

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

贾科军*, 张守琴

兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050

摘要 结合直流偏置光正交频分复用(DCO-OFDM)和码分多址(CDMA),建立了 DCO-MC-CDMA 系统。受系统结构限制,选用 Gold 码和 m 序列作为扩频地址码时,互相关性比正交码差,进而导致更大的多用户间干扰(MUI)。采用最大比合并、等增益合并和正交恢复合并(ORC),推导了受加性高斯白噪声、MUI 和限幅噪声影响时信噪比的表达式,并基于 Matlab 建立了蒙特卡罗误码率(BER)仿真模型。研究结果表明:随着用户数的增大,MUI 会使系统 BER 性能变差;ORC 消除了子信道增益不同导致的 MUI,因而 BER 性能最好;Gold 码的互相关性比 m 序列好,采用 Gold 码的 DCO-MC-CDMA 系统 BER 性能更好。

关键词 光通信; 直流偏置光正交频分复用; 多载波码分多址; 多用户间干扰

中图分类号 TN929.12

文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP56.110604

Influence of Multiuser Interference on Performances of Direct-Current-Biased Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing Code Division Multiple Access System for Visible Light Communication

Jia Kejun*, Zhang Shouqin

School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China

Abstract Based on the direct-current-biased optical orthogonal frequency division multiplexing (DCO-OFDM) combined with code division multiple access (CDMA), a DCO-MC-CDMA system is built. When the Gold code and m -sequence are selected as spread spectrum address codes in the proposed system, their cross-correlation is worse than that of orthogonal codes owing to the limitation of the system structure, leading to a greater multi-user interference (MUI). The maximum ratio combining, equal gain combining, and orthogonal recovery combining (ORC) are used to derive the signal-to-noise ratio expression under the influences of additive white Gaussian noise, MUI, and limiting noise. The simulation model of the Monte Carlo bit error rate (BER) in MATLAB is established. The research results show that with the increase of the number of users, the MUI makes the system BER performance worse. In contrast, the ORC eliminates the MUI induced by the difference between subchannel gains, and thus the BER performance is the best. The BER performance of the DCO-MC-CDMA system with the Gold code is better, because the cross-correlation of the Gold code is better than that of the m -sequence in

Key words optical communications; direct current-biased optical orthogonal frequency division multiplexing; multicarrier code division multiple access; multiuser interference

OCIS codes 060.2605; 060.4080

1 引言

随着移动通信与各种行业的融合,特别是移动

互联网和物联网的发展,为移动通信技术带来了新的挑战,下一代无线通信将面临频谱资源紧缺和干扰严重等问题^[1]。可见光通信(VLC)利用可见光

收稿日期: 2018-12-26; 修回日期: 2019-01-03; 录用日期: 2019-01-07

基金项目: 国家自然科学基金(61461026)

* E-mail: kjjia@lut.cn

波段的光作为信息载体,无需光纤等有线传输介质,在空气中直接传输光信号,可以同时实现照明和通信双重功能。与传统的射频通信相比,可见光通信的优势在于成本低、绿色安全、频谱资源丰富、保密性好以及适用于电磁敏感的环境等^[2]。但是,VLC要实用化仍然面临一些技术挑战,如发光二极管(LED)的非线性、多径干扰和严重的背景光干扰等^[3]。

码分多址(CDMA)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。文献[4]最早将CDMA应用于光通信,提出光纤码分多址(FO-CDMA)通信技术,并设计了光正交码;Salehiomran等^[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;扩频技术还可以抵抗由室内荧光灯等人造光源产生的窄带干扰^[6];文献[7]证明了在可见光通信中采用光CDMA技术的可行性;文献[8]在VLC系统中采用直接序列码分多址(DS-CDMA),研究了加性白高斯噪声(AWGN)对系统性能的影响;文献[9]研究了开关键控(OOK)CDMA室内光无线系统性能,分析了符号间干扰(ISI)对系统性能影响;文献[10]提出一种基于CDMA调制的可见光定位算法,利用扩频码的正交性,对每个LED发出的身份识别(ID)信息进行扩频处理,克服了码间干扰,同时提升了信道的容量;文献[11]提出了一种基于直接序列扩频的可见光通信系统,理论分析结果表明,扩频通信方法可以缓解可见光通信系统的多径损耗,并提高可见光通信系统的安全性;文献[12]在室内红外无线系统中,考虑散射信道引起的符号间干扰,分析了脉冲位置调制(PPM)CDMA系统性能;文献[13]提出了一种评估多径色散对光无线通信CDMA系统影响的方法,系统误码率(BER)的分析结果表明,BER受反射光的影响很大。但是,当数据率较大(超过100 Mb/s)时,光信号在室内散射信道传播引起的符号间干扰使得传统的光无线CDMA系统难以实现,同时序列同步很困难^[14]。

正交频分复用(OFDM)作为第四代移动通信(4G)系统的关键技术之一,具有频带利用率高,抗窄带干扰和多径效应的优点。2001年,日本庆应大学中川研究室提出在VLC中引入OFDM调制方式的必要性^[15]。LED是非相干光源,VLC系统常采用强度调制直接检测(IM/DD)技术,即信息仅包含在光信号的强度中,所以要求传输的信号满足单极性,但是射频(RF)通信OFDM信号通常为复信号,

不能满足IM/DD系统的要求^[16]。学术界已提出多种产生单极性信号的光OFDM系统,比如直流偏置光OFDM(DCO-OFDM)和非对称限幅光OFDM(ACO-OFDM),其中DCO-OFDM实现简单,具有较大的直流偏置,适合要求提供足够照明的场合。

多载波CDMA(MC-CDMA)是将OFDM和CDMA相结合的系统,具有两种技术的优势,因此在复杂室内光散射信道下研究MC-CDMA也受到了学者的关注。文献[17]最早提出在光无线通信中使用MC-CDMA;文献[18]提出用于成像检测的自适应移动线带状多波束(LSM)MC-CDMA系统,并比较了LSM与传统的漫射系统(CDS)的性能;文献[19]提出了点扩展角分集MC-CDMA光无线系统;文献[20]通过载波选择降低了MC-CDMA室内光无线通信发射功率;文献[21]提出一种降低复杂度的交织多载波CDMA(RC I-MC-CDMA)代替室内VLC系统中的MC-CDMA的方案;文献[22]基于Flip-OFDM建立了可调光MC-CDMA系统;文献[23]将ACO-OFDM和CDMA结合建立ACO-MC-CDMA系统。

本文将DCO-OFDM和CDMA结合建立DCO-MC-CDMA系统。由于DCO-MC-CDMA产生单极性实数信号,需要对输入到快速傅里叶逆变换(IFFT)模块的信号进行映射。另外,当IFFT的长度为2的幂次方时,才具有较高的运算效率。因此,在DCO-MC-CDMA系统中不能使用偶数长度的正交Walsh码和正交Gold码,可以选用m序列和Gold码作为扩频序列,但相比于正交码,其具有较大的互相关性,在DCO-MC-CDMA接收端易引起更大的多用户间干扰。另一方面,DCO-OFDM在直流偏置后对信号限幅,以获得单极性实信号,限幅噪声会使系统BER性能变差。然而,物理上可实现LED的线性工作区通常是有限的,IFFT输出时域信号服从高斯分布,所以需要时域信号进一步限幅,从而引入更大的非线性限幅噪声,因此必须研究限幅噪声对系统的影响。

本文考虑多用户干扰、限幅噪声和AWGN,在视线传播(LOS)信道和散射Ceiling-bounce信道模型下,采用最大比合并(MRC)、等增益合并(EGC)和正交恢复合并(ORC)算法,理论推导DCO-MC-CDMA系统信噪比表达式,最后基于Matlab建立蒙特卡罗BER仿真模型,对理论分析进行仿真验证。

2 可见光 DCO-MC-CDMA 系统模型

下行传输的室内可见光通信 DCO-MC-CDMA

系统原理如图 1 所示,图中 b_0, b_1, \dots, b_{U-1} 表示用户 $1, 2, \dots, U$ 的二进制信息比特, U 为同时发送信息的用户数, $n(t)$ 为高斯噪声, $y(k)$ 为接收端的时域信号。

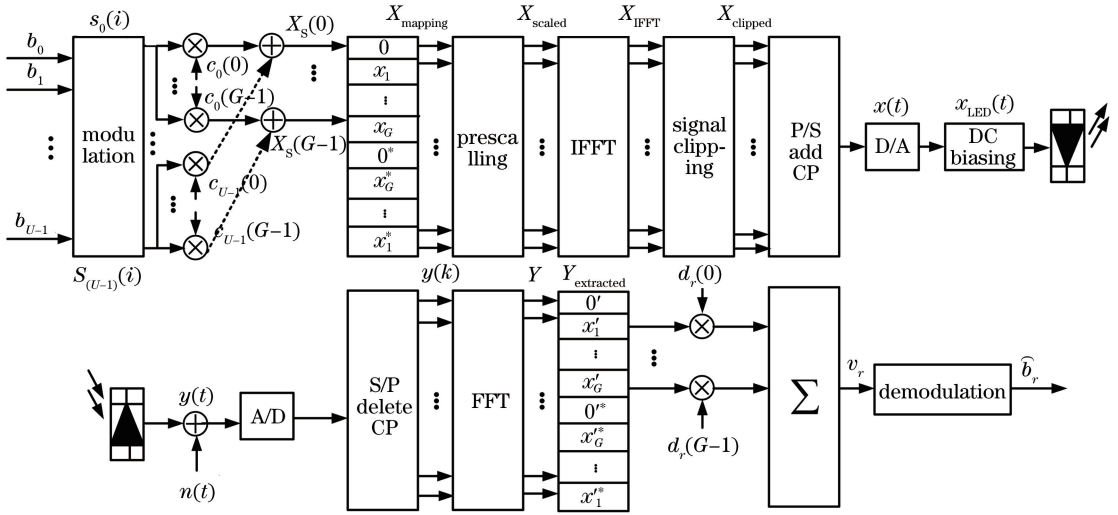


图 1 DCO-MC-CDMA 系统原理图

Fig. 1 Schematic of DCO-MC-CDMA system

2.1 发送端

二进制信息序列经过正交幅度调制(QAM)对应到调制符号,用户 u 的第 i 个符号为 $s_u(i)$, $i=0, 1, 2, \dots$, 满足 $E[|s_u(i)|^2]=1$, $E(\cdot)$ 表示求期望, $|\cdot|$ 表示取模运算。

2.1.1 扩频、映射和预尺度变换

用户 u 的扩频序列对输入调制符号 $s_u(i)$ 扩频,然后将所有用户的扩频序列按对应位相加,输出

复用序列 \mathbf{X}_s , 则第 m 个复用符号为

$$\mathbf{X}_s(m) = \sum_{u=0}^{U-1} c_u(m) s_u(i), \quad (1)$$

式中: $c_u(m) = \pm 1$ 表示用户 u 的扩频序列的第 m 位, $m=0, 1, \dots, G-1$, G 为扩频序列长度。

为了获得实数信号,对复用符号进行映射,使其满足厄米对称性,表示为

$$\mathbf{X}_{\text{mapping}} = [0 \quad X_s(0) \quad X_s(1) \quad \dots \quad X_s(G-1) \quad 0 \quad X_s^*(G-1) \quad \dots \quad X_s^*(1) \quad X_s^*(0)]^T, \quad (2)$$

式中: $(\cdot)^*$ 和 $[\cdot]^T$ 表示共轭和矩阵转置。根据中心极限定理(CLT),当 IFFT 的长度较大时,输出时域信号满足均值为零的高斯分布,假设方差为 σ_o^2 , 因为 $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$ 信号的大小决定 σ_o^2 , 进而影响 LED 发射信号的光功率和接收端信号的大小。为了达到调光和固定接收端信号信噪比(SNR)的目的,对 $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$ 信号进行预尺度变换,即 $X_{\text{scaled}}(n) = \alpha X_{\text{mapping}}(n)$, 序号 $n=0, 1, \dots, N-1$, 其中 $N=2G+2$ 为 IFFT 的长度, α 为尺度变换因子。

2.1.2 扩频码的选取

当 IFFT 的长度 N 为 2 的幂次方时,IFFT 具有较高的运算效率。 $N=2G+2$ 的约束关系,限制了扩频序列的长度 G 的取值,进而影响扩频序列的选取。比如:当 $N=128$ 时, $G=63$; 当 $N=256$ 时, $G=127$ 。在 RF MC-CDMA 系统中,通常采用正交

Walsh 码和正交 Gold 码作为扩频序列,正交码互相关性优良,完全正交的码之间相互干扰为零。但在 DCO-MC-CDMA 系统受其长度的约束,不能选用正交 Walsh 码和正交 Gold 码。常用的 m 序列和 Gold 码可以作为区分不同用户的码序列,但是不同 m 序列和 Gold 码之间并非完全正交,即互相关不为 0,从而导致接收端的多用户间干扰增大。

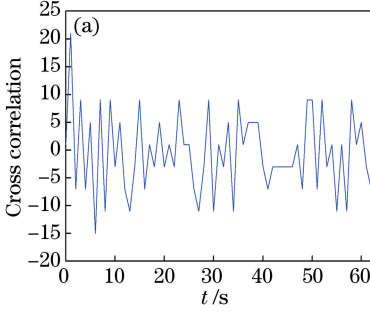
1) m 序列的产生以及互相关函数

m 序列由带线性反馈的 q 阶移位寄存器移位产生,其最长码序列周期为 $2^q - 1$, 自相关近似于冲激函数,互相关为一个多值函数^[24]。图 2(a)所示为 $q=6, G=63$ 时的 m 序列互相关函数,图中 t 表示时间。

2) Gold 码的产生以及互相关函数

Gold 序列是 m 序列的复合序列,其由 2 个码

长相等、码时钟速率相同的 m 序列优选对通过模 2 相加得到。每改变 2 个 m 序列的相对位移即可得到一个新的 Gold 序列^[24]。Gold 码序列具有三值互相关函数的特性,当 q 为奇数时,码族中约有 50% 的序列具有很低的互相关函数值(-1);当 q 为偶数但不为 4 的整数倍时,码族中约有 75% 的码序



列具有很低的互相关函数值(-1)^[25]。Gold 序列的这一特性可以使序列族中任一码序列都可作为地址码。其地址数远大于利用 m 序列作为地址码时的数量。当 $q=6, G=63$ 时,Gold 序列的互相关函数如图 2(b) 所示。可以看出,Gold 码的互相关幅值较小,性能优于 m 序列。

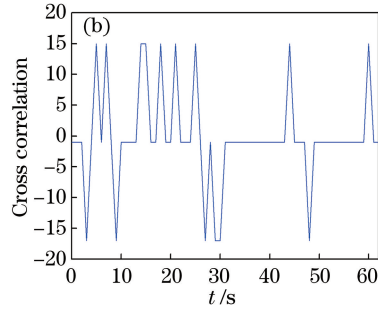


图 2 扩频序列的互相关函数。(a) m 序列; (b) Gold 序列

Fig. 2 Cross-correlation function of spread spectrum sequence. (a) m sequence; (b) Gold sequence

2.1.3 IFFT 和信号限幅

$\mathbf{X}_{\text{scaled}}$ 信号进行 IFFT 时,输出信号为

$$\mathbf{x}_{\text{IFFT}} = \mathbf{F}^H \mathbf{X}_{\text{scaled}} = \alpha \mathbf{F}^H \mathbf{X}_{\text{mapping}}, \quad (3)$$

式中: $(\cdot)^H$ 表示矩阵共轭转置; \mathbf{F} 为 $N \times N$ 的归一化离散傅里叶变换矩阵^[26]; \mathbf{x}_{IFFT} 为双极性实信号。(3)式表示的 IFFT 变换的输入输出信号具有相等的总功率^[27]。因此预限幅因子为

$$\alpha = \sigma_0 \sqrt{(N-1) / \sum_{n=0}^{N-1} |X_{\text{mapping}}(n)|^2}. \quad (4)$$

在 DCO-OFDM 系统中给 \mathbf{x}_{IFFT} 加上直流偏置(DC)信号 B_{DC} ,然后删除小于零的负值,即可得到正实数信号。但是,物理上可实现 LED 的线性工作区有限,存在开启和饱和电压,需要将线性区之外的信号进一步预限幅。限幅信号再经过并串转换(P/S),加上循环前缀(CP)和数模转换(D/A),才能得到时域模拟信号 $x_{\text{clip}}(t)$ 。为了满足照明并得到正实数信号,通常加入直流偏置信号 B_{DC} ,驱动 LED 发光,驱动信号为

$$x_{\text{LED}}(t) = x_{\text{clip}}(t) + B_{\text{DC}}. \quad (5)$$

在 DCO-OFDM 中,限幅操作可以表示为

$$x_{\text{clipped}}(k) = \begin{cases} \epsilon_{\text{top}}, & x_{\text{IFFT}}(k) > \epsilon_{\text{top}} \\ x_{\text{IFFT}}(k), & \epsilon_{\text{bottom}} \leq x_{\text{IFFT}}(k) \leq \epsilon_{\text{top}} \\ \epsilon_{\text{bottom}}, & x_{\text{IFFT}}(k) < \epsilon_{\text{bottom}} \end{cases} \quad (6)$$

设 LED 的线性工作区为 $I_{\text{min}} \sim I_{\text{max}}$ 。(6)式中 $\epsilon_{\text{top}} = I_{\text{max}} - B_{\text{DC}}$ 和 $\epsilon_{\text{bottom}} = \max(I_{\text{min}} - B_{\text{DC}}, 0)$ 表示限幅的上下限。根据 Busgang 理论^[28],对高斯分

布的信号限幅相当于对信号的幅度衰减后加入一个非高斯分布的限幅噪声,即

$$\mathbf{x}_{\text{clipped}} = \rho \mathbf{x}_{\text{IFFT}} + \mathbf{n}_{\text{clip}}, \quad (7)$$

式中: \mathbf{n}_{clip} 为非高斯分布的限幅噪声; ρ 为信号衰减因子, $\rho = Q(\lambda_{\text{bottom}}) - Q(\lambda_{\text{top}})$, $\lambda_{\text{top}} = \epsilon_{\text{top}} / \sigma_0$ 和 $\lambda_{\text{bottom}} = \epsilon_{\text{bottom}} / \sigma_0$ 分别表示归一化上下限幅门限, $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \cdot \int_x^{\infty} \exp(-v^2/2) dv$ 为互补累积函数。

在 DCO-OFDM 中,直流偏置信号可以表示为

$$B_{\text{DC}} = \mu \sqrt{E[x_{\text{IFFT}}^2]}, \quad (8)$$

式中: μ 为比例常数,利用分贝(dB)表示时, B_{DC} 的大小为 $10 \lg(\mu^2 + 1)$ dB。

2.2 信道模型

通常光信号经过两种传输模式到达光电检测器(PD),一种是视距传播(LOS),另一种是散射传播。LOS 信道可视为 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,其冲激响应可表示为

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - l\Delta\tau), \quad (9)$$

式中: h_l 和 $l\Delta\tau$ 分别为第 l 条传输路径的系数和延迟; $\Delta\tau, L$ 和 $\delta(\cdot)$ 分别为最小可分辨路径延迟、路径数和 delta 函数。

Ceiling-Bounce 信道模型可以准确描述室内光散射信道^[29-30],其时域冲激响应为

$$h_l(l, a) = [6a^6 / (t + a)^7] u(t), \quad (10)$$

式中: $u(t)$ 为阶跃函数; $a = 12 \sqrt{11/13} D_{\text{RMS}}, D_{\text{RMS}}$ 为方

均根(RMS)延迟扩展,通常 D_{RMS} 的典型值为 2~20 ns。

2.3 接收端

2.3.1 信号接收和傅里叶变换(FFT)

光信号经过室内 VLC 多径信道传输后,PD 直接检测光信号并转换为电信号,再经过模数转换(A/D)、串并转换(S/P)后删除 CP,由于 CP 的长度不小于信道冲激响应的长度,所以线性卷积变为循环卷积。信号的矢量形式为

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{x}_{\text{LED}} + \mathbf{n}_{\text{AWGN}}, \quad (11)$$

式中: \mathbf{x}_{LED} 、 \mathbf{y} 和 \mathbf{n}_{AWGN} 分别为长度为 N 的发送、接收和噪声矢量; \mathbf{h} 为时域信道循环矩阵。

对接收的信号进行 FFT,则输出频域信号为

$$Y_{\text{extracted}}(m) = \alpha\rho H(m+1) \sum_{u=0}^{U-1} c_u(m) s_u(i) + \sigma_{\text{clip}} H(m+1) N_{\text{CN}}(m+1) + \sigma_{\text{AWGN}} N_{\text{CN}}(m+1), \quad (13)$$

式中: $m=0,1,\dots,G-1$; $N_{\text{CN}}(m+1)$ 表示长度为 N 的标准正态分布信号的抽样值; σ_{clip} 和 σ_{AWGN} 分别为限幅噪声和 AWGN 的标准差,其中 σ_{clip}^2 为^[31]

$$\sigma_{\text{clip}}^2 = \sigma_0^2 \{ \rho(1 + \lambda_{\text{bottom}}^2) - 2\rho^2 - \lambda_{\text{bottom}} [\phi(\lambda_{\text{bottom}}) - \phi(\lambda_{\text{top}})] - \phi(\lambda_{\text{top}})(\lambda_{\text{top}} - \lambda_{\text{bottom}}) + \mathbf{Q}(\lambda_{\text{top}})(\lambda_{\text{top}} - \lambda_{\text{bottom}})^2 \}, \quad (14)$$

ϕ 为零均值和单位方差的标准正态分布的概率密度函数。然后对提取的信号进行均衡与解扩,以补偿信道子信道的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

$$v_r = \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} c_r(m) s_r(i) d_r(m) H(m+1) + \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} c_u(m) s_u(i) d_r(m) H(m+1) + \sum_{m=0}^{G-1} \sigma_{\text{clip}} d_r(m) H(m+1) N_{\text{CN}}(m+1) + \sum_{m=0}^{G-1} d_r(m) \sigma_{\text{AWGN}} N_{\text{CN}}(m+1), \quad (15)$$

式中:第 1 项为用户 r 的期望信号;第 2 项为多用户之间的干扰(MUI);后 2 项分别为限幅噪声和高斯噪声。

3 光 DCO-MC-CDMA 系统性能分析

采用最大似然检测, MQAM 调制解调的理论 BER 为

$$P_b = [2(\sqrt{M} - 1) / (\sqrt{M} \ln M)] \cdot \text{erfc} \{ \sqrt{3 \ln M} / [2(M-1)] \cdot (E_b/N_0) \}, \quad (16)$$

式中: $\text{erfc}(\cdot)$ 表示误差函数; E_b/N_0 为比特信噪比。

3.1 LOS 信道

LOS 信道可以视为 AWGN 信道,接收信号为

$$y(t) = x_{\text{LED}}(t) + n_{\text{AWGN}}, \quad (17)$$

均衡合并系数为

$$d_r(m) = c_r(m). \quad (18)$$

将(18)式代入(15)式,得到判决变量为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}\mathbf{h}(\alpha\rho\mathbf{F}^H\mathbf{X}_{\text{mapping}} + \mathbf{N}_{\text{clip}} + \mathbf{B}_{\text{DC}}) + \mathbf{N}_{\text{AWGN}}, \quad (12)$$

式中: \mathbf{N}_{clip} 和 \mathbf{N}_{AWGN} 分别为频域限幅噪声和高斯噪声; $\mathbf{B}_{\text{DC}} = [\sqrt{N}B_{\text{DC}} \ 0 \ \dots \ 0]^T$ 为频域直流成分。当 FFT 长度较大时,非高斯分布的限幅噪声 \mathbf{n}_{clip} 变为高斯分布的噪声。令 $\mathbf{H} = \mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H$, 循环矩阵的傅里叶变换为对角矩阵,所以 \mathbf{H} 矩阵为 $N \times N$ 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。

2.3.2 信号提取和均衡合并

与发送端信号 $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$ 相对应,提取 \mathbf{Y} 的第 1~ $N/2-1$ 个子载波,组成长度为 G 的信号,其第 m 项为

$$v_r = \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} s_r(i) + \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} c_u(m) s_u(i) c_r(m) + \sum_{m=0}^{G-1} \sigma_{\text{clip}} c_r(m) N_{\text{CN}}(m+1) + \sum_{m=0}^{G-1} \sigma_{\text{AWGN}} c_r(m) N_{\text{CN}}(m+1), \quad (19)$$

由于扩频序列非正交,互相关函数不等于零,(19)式中第 2 项不为零。比特信噪比为

$$(E_b/N_0)_{\text{LOS}} = \alpha^2 \rho^2 G / \{ \ln[M(\beta + \gamma + \eta)] \}, \quad (20)$$

其中

$$\beta = \left| \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} c_u(m) s_u(i) c_r(m) \right|^2, \quad (21)$$

$$\gamma = \sigma_{\text{AWGN}}^2, \quad (22)$$

$$\eta = \sigma_{\text{clip}}^2. \quad (23)$$

3.2 散射信道

3.2.1 ORC

正交恢复合并又称为迫零均衡,作用是恢复各

用户信号之间的正交性。其各个子载波的合并系数为各个子载波信道特性的倒数,即 ORC 算法的均衡系数为

$$d_r(m) = c_r(m)H^*(m+1)/|H(m+1)|^2. \quad (24)$$

ORC 算法的判决变量为

$$v_r = \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} s_r(i) + \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} c_u(m)s_u(i)c_r(m) + \sigma_{\text{clip}} \sum_{m=0}^{G-1} c_r(m)N_{\text{CN}}(m+1) + \sigma_{\text{AWGN}} \left\{ \sum_{m=0}^{G-1} [c_r(m)H^*(m+1)/|H(m+1)|^2] \right\} N_{\text{CN}}(m+1), \quad (25)$$

式中:第 2 项为由于扩频序列不正交引起的多用户干扰。比特信噪比为

$$(E_b/N_0)_{\text{ORC}} = (\alpha\rho G)^2 / \{\text{lb}[M(\psi + \omega + \epsilon)]\}, \quad (26)$$

其中

$$\psi = \left| \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} c_u(m)s_u(m)c_r(m) \right|^2, \quad (27)$$

$$\omega = G\sigma_{\text{clip}}^2, \quad (28)$$

$$\epsilon = \sum_{m=0}^{G-1} [\sigma_{\text{AWGN}}^2 / |H(m+1)|^2]. \quad (29)$$

3.2.2 MRC

最大比合并的作用是尽可能利用信噪比较高的子载波信息,即信道特性相对较好的子载波,其各个子载波的合并系数正比于该子载波信号的幅值。MRC 算法的均衡系数为

$$d_r(m) = c_r(m)H^*(m+1), \quad (30)$$

MRC 算法的判决变量为

$$v_r = \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} s_r(i) |H(m+1)|^2 + \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} c_u(m)c_r(m)s_u(i) |H(m+1)|^2 + \sigma_{\text{clip}} \sum_{m=0}^{G-1} c_r(m) |H(m+1)|^2 N_{\text{CN}}(m+1) + \sigma_{\text{AWGN}} \sum_{m=0}^{G-1} c_r(m)H^*(m+1)N_{\text{CN}}(m+1), \quad (31)$$

式中:第 2 项为用户之间的 MUI,与 ORC 合并算法相比,其不仅包含扩频码不正交产生的 MUI,同时还包含因信道增益不同造成的扩频码不正交而引起的 MUI。MRC 算法的比特信噪比为

$$(E_b/N_0)_{\text{MRC}} =$$

$$\left[\alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} |H(m+1)|^2 \right]^2 / \{\text{lb}[M(\zeta + \eta + \vartheta)]\}, \quad (32)$$

式中:

$$\zeta =$$

$$\left| \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} s_u(i)c_u(m)c_r(m) |H(m+1)|^2 \right|^2, \quad (33)$$

$$\eta = \sigma_{\text{clip}}^2 \sum_{m=0}^{G-1} |H(m+1)|^4, \quad (34)$$

$$\vartheta = \sigma_{\text{AWGN}}^2 \sum_{m=0}^{G-1} |H(m+1)|^2. \quad (35)$$

3.2.3 EGC

等增益合并分配给各个子载波合并系数的模值相同,不同之处在于合并系数的相位不同,其仅对信道的相位进行相应的纠正,而不会对信道的幅度进行改变。EGC 是下行链路中最简单的一种合并技术。EGC 均衡系数表示为

$$d_r(m) = c_r(m)H^*(m+1)/|H(m+1)|, \quad (36)$$

EGC 算法的判决变量为

$$v_r = \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} s_r(i) |H(m+1)| + \alpha\rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} c_u(m)c_r(m)s_u(i) |H(m+1)| + \sigma_{\text{clip}} \sum_{m=0}^{G-1} c_r(m) |H(m+1)| N_{\text{CN}}(m+1) + \sigma_{\text{AWGN}} \left\{ \sum_{m=0}^{G-1} [c_r(m)H^*(m+1)/|H(m+1)|] \right\} N_{\text{CN}}(m+1). \quad (37)$$

比特信噪比为

$$(E_b/N_0)_{EGC} = \left(\alpha \rho \sum_{m=0}^{G-1} |H(m+1)| \right)^2 / \{ \text{lb}[M(\xi + \nu + \kappa)] \}, \quad (38)$$

式中:

$$\xi = \left| \alpha \rho \sum_{m=0}^{G-1} \sum_{u=0, u \neq r}^{U-1} s_u(i) c_u(m) c_r(m) |H(m+1)| \right|^2, \quad (39)$$

$$\nu = \sigma_{\text{clip}}^2 \sum_{m=0}^{G-1} |H(m+1)|^2, \quad (40)$$

$$\kappa = G\sigma_{\text{AWGN}}^2. \quad (41)$$

4 数值仿真与分析

分别采用 Gold 码和 m 序列作为扩频序列进行仿真分析。Gold 码的 m 序列优选对分别为 $g_0(x) = 1 + x + x^6$, $g_1(x) = 1 + x + x^2 + x^5 + x^6$, 线性移位寄存器的初始值为“100000”。选取 Gold 码时,为了得到互相关值小的码序列,选择同族的 Gold 序列作为扩频地址码。m 序列中,保持移位寄存器的初始值为“100000”。每次改变寄存器抽头系数的位置得到新的 m 序列。假设 LED 的线性区工作参数为 $I_{\min} = 0.1, I_{\max} = 1$, 直流偏置 $B_{DC} = 7 \text{ dB}$ 。

图 3 所示为 LOS 信道采用 Gold 码时,DCO-MC-CDMA 系统的误码率性能。可以看出,随着用户数的增大,扩频码的不正交而产生的 MUI 也增大,相同调制阶数时,用户越多,BER 性能越差。由于受限幅噪声和 MUI,高阶调制的 BER 性能迅速变差。

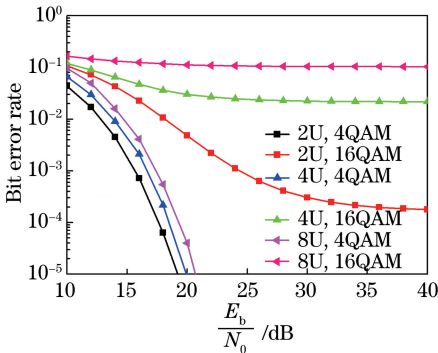


图 3 AWGN 信道下 DCO-MC-CDMA 系统的 BER 性能
Fig. 3 BER performance of DCO-MC-CDMA system with AWGN channel

在散射 Ceiling-bounce 信道模型下分析系统性能,按照 $\Delta t = 0.75 \text{ ns}$ 的时间间隔对 Ceiling-bounce 信道模型进行抽样, $D_{\text{RMS}} = 8 \text{ ns}, L = 15$ 。将抽样系

数 $h_l(l, a)$ 进行归一化,使其满足 $|h(t)|^2 = 1$ 。

图 4 和图 5 所示为 MRC、EGC 合并,采用 Gold 码时 DCO-MC-CDMA 系统 BER 性能,可以看出,理论和仿真相吻合,验证了理论分析的正确性。其中 2U 表示 2 个用户,Theo 表示理论值,Simu 表示仿真值。从图 4 和图 5 可以看出,随着用户数的增大,MUI 也随着增大,系统 BER 性能快速变差。当有 4 个用户(4U)时,2 种合并算法的 BER 很大,且很快出现错误平层。EGC 略好于 MRC,这是因为 EGC 中(40)式的噪声是信道模的平方,而 MRC 中(34)式的噪声是信道模的四次方。另外,高阶调制受到限幅噪声和 MUI 的影响更大,其 BER 性能快速变差。

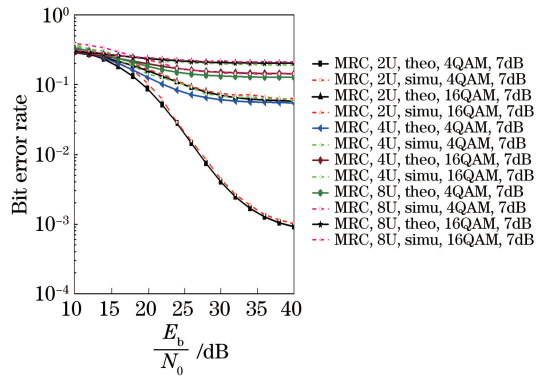


图 4 MRC 的 BER 性能
Fig. 4 BER performance of MRC

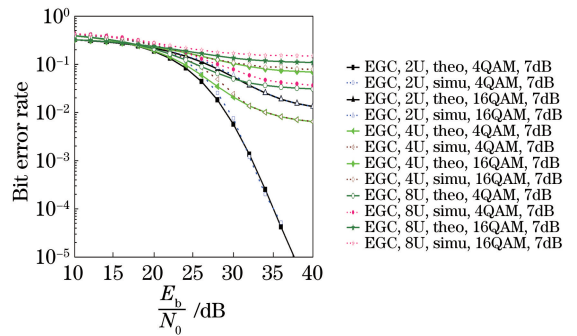


图 5 EGC 的 BER 性能
Fig. 5 BER performance of EGC

图 6 所示为采用 ORC 合并和 Gold 码时,DCO-MC-CDMA 系统的 BER 性能曲线。可以看出,随着用户数的增大,BER 性能略变差。这是因为 ORC 合并消除了子信道增益不同而产生的 MUI,但仍然存在扩频码不正交而产生的 MUI。在高阶调制时,MUI 对系统性能影响更明显。

图 7 为采用 Gold 码和 m 序列作为扩频码时,ORC、EGC 和 MRC 合并算法的 BER 性能曲线。可以看出,采用 m 序列的 BER 性能比采用 Gold 码

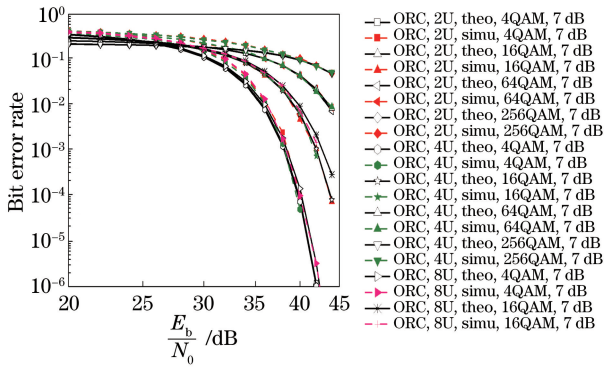


图 6 ORC 算法的 BER 性能

Fig. 6 BER performance of ORC algorithm

的 BER 性能差,这是因为 m 序列的互相关函数是多值函数,其产生的 MUI 比 Gold 序列大;采用 MRC、EGC 算法时,BER 性能仍然较差,出现错误平层现象。由于消除了部分 MUI,ORC 合并时系统的 BER 性能最好。

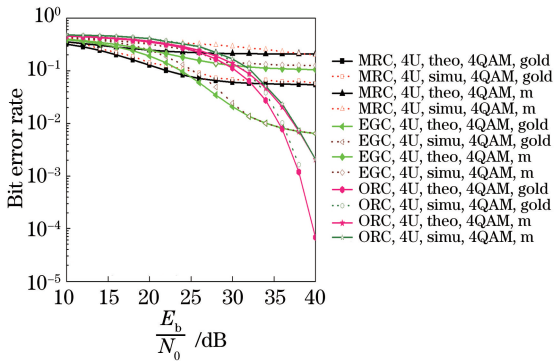


图 7 Gold 码和 m 序列的 BER 性能比较

Fig. 7 BER performance comparison of Gold codes and m sequences

5 结 论

结合 CDMA 和光 DCO-OFDM,建立了光 DCO-MC-CDMA 系统,考虑多用户干扰、AWGN 和限幅噪声的影响,推导了 LOS 信道和散射信道下系统的信噪比,仿真分析了系统性能。理论和仿真结果表明,扩频序列的相关性会影响到系统的性能,Gold 码的互相关性比 m 序列好,因此使用 Gold 码时系统的 BER 性能较好;ORC 合并消除了子信道增益不同带来的 MUI,其 BER 性能优于 MRC 和 EGC。

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] Komine T, Haruyama S, Nakagawa M. A study of shadowing on indoor visible-light wireless communication utilizing plural white LED lightings [J]. Wireless Personal Communications, 2005, 34 (1/2): 211-225.

[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, September 8-11, 1998, Boston, MA. New York: IEEE, 2002: 703-707.

[7] Schenk T C W, Feri L, Yang H M, *et al.* Optical wireless CDMA employing solid state lighting LEDs [C] // 2009 IEEE/LEOS Summer Topical Meeting, July 20-22, 2009, Newport Beach, CA, USA. New York: IEEE, 2009: 23-24.

[8] He C, Yang L L, Xiao P, *et al.* DS-CDMA assisted visible light communications systems [C] // 2015 IEEE 20th International Workshop on Computer Aided Modelling and Design of Communication Links and Networks (CAMAD), September 7-9, 2015, Guildford, UK. New York: IEEE, 2015: 27-32.

[9] Matsuo R, Matsuo M, Ohtsuki T, *et al.* Performance analysis of indoor infrared wireless systems using OOK CDMA on a diffuse channel[J]. Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications), 2001, 84(10): 1-9.

[10] Guan W P, Wu Y X, Wen S S, *et al.* Indoor positioning technology of visible light communication based on CDMA modulation[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(11): 1106006.

关伟鹏, 吴玉香, 文尚胜, 等. 基于 CDMA 调制的可

- 见光通信室内定位技术的研究[J]. 光学学报, 2016, 36(11): 1106006.
- [11] Yuan X G, Zhang Y A, Zhang J N, *et al.* Visible light communication system based on direct sequence spread spectrum[J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(s1): s106004.
袁学光, 张阳安, 张锦南, 等. 基于直接序列扩频的可见光通信系统[J]. 光学学报, 2014, 34(s1): s106004.
- [12] 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] // ICC 2001. IEEE International Conference on Communications. Conference Record (Cat. No. 01CH37240), June 11-14, 2001, Helsinki, Finland. New York: IEEE, 2001: 2016-2020.
- [13] 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.
- [14] Alsaadi F E, Elmirghani J M H. MC-CDMA indoor optical wireless system [C] // IEEE GLOBECOM 2007 - IEEE Global Telecommunications Conference, November 26-30, 2007, Washington, D. C., USA. New York: IEEE, 2007: 2455-2460.
- [15] Tanaka Y, Komine T, Haruyama S, *et al.* Indoor visible communication utilizing plural white LEDs as lighting[C] // 12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC 2001. Proceedings (Cat. No. 01TH8598), September 30-October 3, 2001, San Diego, CA, USA. New York: IEEE, 2001: F81-F85.
- [16] Fu W H, Wei J, Liu N A, *et al.* OFDM modem system simulation experiment based on MATLAB [J]. Journal of Electrical and Electronic Teaching, 2018 (2): 139-143.
付卫红, 韦娟, 刘乃安, 等. 基于 Matlab 的 OFDM 调制解调系统仿真实验[J]. 电气电子教学学报, 2018(2): 139-143.
- [17] Luan Y Z, Jiang G, Li J D. MC-CDMA for optical wireless communications [J]. Proceedings of SPIE, 2005, 6021: 60210Z.
- [18] 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.
- [19] Alsaadi F E, Elmirghani J M H. Spot diffusing angle diversity MC-CDMA optical wireless system[J]. IET Optoelectronics, 2009, 3(3): 131-141.
- [20] 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, 2013: 138.
- [21] Abdelaziz A M, El-Shimy M A, El-Sahn Z A. Reduced complexity interleaved multi-carrier CDMA for indoor visible light communications [C] // 2017 IEEE Photonics Conference (IPC), October 1-5, 2017, Orlando, FL, USA. New York: IEEE, 2017: 551-552.
- [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] 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, 2018, 61(2): 029304.
- [24] Harada H, Prasad R. Simulation and software radio for mobile communications [M]. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2002.
- [25] O'farrell T. Spread spectrum communication: US6181729[P]. 2001-1-30.
- [26] Jia K J, Jin B, Hao L, *et al.* Performance analysis of DCO-OFDM and ACO-OFDM systems in indoor visible light communications[J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(8): 0806003.
贾科军, 靳斌, 郝莉, 等. 室内可见光通信中 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 系统性能分析[J]. 中国激光, 2017, 44(8): 0806003.
- [27] 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.
- [28] Elgala H, Mesleh R, Haas H. Practical considerations for indoor wireless optical system implementation using OFDM [C] // 2009 10th International Conference on Telecommunications, June 8-10, 2009, Zagreb, Croatia. New York:

- IEEE, 2009: 25-29.
- [29] Carruthers J B, Kahn J M. Modeling of nondirected wireless infrared channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(10): 1260-1268.
- [30] 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.
- [31] 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.