optical codes[J]. IET Optoelectronics, 2009, 3(4): 187-196.
- [4] Salehi J A. Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. I. Fundamental principles[J]. IEEE Transactions on Communications, 1989, 37(8): 824-833.
- [5] Salehiomran A, Salehi J A. Spatial heterodyning optical code division multiple access technique for near-field free-space optical communication systems[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2009, 1(5): 498-511.
- [6] O'Farrell T, Kiatweerasakul M. Performance of a spread spectrum infrared transmission system under ambient light interference[C]. Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1998: 703-707.
- [7] Schenk T C W, Feri L, Yang H M, *et al.* Optical wireless CDMA employing solid state lighting LEDs[C]. IEEE/LEOS Summer Topical Meeting, 2009: 23-24.
- [8] He C, Yang L L, Xiao P, *et al.* DS-CDMA assisted visible light communications systems[C]. IEEE 20th International Workshop on Computer Aided Modelling and Design of Communication Links and Networks (CAMAD), 2015: 27-32.
- [9] Alsaadi F E, Elmirghani J M H. MC-CDMA indoor optical wireless system[C]. IEEE Global Telecommunications Conference, 2007: 2455-2460.
- [10] Matsuo R, Matsuo M, Ohtsuki T, *et al.* Performance analysis of indoor infrared wireless systems using OOK CDMA on diffuse channels[C]. IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, 1999: 30-33.
- [11] Matsuo R, Ohtsuki T, Sasase I. Performance analysis of indoor infrared wireless systems using PPM CDMA with linealizer with dead-zone and PPM CDMA with hard-limiter on diffuse channels[C]. IEEE International Conference on Communications, 2001: 2016-2020.
- [12] Liu J, Pan Z N, Noonpakdee W, *et al.* Impact of light reflection on indoor wireless optical CDMA systems[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2012, 4(12): 989-996.
- [13] Carruthers J B, Kahn J M. Multiple-subcarrier modulation for nondirected wireless infrared communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1996, 14(3): 538-546.
- [14] Armstrong J, Lowery A J. Power efficient optical OFDM[J]. Electronics Letters, 2006, 42(6): 370-372.
- [15] Tsonev D, Sinanovic S, Haas H. Novel unipolar orthogonal frequency division multiplexing (U-OFDM) for optical wireless[C]. IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012: 6240060.
- [16] Fernando N, Hong Y, Viterbo E. Flip-OFDM for unipolar communication systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(12): 3726-3733.
- [17] Hara S, Prasad R. Overview of multicarrier CDMA[J]. IEEE Communications Magazine, 1997, 35(12): 126-133.
- [18] Luan Y Z, Jiang G, Li J D. MC-CDMA for optical wireless communications[J]. Proceedings of SPIE, 2005, 6021: 60210Z.
- [19] Alsaadi F E, Elmirghani J M H. Adaptive mobile line strip multibeam MC-CDMA optical wireless system employing imaging detection in a real indoor environment[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2009, 27(9): 1663-1675.
- [20] Alsaadi F E, Elmirghani J M H. Spot diffusing angle diversity MC-CDMA optical wireless system[J]. IET Optoelectronics, 2009, 3(3): 131-141.
- [21] Farooqui M Z, Saengudomlert P. Transmit power reduction through subcarrier selection for MC-CDMA-based indoor optical wireless communications with IM/DD[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2013: 138.
- [22] Shoreh M H, Fallahpour A, Salehi J A. Design concepts and performance analysis of multicarrier CDMA for indoor visible light communications[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2015, 7(6): 554-562.
- [23] Yu Z H, Baxley R J, Zhou G T. Peak-to-average power ratio and illumination-to-communication efficiency considerations in visible light OFDM systems[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2013: 5397-5401.
- [24] Elgala H, Mesleh R, Haas H. Non-linearity effects and predistortion in optical OFDM wireless transmission using LEDs[J]. International Journal of Ultra Wideband Communications and Systems, 2009, 1(2): 143-150.
- [25] Busgang J J. Crosscorrelation functions of amplitude-distorted Gaussian signals [R]. Cambridge: Research Laboratory for Electronics, Massachusetts Institute of Technology, 1952: 216.

- [26] Jia K J, Hao L, Yu C H. Modeling of multipath channel and performance analysis of MIMO-ACO-OFDM system for indoor visible light communications [J]. *Acta Optica Sinica*, 2016, 36(7): 0706005.  
贾科军, 郝莉, 余彩虹. 室内可见光通信多径信道建模及 MIMO-ACO-OFDM 系统性能分析[J]. *光学学报*, 2016, 36(7): 0706005.
- [27] Carruthers J B, Kahn J M. Modeling of nondirected wireless infrared channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1997, 45(10): 1260-1268.
- [28] Wilson S, Armstrong J. Transmitter and receiver methods for improving asymmetrically-clipped optical OFDM[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(9): 4561-4567.
- [29] 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.
- [30] Cho K, Yoon D. On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2002, 50(7): 1074-1080.