

# 基于非正交多址接入的室内可见光通信系统

贾科军<sup>1,2</sup>, 郝 莉<sup>1</sup>, 白利军<sup>1</sup>, 余彩虹<sup>3</sup>

<sup>1</sup>西南交通大学信息编码与传输四川省重点实验室, 四川 成都 610031;

<sup>2</sup>兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050;

<sup>3</sup>福建工程学院信息科学与工程学院, 福建 福州 350118

**摘要** 白光发光二极管(LED)的窄调制带宽限制了可见光通信(VLC)的系统容量。非正交多址接入(NOMA)技术通过功率复用可提高系统通信容量。结合直流偏置光正交频分复用(DCO-OFDM)和 NOMA 技术,设计了 NOMA-DCO-OFDM 系统。基于递归法给出了单个 LED 时 VLC 多径信道建模方法。在考虑限幅噪声影响时,推导了用户的信干噪比。采用分数阶功率分配、增益比功率分配和静态功率分配方法,研究系统平均和速率随 LED 半功率角、光电检测器的视场角(FOV)和功率分配因子的变化规律。仿真结果表明,系统平均和速率随着半功率角、FOV 和功率分配因子的变化而变化,可以通过优化半功率角、FOV 和功率分配因子达到系统平均和速率最大化。

**关键词** 光通信; 可见光通信; 非正交多址接入; 直流偏置光正交频分复用; 多径信道; 串行干扰抵消

**中图分类号** TN929.12 **文献标识码** A

**doi:** 10.3788/AOS201737.0806004

## Indoor Visible Light Communication System Based on Non-Orthogonal Multiple Access

Jia Kejun<sup>1,2</sup>, Hao Li<sup>1</sup>, Bai Lijun<sup>1</sup>, Yu Caihong<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Key Laboratory of Information Coding and Transmission, Sichuan Province, Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 610031, China;

<sup>2</sup>School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China;

<sup>3</sup>School of Information Science and Engineering, Fujian University of Technology, Fuzhou, Fujian 350118, China

**Abstract** Achieving large system capacity is a challenge due to the narrow modulation bandwidth of the white light-emitting diode (LED) in visible light communication. The system capacity can be improved by the non-orthogonal multiple access (NOMA) technique which can reuse power. A NOMA-DCO-OFDM system which is a combination of NOMA technology and direct-current-biased optical orthogonal frequency division multiplexing (DCO-OFDM) is proposed. Furthermore, a modeling method for VLC multipath channel is proposed based on the recursive method when a single LED is used. The signal to interference and noise ratio of users is derived when the clipping noise is considered. We also study the relationship among average sum rate of system, half power semi-angles of LED, field of views (FOV) of photoelectric detector and power distribution factor with methods of fractional order power allocation, gain ratio power allocation and static power allocation. The simulation results indicate that the average sum rate of system changes with the changing of half power semi-angles of LED, field of views (FOV) of photoelectric detector and power distribution factor, and the maximum average sum rate can be achieved when we optimize the half power semi-angles, FOV and power distribution factor.

**Key words** optical communications; visible light communication; non-orthogonal multiple access; direct-current-biased optical orthogonal frequency division multiplexing; multipath channel; successive interference cancellation

**OCIS codes** 060.2605; 060.4230; 060.4510

收稿日期: 2017-02-20; 收到修改稿日期: 2017-04-11

基金项目: 国家自然科学基金(61461026, 61465007)、东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(2014D13)

作者简介: 贾科军(1978—), 男, 博士, 副教授, 主要从事室内可见光通信技术等方面的研究。E-mail: kjia@lut.cn

## 1 引 言

随着对无线通信业务需求的不断增大,频率在 10 GHz(厘米波)以下的可用频谱资源已明显不足,而目前还未很好地开发和利用更高频段频谱资源<sup>[1]</sup>。可见光通信(VLC)将可见光波段(380~780 nm)的光信号作为信息载体,实现信息传输。与传统射频(RF)通信相比,VLC 可提供频率为 400 THz 的通信带宽,具有通信和照明双重功能,能保持较高的光发射功率且不会对人体产生危害,通信保密性好。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、矿井和飞行器等<sup>[2]</sup>。

然而,目前商用的白光发光二极管(LED)调制带宽只有几兆赫兹到几十兆赫兹,窄的调制带宽限制了 VLC 的系统容量。为了满足下一代(5G)移动互联网和物联网的需求,有必要针对 VLC 系统研究具有高频谱效率的技术,如多输入多输出(MIMO)、正交频分复用(OFDM)和多址接入技术等。为满足照明的亮度需求、均匀性和美观性,通常在室内安装多个 LED 阵列,在满足工作照明亮度时,VLC 系统通常具有较高的信噪比,这些均为实现 MIMO 提供了条件,近年来已有大量文献对室内 VLC-MIMO 系统进行了研究<sup>[3-6]</sup>。LED 是非相关光源,VLC 系统一般采用强度调制直接检测(IM/DD)技术,因此信息仅包含在光信号的强度中。OFDM 技术可以有效解决光信号漫射带来的符号间干扰和荧光灯产生的窄带干扰等问题,同时还可以提高系统的频谱效率。但传统的 OFDM 输出信号为复信号,不能满足 IM/DD 信号为单极性实信号的要求,因此提出了光 OFDM 的概念。常用的光 OFDM 技术有多种,比如直流偏置光 OFDM(DCO-OFDM)和非对称限幅光 OFDM(ACO-OFDM)<sup>[7-8]</sup>等。与 ACO-OFDM 相比,DCO-OFDM 容易实现且频谱效率高,其较大的直流偏置还可以满足照明的需要。

传统的多址接入技术以正交多址接入方式为主,由于其接入用户数与正交资源成正比,因此系统的容量受限。非正交多址接入(NOMA)以非正交方式为多个用户分配资源,利用串行干扰消除(SIC)算法消除用户间干扰<sup>[9-12]</sup>。NOMA 能够更加高效地利用频谱资源,支持海量连接,减小系统传输延迟和信令开销。在 VLC 系统中引入 NOMA 的主要原因为:1)SIC 的复杂度和复用用户数的三次方成正比,通常 VLC 用户数较少,有利于 SIC 的进行;2)光信号传输衰减快,用户信道差异大,可以获得更大的容量增益;3)在 NOMA 中,收发两端都需要用户的信道信息,VLC 用户的信道相对固定,减小了信令开销;4)VLC 信道具有很高的信噪比,NOMA 适合于工作在信噪比较高的系统;5)除了和 RF 一样通过优化功率分配和用户配对获得和速率最大化外,VLC 还可以进一步优化 LED 的发射角和光电检测器(PD)的视场角。

文献[13]简单介绍了 DCO-OFDM 结合 NOMA 的系统,该系统需要多个傅里叶变化模块,因此系统实现复杂,且该系统未考虑限幅噪声以及 LED 和 PD 对系统的影响。文献[14]提出了一种增益比功率分配(GRPA)算法。文献[15]从理论上分析了在保证用户服务质量时的室内覆盖率和固定功率分配时系统的各态历经和速率。文献[14-15]仅研究了在 VLC 视线传播时单载波的情况。在信道建模方面,考虑了 MIMO 系统发送端存在时间弥散性,提出了一种 VLC-MIMO 多径信道建模方法<sup>[6]</sup>。

本文考虑单发单收系统,采用递归法计算直射和反射信道冲激响应,定义码间干扰,给出了室内 VLC 多径信道路径增益的计算方法;以 DCO-OFDM 系统为基础,设计了 NOMA-DCO-OFDM 系统,分析了 NOMA 可分配总功率和 LED 发送功率之间的关系;在物理可实现 LED 线性工作区输入信号范围受限的条件下,推导了用户在受非线性限幅噪声影响下的信干噪比公式;仿真研究了 LED 半功率角、PD 的视场角(FOV)和不同功率分配算法的分配因子对系统平均和速率的影响。

## 2 多径信道模型

采用 IM/DD 技术的室内 VLC 通信场景如图 1 所示。以房间左后下角为原点  $O$ 、平面  $xOy$  为地板平面,建立室内坐标系。用于照明和通信的 LED 由位置矢量  $\mathbf{r}_s$ 、单位方向矢量  $\hat{\mathbf{n}}_s$ 、发射功率  $P_{\text{LED}}$  和辐射强度模式  $R(\phi, \theta)$  表示,其中  $\phi$  为光线出射方向和  $\hat{\mathbf{n}}_s$  的夹角, $\theta$  为光源功率角, $R(\phi, \theta)$  表示单位立体角内辐射的光功率<sup>[16]</sup>。当 LED 服从朗伯辐射模式时, $R(\phi, \theta)$ (独立于  $\theta$ )可表示为

$$R(\phi, \theta) = \frac{\kappa + 1}{2\pi} P_{\text{LED}} \cos^\kappa \phi, \quad \phi \in \left[ -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right], \quad (1)$$

式中  $\kappa = -\ln 2 / \ln(\cos \theta_{1/2})$  为表征光源辐射方向性的辐射模式指数,  $\theta_{1/2}$  为光源半功率角。为简单起见, 用一个包含 LED 3 个特征量的集合矢量  $\mathbf{S}$  描述 LED, 则辐射功率  $P_{\text{LED}} = 1$  的 LED 可表示为

$$\mathbf{S} = \{\mathbf{r}_S, \hat{\mathbf{n}}_S, \kappa\}。 \quad (2)$$

$U$  个用户随机分布在室内, 其中用户  $UE_u$  可由位置矢量  $\mathbf{r}_{R,u}$ 、方向矢量  $\hat{\mathbf{n}}_R$ 、面积  $A_R$  和 FOV  $\Psi_{\text{FOV}}$  表示为

$$R_u = \{\mathbf{r}_{R,u}, \hat{\mathbf{n}}_R, A_R, \Psi_{\text{FOV}}\}。 \quad (3)$$

室内 VLC 系统常作为线性时不变系统, 可由自身的冲激响应来表征。通常入射到 PD 的光信号有两种传输模式: 1) 直接入射到 PD 的直视路径 (LOS) 信道; 2) 经过反射体的反射信道。以下考虑单光源时, 以递归法计算 LOS 和反射信道冲激响应为基础, 建立室内多径信道模型<sup>[16]</sup>。

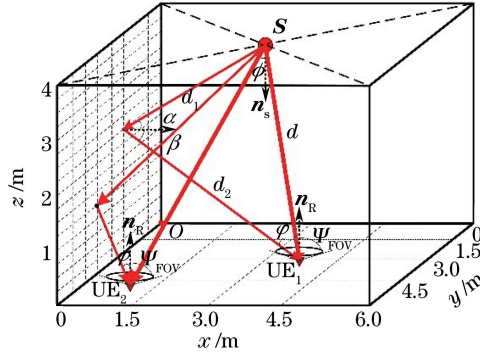


图 1 室内 VLC-NOMA 几何场景

Fig. 1 Geometric scenario of indoor VLC-NOMA

## 2.1 LOS 信道冲激响应

用户  $UE_u$  的 LOS 信道冲激响应为

$$h^0(t; \mathbf{S}, R_u) = \frac{\kappa + 1}{2\pi d^2} A_R \cos^{\kappa} \phi \cos \varphi T(\varphi) g(\varphi) \text{rect}\left(\frac{\varphi}{\Psi_{\text{FOV}}}\right) \delta\left(t - \frac{d}{c}\right), \quad (4)$$

式中  $d$  为 LED 到用户  $UE_u$  的距离,  $\phi$  为 LOS 光信号出射角,  $\varphi$  为入射光的入射角,  $c$  为光速,  $\delta(x)$  表示狄拉克函数,  $T(\varphi)$  表示光滤波器增益,  $g(\varphi) = n^2 / \sin^2 \Psi_{\text{FOV}}$  (其中  $0 \leq \varphi \leq \Psi_{\text{FOV}}$  为光集中器增益,  $n$  为折射系数), 且有

$$d = \|\mathbf{r}_S - \mathbf{r}_{R,u}\|, \quad (5)$$

$$\cos \phi = \hat{\mathbf{n}}_S \cdot (\mathbf{r}_{R,u} - \mathbf{r}_S) / d, \quad (6)$$

$$\cos \varphi = \hat{\mathbf{n}}_{R,u} \cdot (\mathbf{r}_S - \mathbf{r}_{R,u}) / d, \quad (7)$$

式中  $\|\cdot\|$  表示 2 范数。矩形函数可定义为

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| > 1 \end{cases} \quad (8)$$

## 2.2 反射信道冲激响应

假设所有反射面上的反射微单元满足朗伯辐射, 反射微单元的辐射模式  $R(\varphi)$  与入射光的入射角无关。对一个反射面积为  $dA$  和反射率为  $\rho$  的微反射单元上的反射模型的建模分为两步: 1) 认为微反射单元是面积为  $dA$  的接收器, 接收功率为  $dP$ ; 2) 把微反射单元当作功率  $P = \rho dP$ 、 $\kappa = 1$  的朗伯光源。

假设光信号经过多次反射后到达用户  $UE_u$ , 则信道冲激响应可表示为

$$h(t; \mathbf{S}, R_u) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; \mathbf{S}, R_u), \quad (9)$$

式中  $h^{(k)}(t; \mathbf{S}, R_u)$  为经过  $k$  次 ( $k > 0$ ) 反射的信道冲激响应, 可表示为

$$h^{(k)}(t; \mathbf{S}, R_u) = \int_{\bar{S}} h^{(0)}(t; \mathbf{S}, \{\mathbf{r}, \hat{\mathbf{n}}, d r^2, \pi/2\}) \otimes h^{(k-1)}(t; \{\mathbf{r}, \hat{\mathbf{n}}, 1\}, R_u), \quad (10)$$

式中  $\bar{S}$  为反射面,  $\mathbf{r}$  为微反射单元的位置矢量,  $\hat{\mathbf{n}}$  为  $\mathbf{r}$  处微反射单元的单位法向矢量, 符号  $\otimes$  表示卷积运算。

当  $k=0$  时(10)式表示 LOS 信道响应,对反射面上的所有微反射单元进行积分。实际计算中,将所有反射平面划分为面积为  $\Delta A$  的小反射单元,那么将积分运算数字化后得到

$$h^{(k)}(t; S, R_u) = \frac{\kappa + 1}{2\pi} \sum_{i=1}^{N_{\text{ref}}} \frac{\rho_i \cos^{\kappa} \varphi \cos \beta}{D^2} \text{rect}\left(\frac{2\beta}{\pi}\right) h^{(k-1)} \left[ \left(t - \frac{D}{c}\right); (\mathbf{r}, \hat{\mathbf{n}}, 1), R_u \right] \Delta A, \quad (11)$$

式中  $N_{\text{ref}}$  为反射单元的总数,  $\rho_i$  为第  $i$  个反射单元的反射率,  $D = \|\mathbf{r} - \mathbf{r}_s\|$ ,  $\cos \varphi = \hat{\mathbf{n}}_s \cdot (\mathbf{r} - \mathbf{r}_s)/D$ ,  $\cos \alpha = \hat{\mathbf{n}} \cdot (\mathbf{r}_s - \mathbf{r})/D$ 。将反射面在空间离散化,使冲激响应在时间上也离散化,从而使分段连续的  $h^{(k)}(t)$  变成有限个  $\delta(x)$  函数之和。特别地,当  $k=1$  时,有

$$h^{(1)}(t; S, R_u) = \sum_{i=1}^{N_{\text{ref}}} \frac{(\kappa + 1) \rho_i A_R \Delta A}{2\pi^2 d_1^2 d_2^2} \cos^{\kappa} \varphi \cos \alpha \cos \beta \cos \varphi T(\varphi) g(\varphi) \text{rect}\left(\frac{\varphi}{\Psi_{\text{FOV}}}\right) \delta\left(t - \frac{d_1 + d_2}{c}\right), \quad (12)$$

式中  $d_1$  为从 LED 到反射单元的距离,  $d_2$  为从反射单元到用户  $UE_u$  的距离,  $\beta$  为反射单元的光线出射角。

### 2.3 室内 VLC 多径信道模型

当符号速率较大时,多径效应引起的码间干扰不容忽视。为了准确评价多径效应对 VLC 性能的影响,需建立用户  $UE_u$  的多径信道模型。从最先到达用户  $UE_u$  的第一路光信号开始,延迟时间大于符号周期一半的光信号将引起码间干扰<sup>[17]</sup>。多径信道建模原理如图 2 所示,图中  $\tau_0 = d/c$  为 LOS 信道的延迟时间,  $T_{\text{sp}} = T_{\text{sym}}/2$  为接收端抽样周期,其中  $T_{\text{sym}}$  为 LED 调制符号周期。

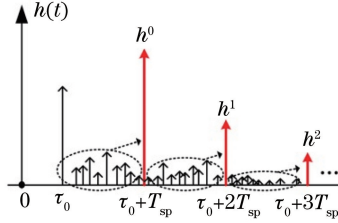


图 2 多径信道建模原理图

Fig. 2 Schematic of multipath channel modeling

用户  $UE_u$  的多径信道矢量为

$$\mathbf{h}_u = [h_u^0, h_u^1, h_u^2, \dots, h_u^{L_u-1}]^T, \quad (13)$$

式中  $L_u$  为多径信道路径数。第  $l$  个路径增益可表示为

$$h_u^l = \begin{cases} \int_0^{T_{\text{sp}} + \tau_0} \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S, R_u) dt, & l = 0 \\ \int_{lT_{\text{sp}} + \tau_0}^{(l+1)T_{\text{sp}} + \tau_0} \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S, R_u) dt, & l = 1, 2, \dots, L_u - 1 \end{cases}. \quad (14)$$

多径信道矢量  $\mathbf{h}_u$  中第 1 路径  $h_u^0$  包含用户  $UE_u$  发送的有用信息,其他路径带来多径影响。此外,随着用户  $UE_u$  位置的不同,多径信道增益矢量长度  $L_u$  不尽相同。冲激响应持续时间越长且  $T_{\text{sym}}$  越小时,  $L_u$  就越大。

## 3 NOMA-DCO-OFDM 系统模型和性能分析

考虑下行传输,LED 发送包含  $U$  个用户信息的光信号,接收端采用 SIC 检测,建立可见光 NOMA-DCO-OFDM 系统,如图 3 所示,图中大写字母变量表示频域信号,小写字母变量表示时域信号。

### 3.1 NOMA-DCO-OFDM 发送端

$U$  个用户的调制符号经过叠加编码后的输出为

$$\mathbf{X}_{\text{SP}} = [X_{\text{SP}}(0) \quad X_{\text{SP}}(1) \quad X_{\text{SP}}(2) \quad \dots \quad X_{\text{SP}}(N_{\text{sc}} - 1)]^T, \quad (15)$$

式中  $X_{\text{SP}}(m) = \sum_{u=1}^U \sqrt{p_{u,m}} X_u(m)$ , 其中  $m=0, 1, 2, \dots, N_{\text{sc}} - 1$ ,  $p_{u,m}$  表示  $UE_u$  在第  $m$  个子信道的功率分配因子。通常在总功率一定时,信道条件好的用户的分配因子  $p_{u,m}$  较小。调制符号满足  $E[|X_u(m)|^2] = 1$ ,

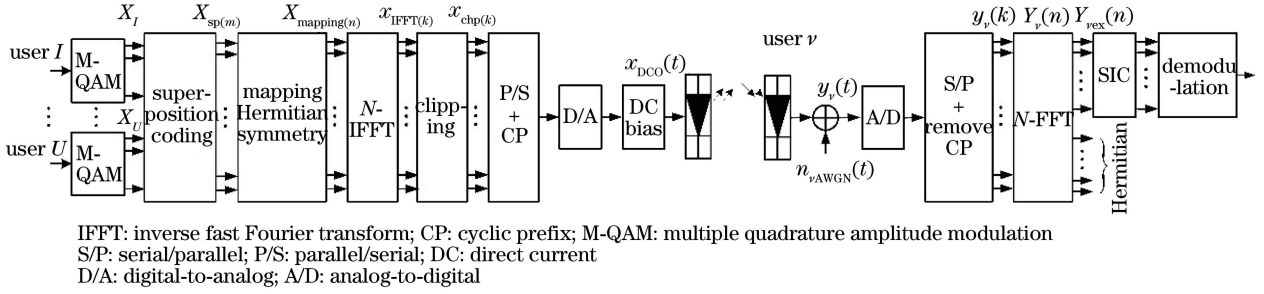


图 3 可见光 NOMA-DCO-OFDM 系统原理框图

Fig. 3 Diagram of NOMA-DCO-OFDM system in visible light

$E[\cdot]$  表示数学期望。在 IM/DD 系统中要求调制 LED 的信号是非负实信号, 根据 DCO-OFDM 系统原理, 对  $\mathbf{X}_{SP}$  进行映射操作, 使输出信号  $\mathbf{X}_{mapping}$  满足厄米特对称性, 即有

$$\mathbf{X}_{mapping} = [0 \quad X_{SP}(0) \quad X_{SP}(1) \quad \cdots \quad X_{SP}(N_{SC} - 1) \quad 0 \quad X_{SP}^*(N_{SC} - 1) \quad \cdots \quad X_{SP}^*(1) \quad X_{SP}^*(0)]^T, \quad (16)$$

式中  $*$  表示共轭运算。映射信号  $\mathbf{X}_{mapping}$  输入到快速逆傅里叶变换 (IFFT) 模块, 输出的时域信号  $\mathbf{x}_{IFFT}$  为

$$\mathbf{x}_{IFFT} = \mathbf{F}^H \mathbf{X}_{mapping}, \quad (17)$$

式中  $H$  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, 可表示为

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \omega & \omega^2 & \cdots & \omega^{N-1} \\ 1 & \omega^2 & \omega^4 & \cdots & \omega^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & \omega^{N-1} & \omega^{2(N-1)} & \cdots & \omega^{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix}, \quad (18)$$

式中  $\omega = \exp(-j2\pi/N)$ ,  $N = 2(N_{SC} + 1)$  是 IFFT 的长度。通常当  $N \geq 64$  时, 信号  $\mathbf{x}_{IFFT}$  服从均值为 0、方差为  $\sigma_{x_{IFFT}}^2$  的高斯分布<sup>[18]</sup>。(17) 式表示的 IFFT 输入输出信号的总功率相等, 即满足

$$E \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} |\mathbf{X}_{mapping}(n)|^2 \right\} = E \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{x}_{IFFT}(k)|^2 \right\}. \quad (19)$$

通常物理可实现的 LED 输入工作电流被限制在一定的范围, 电流太小时 LED 无法开启工作, 电流太大时 LED 可能会因过热而被烧毁, 因此需要对高斯分布的实数信号  $\mathbf{x}_{IFFT}$  进行限幅。限幅输出信号  $\mathbf{x}_{clip}(t)$  经过并串转换, 再加上可以消除符号间干扰的循环前缀 (CP), CP 的长度要求不小于多径信道的冲激响应长度。 $\mathbf{x}_{clip}(t)$  经数模转换后再加上直流偏置信号, 可用来驱动 LED 发光。设直流偏置信号为  $B_{DC}$ , 那么驱动信号为

$$x_{DCO}(t) = x_{clip}(t) + B_{DC}. \quad (20)$$

假设 LED 的工作电流被限制在  $i_{min}$  到  $i_{max}$  之间, 由 (20) 式可知, 信号  $\mathbf{x}_{clip}(t)$  的最小值  $\epsilon_{bottom} = i_{min} - B_{DC}$ , 最大值  $\epsilon_{top} = i_{max} - B_{DC}$ 。限幅操作可表示为

$$x_{clip}(k) = \begin{cases} \epsilon_{bottom}, & x_{IFFT}(k) < \epsilon_{bottom} \\ x_{IFFT}(k), & \epsilon_{bottom} \leq x_{IFFT}(k) \leq \epsilon_{top} \\ \epsilon_{top}, & x_{IFFT}(k) > \epsilon_{top} \end{cases}. \quad (21)$$

限幅是非线性操作, 限幅前后信号之间的关系为<sup>[19]</sup>

$$x_{clip}(t) = \rho x_{IFFT} + n_{clip}, \quad (22)$$

式中  $n_{clip}$  是与  $\mathbf{x}_{IFFT}$  不相关的非高斯分布的随机限幅噪声;  $\rho$  为限幅尺度缩减因子, 可表示为<sup>[19]</sup>

$$\rho = \frac{1}{\sigma_{x_{IFFT}}^2} \int_{-\infty}^{\infty} x_{IFFT} x_{clip}(t) f_{x_{IFFT}}(x) dx = Q(\lambda_{bottom}) - Q(\lambda_{top}), \quad (23)$$

式中  $f_{x_{IFFT}}(x) = \exp[-x^2/(2\sigma_{x_{IFFT}}^2)] / (\sqrt{2\pi}\sigma_{x_{IFFT}})$  为信号  $\mathbf{x}_{IFFT}$  的概率密度函数,  $\lambda_{bottom} = \epsilon_{bottom}/\sigma_{x_{IFFT}}$  和  $\lambda_{top} = \epsilon_{top}/\sigma_{x_{IFFT}}$  分别为归一化的限幅上下限,  $Q(\cdot) = \int_x^{\infty} \exp(-v^2/2) dv / \sqrt{2\pi}$  为标准正态分布互补累计分布函数。

相对于  $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  的标准差, 直流偏置信号  $B_{\text{DC}}$  为

$$B_{\text{DC}} = \mu \sqrt{E [\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^2(k)]}, \quad (24)$$

式中  $\mu$  为比例常数,  $B_{\text{DC}}$  用分贝表示为  $10\lg(1+\mu^2)$  dB。

信号  $x_{\text{DCO}}(t)$  直接调制 LED 的强度, 故 LED 发光功率正比于  $E [x_{\text{DCO}}(t)]$ , 电功率则正比于  $E [x_{\text{DCO}}^2(t)]$ , 因此平均光功率和电功率分别为

$$P_{\text{opt}} = E [x_{\text{DCO}}(t)] = \int_{-\infty}^{\epsilon_{\text{bottom}}} \epsilon_{\text{bottom}} f_{x_{\text{IFFT}}}(x) dx + \int_{\epsilon_{\text{bottom}}}^{\epsilon_{\text{top}}} x f_{x_{\text{IFFT}}}(x) dx + \int_{\epsilon_{\text{top}}}^{\infty} \epsilon_{\text{top}} f_{x_{\text{IFFT}}}(x) dx + B_{\text{DC}} = \\ \sigma_{x_{\text{IFFT}}} [\lambda_{\text{top}} Q(\lambda_{\text{top}}) - \lambda_{\text{bottom}} Q(\lambda_{\text{bottom}}) + \varphi(\lambda_{\text{bottom}}) - \varphi(\lambda_{\text{top}})] + \epsilon_{\text{bottom}} + B_{\text{DC}}, \quad (25)$$

$$P_{\text{elec}} = E [x_{\text{DCO}}^2(t)] = \sigma_{x_{\text{IFFT}}}^2 \rho + \sigma_{x_{\text{IFFT}}} [(2B_{\text{DC}} + \epsilon_{\text{bottom}}) \varphi(\lambda_{\text{bottom}}) - (2B_{\text{DC}} + \epsilon_{\text{top}}) \varphi(\lambda_{\text{top}})] + \\ (2B_{\text{DC}} + \epsilon_{\text{top}}) \epsilon_{\text{top}} Q(\lambda_{\text{top}}) + (2B_{\text{DC}} + \epsilon_{\text{bottom}}) [1 - Q(\lambda_{\text{bottom}})] \epsilon_{\text{bottom}} + 3B_{\text{DC}}^2, \quad (26)$$

式中  $\varphi(x) = \exp(-x^2/2)/\sqrt{2\pi}$ 。由(25)、(26)式可以看出, 系统的光功率和电功率由  $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  的方差  $\sigma_{x_{\text{IFFT}}}^2$  和直流偏置  $B_{\text{DC}}$  共同决定。通常 IM/DD 系统是平均光功率受限的系统<sup>[20]</sup>, 平均光功率主要由直流偏置决定, 但系统所传输的信息仅包含在  $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  中, 因此系统中用户使用的总功率受信号  $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  的方差限制。 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}$  是均值为 0、方差为  $\sigma_{x_{\text{IFFT}}}^2$  的高斯分布信号, 因此由(19)式可得

$$\sum_{u=1}^U p_{u,m} = \frac{N}{N-2} \sigma_{x_{\text{IFFT}}}^2. \quad (27)$$

由(27)式可知, 第  $m$  路的叠加编码信号  $X_{\text{SP}}(m)$  包含  $U$  个用户的信息, 且  $U$  个用户的总电功率为  $\sigma_{x_{\text{IFFT}}}^2 N/(N-2)$ 。

### 3.2 NOMA-DCO-OFDM 接收端

用户接收经过室内无线信道传输的光信号并将其转换为电信号, 用户  $\text{UE}_v$  的电信号为

$$y_v(t) = \gamma h_v(t) \otimes x_{\text{DCO}}(t) + n_{v,\text{AWGN}}(t), \quad (28)$$

式中  $\gamma$  为光电转换因子, 为不失一般性, 假设  $\gamma = 1$  A/W;  $h_v(t)$  表示  $\text{UE}_v$  和 LED 之间的信道冲激响应;  $n_{v,\text{AWGN}}(t)$  表示背景光和电路热噪声之和, 是独立于信号的加性高斯白噪声(AWGN)<sup>[21]</sup>, 设噪声单边功率谱密度为  $N_0$ 。 $y_v(t)$  经过 A/D 和 S/P 后删除 CP, 由于 CP 的长度大于等于信道冲激响应的长度, (28) 式中的线性卷积转变为循环卷积, 得到

$$\mathbf{y}_v = \gamma \tilde{\mathbf{h}}_v \cdot \mathbf{x}_{\text{DCO}} + \mathbf{n}_{v,\text{AWGN}}, \quad (29)$$

式中  $\mathbf{x}_{\text{DCO}}$  和  $\mathbf{y}_v$  分别为长度为  $N$  的发送和接收矢量;  $\mathbf{n}_{v,\text{AWGN}}$  为噪声矢量;  $\tilde{\mathbf{h}}_v$  为多径矢量  $\mathbf{h}_v$  对应的循环矩阵, 可表示为

$$\tilde{\mathbf{h}}_v = \begin{pmatrix} h_v^0 & 0 & \cdots & h_v^{L_v-1} & h_v^{L_v-2} & \cdots & h_v^2 & h_v^1 \\ h_v^1 & h_v^0 & \cdots & 0 & h_v^{L_v-1} & \cdots & h_{n_r, n_t}^3 & h_v^2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_v^{L_v-1} & h_v^{L_v-2} & \cdots & h_v^0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & h_v^{L_v-1} & \cdots & h_v^1 & h_v^0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_v^{L_v-2} & h_{n_r, n_t}^{L_v-3} & \cdots & h_v^0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & h_v^{L_v-1} & h_v^{L_v-2} & \cdots & h_v^1 & h_v^0 \end{pmatrix}. \quad (30)$$

接收矢量  $\mathbf{y}_v$  输入到快速傅里叶变换模块, 输出频域信号  $\mathbf{Y}_v$  可表示为

$$\mathbf{Y}_v = \mathbf{F} \mathbf{y}_v = \mathbf{F} (\gamma \tilde{\mathbf{h}}_v \mathbf{x}_{\text{DCO}} + \mathbf{n}_{v,\text{AWGN}}) = \mathbf{F} [\gamma \tilde{\mathbf{h}}_v (\rho \mathbf{x}_{\text{IFFT}} + \mathbf{n}_{\text{clip}} + B_{\text{DC}}) + \mathbf{n}_{v,\text{AWGN}}] = \\ \gamma \rho \mathbf{H}_v \mathbf{X}_{\text{mapping}} + \gamma \mathbf{H}_v \mathbf{N}_{\text{clip}} + \gamma \mathbf{H}_v \hat{\mathbf{B}}_{\text{DC}} + \mathbf{N}_{v,\text{AWGN}}, \quad (31)$$

式中  $\mathbf{H}_v = \tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{h}}_v \mathbf{F}^H$  为信道的频域响应矩阵, 因为  $\tilde{\mathbf{h}}_v$  为循环矩阵, 所以  $\mathbf{H}_v$  为一个  $N \times N$  的对角矩阵, 用  $H_v(n)$  表示主对角线上第  $n$  个元素,  $n = 0, 1, \dots, N-1$ ;  $\mathbf{N}_{\text{clip}}$  为  $\mathbf{n}_{\text{clip}}$  的傅里叶变换, 服从均值为 0、方差  $\sigma_{\text{clip}}^2$  的高斯分布<sup>[19]</sup>;  $\mathbf{N}_{v,\text{AWGN}}$  表示方差为  $\sigma_{v,\text{AWGN}}^2 = W_{\text{SC}} N_0$  高斯噪声的傅里叶变化, 其中  $W_{\text{SC}}$  表示  $\text{UE}_v$  的带宽;

$\hat{\mathbf{B}}_{\text{DC}} = [\sqrt{N}B_{\text{DC}} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$  表示直流偏置信号  $B_{\text{DC}}$  的傅里叶变换。

与发送端信号  $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$  相对应,提取  $\mathbf{Y}_v$  中第 1 个至第  $N_{\text{SC}}$  个子载波作为解调信息的信号  $\mathbf{Y}_{v,\text{extract}}$ , 其中  $\mathbf{Y}_{v,\text{extract}}(m)$  可表示为

$$Y_{v,\text{extract}}(m) = \gamma\rho H_v(m+1)\sqrt{p_{v,m}}X_v(m) + \gamma\rho H_v(m+1) \sum_{u=1, u \neq v}^U \sqrt{p_{u,m}}X_u(m) + \gamma H_v(m+1)\sigma_{\text{clip}}N_{\text{CN}}(m+1) + \sigma_{v,\text{AWGN}}N_{\text{CN}}(m+1), \quad (32)$$

式中  $H_v(m+1)$  表示  $\mathbf{H}_v$  主对角线上第  $m+1$  个元素,  $m=0,1,2,\dots,N_{\text{sc}}-1$ ;  $\sigma_{\text{clip}}$  和  $\sigma_{v,\text{AWGN}}$  分别表示限幅噪声和高斯噪声的标准差;  $N_{\text{CN}}(m+1)$  表示均值为 0、方差为 1、长度为  $N$  的复高斯噪声序列的第  $m+1$  个样值。(32) 式中第 1 项包含  $\text{UE}_v$  信息; 第 2 项包含除用户  $\text{UE}_v$  外的其他用户信息, 其对  $\text{UE}_v$  信息造成干扰; 第 3 项和第 4 项分别为限幅噪声和高斯噪声。在没有 SIC 解调时, 用户  $\text{UE}_v$  的第  $m$  个子信道的信干噪比(SINR)为

$$\Gamma_{\text{SINR},v}(m) = \frac{\gamma^2 \rho^2 |H_v(m+1)|^2 p_{v,m} E[|X_v(m)|^2]}{\gamma^2 \rho^2 |H_v(m+1)|^2 \sum_{u=1, u \neq v}^U p_{u,m} E[|X_u(m)|^2] + \gamma^2 |H_v(m+1)|^2 \sigma_{\text{clip}}^2 + \sigma_{v,\text{AWGN}}^2} = \frac{\gamma^2 \rho^2 \Pi_v(m) p_{v,m}}{\gamma^2 \rho^2 \Pi_v(m) \sum_{u=1, u \neq v}^U p_{u,m} + \gamma^2 \Pi_v(m) \sigma_{\text{clip}}^2 + 1}, \quad (33)$$

式中  $\Pi_v(m) = |H_v(m+1)|^2 / \sigma_{v,\text{AWGN}}^2$  表示噪声归一化信道增益。

为了提高用户的信干噪比, 在 NOMA 系统中采用 SIC 来减小同一子信道内多用户间的干扰。

### 3.3 SIC 检测

SIC 检测原理如图 4 所示, 假设有两个用户  $\text{UE}_1$  和  $\text{UE}_2$  随机分布在室内, 其在第  $m$  个子信道的频域信道增益分别为  $H_1(m)$  和  $H_2(m)$ 。为不失一般性, 假设  $H_2(m) > H_1(m)$ 。为了保证公平性, 信道条件差的用户  $\text{UE}_1$  的功率大于  $\text{UE}_2$  的功率, 即  $p_{1,m} > p_{2,m}$ 。接收信号  $Y_1(m)$  中  $\text{UE}_1$  的信号大于  $\text{UE}_2$  的信号, 故直接对  $\text{UE}_1$  进行解调, 并将  $\text{UE}_2$  的信号当作噪声; 接收信号  $Y_2(m)$  中  $\text{UE}_1$  的信号大于  $\text{UE}_2$  的信号, 因此先解调  $\text{UE}_1$ , 然后从  $Y_2(m)$  中减去  $\text{UE}_1$  的信号, 最后解调  $\text{UE}_2$  的信号。

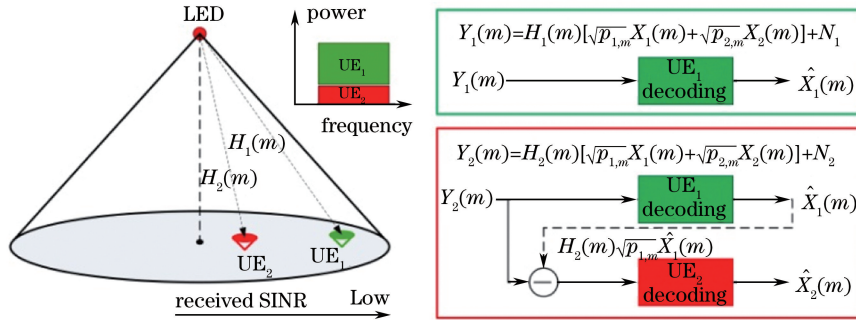


图 4 SIC 检测原理(2 个用户的情况)

Fig. 4 Principle of SIC detection (case of two users)

在 SIC 检测时, 按照用户的归一化信道增益  $\Pi_v(m)$  从小到大的顺序进行解调, 优先解调的用户信号恢复后, 将从后解调用户的接收信号中逐级消除。假设  $\Pi_U(m) > \Pi_{U-1}(m) > \dots > \Pi_v(m) > \dots > \Pi_1(m)$ , 对用户  $\text{UE}_v$  进行 SIC 检测时, 优先解调的用户 ( $\text{UE}_u < \text{UE}_v$ ) 信号能够成功译码, 然后消除对  $\text{UE}_v$  的干扰, 而将后解调的用户 ( $\text{UE}_u > \text{UE}_v$ ) 信号当作噪声, 因此用户  $\text{UE}_v$  的 SINR 为

$$\Gamma_{\text{SINR},v}(m) = \frac{\gamma^2 \rho^2 \Pi_v(m) p_{v,m}}{\gamma^2 \rho^2 \Pi_v(m) \sum_{u=v+1}^U p_{u,m} + \gamma^2 \Pi_v(m) \sigma_{\text{clip}}^2 + 1}. \quad (34)$$

用户  $\text{UE}_v$  在第  $m$  个子信道的和速率为

$$R_v(m) = \frac{W_{\text{SC}}}{2} \log_2 [1 + \Gamma_{\text{SINR},v}(m)]. \quad (35)$$

厄米特对称使得频带利用率降低了一半,所以将由(35)式得到的  $R_v(m)$  除以 2。系统总的和速率为

$$R = \sum_{m=0}^{N_{SC}-1} \sum_{v=1}^U R_v(m) = \frac{W_{SC}}{2} \sum_{m=0}^{N_{SC}-1} \sum_{v=1}^U \log_2 [1 + \Gamma_{SINR,v}(m)]。 \quad (36)$$

可以看出,系统和速率与用户的功率分配有关,总功率一定时,某一用户的功率分配必然会影响到整个系统的和速率。

### 3.4 功率分配方法

全搜索功率分配(FSPA)是遍历搜索所有可能的功率分配方案,找出系统和速率最大的分配方案,FSPA 是最优的分配方法。但是,当用户数较多时,FSPA 的复杂度太高<sup>[22]</sup>。这里研究了几种复杂度较低的次优功率分配方法。

根据文献[22]提出的分数阶传输功率分配(FTPA)方法,用户  $UE_v$  在第  $m$  个子信道的功率分配因子为

$$p_{v,m} = \frac{\sigma_{x_{IFFT}}^2}{\sum_{v=1}^U \Pi_v(m)^{-\alpha_{FTPA}}} \Pi_v(m)^{-\alpha_{FTPA}}, \quad (37)$$

式中  $\alpha_{FTPA}$  ( $0 \leq \alpha_{FTPA} \leq 1$ ) 表示功率衰减系数。 $\alpha_{FTPA}$  越大,给信道增益越小的用户分配的功率越多,当  $\alpha_{FTPA} = 0$  时可实现发送功率的平均分配。

静态功率分配(SPA)是根据用户在 SIC 检测中的译码次序进行功率分配,用户  $UE_v$  的  $p_{v,m}$  为

$$p_{v,m} = \alpha_{SPA} p_{v-1,m}, \quad (38)$$

式中  $\alpha_{SPA}$  ( $0 < \alpha_{SPA} < 1$ ) 为功率分配系数<sup>[14]</sup>。

SPA 方法仅考虑了用户的信道增益排序,而没有具体考虑信道增益。文献[14]提出了 GRPA 方法,将信道增益考虑其中,用户  $UE_v$  第  $m$  个子信道的功率分配因子为

$$p_{v,m} = \left[ \frac{\Pi_1(m)}{\Pi_v(m)} \right]^v p_{v-1,m}。 \quad (39)$$

采用 GRPA 方法时,用户的  $\Pi_v(m)$  越大,分配的功率越小。

进行 SIC 检测时, $\Pi_v(m)$  较大的用户可以消除比自己信道增益小的用户的干扰,然后再进行译码,此时需要较小的功率。 $\Pi_v(m)$  较小的用户受到的用户间干扰较大,故需要较大的功率,这体现了用户之间的公平性。

## 4 仿真和分析

假设房间的长、宽、高分别为 6, 6, 4 m, 在距屋顶中心下方 0.5 m 处安装垂直指向地面的 LED 用于照明和通信,选用欧司朗 LUW W5SM 系列白光 LED。LED 的调制带宽  $B_{LED} = 50$  MHz; 室温时线性工作区电流最小值  $i_{min} = 0.1$ , 最大值  $i_{max} = 1$ 。用户随机分布在室内高度为 0.85 m 的工作平台, PD 的接收面积  $A_R = 1$  cm<sup>2</sup>, 反射指数  $n' = 1.5$ , 光滤波器增益  $T(\varphi) = 1$ 。墙面反射率  $\rho_i = 0.8$ , 在三维方向上, 将室内墙面按照 0.1 m 的间隔划分成小反射单元, 则  $\Delta A = 0.01$  m<sup>2</sup>。

NOMA-DCO-OFDM 系统的 IFFT 点数  $N = 64$ , 子信道数  $N_{SC} = 31$ , 信号  $x_{IFFT}$  的标准差  $\sigma_{x_{IFFT}} = 0.2368$ , 则要求  $p_{1,m} + p_{2,m} + \dots + p_{U,m} = N\sigma_{x_{IFFT}}^2 / (N - 2)$ 。LED 的调制符号周期  $T_{sym} = 1 / (2B_{LED})$ , DCO-OFDM 的符号周期  $T_{OFDM} = NT_{sym}$ , DCO-OFDM 的子载波带宽  $W_{SC} = 1 / NT_{sym} = 1.5625 \times 10^6$  Hz, 直流偏置  $B_{DC} = 3$  dB, 高斯白噪声功率谱密度  $N_0 = 10^{-21}$  A<sup>2</sup>/Hz<sup>[14]</sup>。

当用户在室内随机分布时,用户的信道增益是随机的,对应的系统和速率也随机变化,因此仿真时采用先循环再求平均的方法。每次随机产生  $U$  个用户的室内位置,得到每个用户的多径信道模型,再得到每个用户在第  $m$  个子信道的归一化信道增益  $\Pi_v(m)$ , 根据  $\Pi_v(m)$  计算出功率分配因子,最后根据(36)式计算出系统和速率。仿真每循环一次得到一个系统和速率,经多次循环后,对系统和速率求平均便可得到平均系统和速率,循环次数为 500。

由用户多径信道建模可知,用户的信道增益与 LED 的半功率角  $\theta_{1/2}$  和 PD 的 FOV  $\Psi_{FOV}$  有关,通过优化  $\theta_{1/2}$  和  $\Psi_{FOV}$  可以获得更大的系统平均和速率。图 5 所示为当  $\Psi_{FOV} = 60^\circ$ 、 $\alpha_{SPA} = \alpha_{FTPA} = 0.4$  时,系统的平均和速率随半功率角  $\theta_{1/2}$  的变化。可以看出:当  $\theta_{1/2} = 75^\circ$  时,3 种功率分配方法的平均和速率都对应最大;当



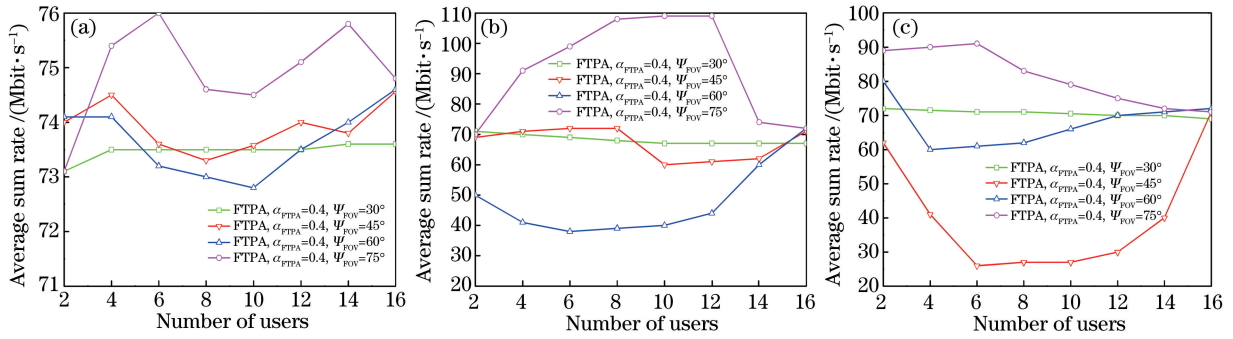


图 5 LED 半功率角不同时系统平均和速率比较。(a) FTPA; (b) GRPA; (c) SPA

Fig. 5 Comparison of average sum rate of system with different semi-angle at half power of LED.

(a) FTPA; (b) GRPA; (c) SPA

$\theta_{1/2} = 30^\circ$ 时,平均和速率几乎不随用户数的变化而变化。采用 FTPA 算法时,随着用户数的增加,采用不同  $\theta_{1/2}$  系统的平均和速率变化范围较小,平均和速率集中在区间 73~76 Mbit/s 之间,即用户数和  $\theta_{1/2}$  对系统的平均和速率影响较小;而采用 GRPA 和 SPA 算法时, $\theta_{1/2}$  对系统的平均和速率影响很大。

图 6 所示为当  $\theta_{1/2} = 75^\circ, \alpha_{SPA} = \alpha_{FTPA} = 0.4$  时,随着用户数的增大, $\Psi_{FOV}$  不同时系统的平均和速率。可以看出, $\Psi_{FOV}$  较大时系统平均和速率较大,FTPA 算法和 SPA 算法在  $\Psi_{FOV} = 70^\circ$  时都得到较大的系统平均和速率;采用 GRPA 算法时, $\Psi_{FOV} = 80^\circ$  时的系统性能最好;采用 FTPA 算法时,随着用户数的增多,系统平均和速率受  $\Psi_{FOV}$  的影响较小;采用 GRPA 算法和 SPA 算法时, $\Psi_{FOV}$  对系统的平均和速率影响较大。

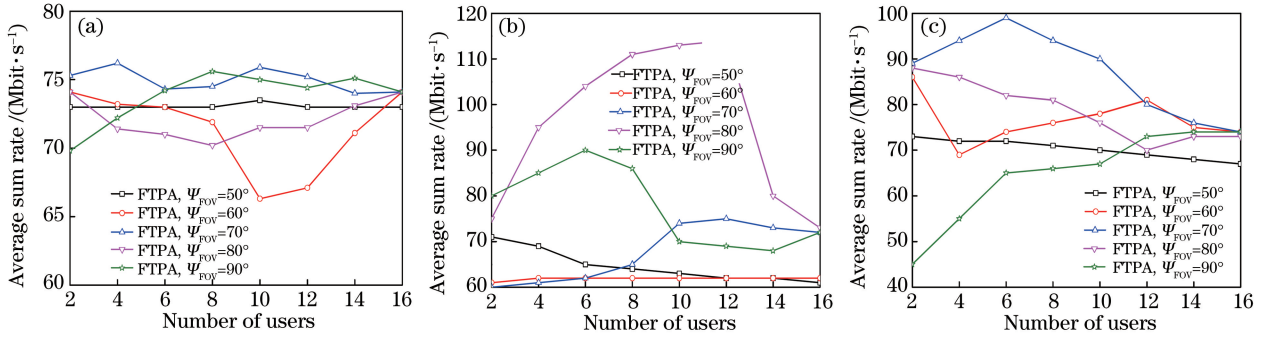


图 6 视场角  $\Psi_{FOV}$  不同时系统平均和速率比较。(a) FTPA; (b) GRPA; (c) SPA

Fig. 6 Comparison of average sum rate of system with different FOV. (a) FTPA; (b) GRPA; (c) SPA

由(37)、(38)式可知,采用 FTPA 算法和 SPA 算法得到的系统平均和速率分别与系数  $\alpha_{FTPA}$  和  $\alpha_{SPA}$  有关。图 7 所示为当  $\theta_{1/2} = 75^\circ, \Psi_{FOV} = 70^\circ$  时,系数  $\alpha_{FTPA}$  和  $\alpha_{SPA}$  变化时系统平均和速率。随着  $\alpha_{SPA}$  取不同的值,系统平均和速率随  $\alpha_{FTPA}$  的变化范围较小, $\alpha_{FTPA} = 0.7$  时系统平均和速率较大,且随着用户数的增加平均和速率几乎不变; $\alpha_{SPA} = 0.4$  时 SPA 算法性能最好,随着  $\alpha_{SPA}$  取不同的值,系统平均和速率变化范围较大,即

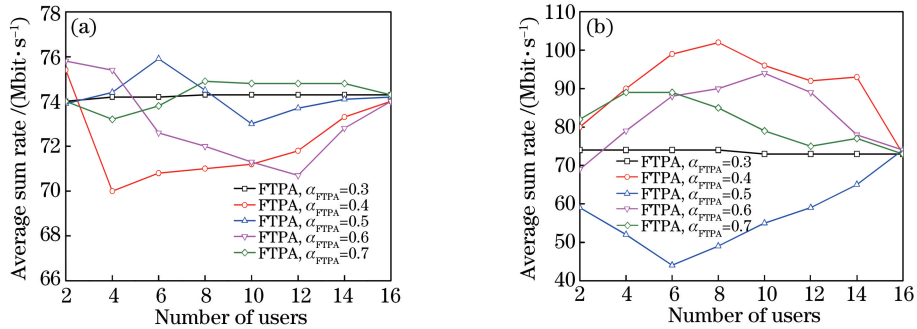


图 7  $\alpha_{FTPA}$  和  $\alpha_{SPA}$  不同时系统平均和速率对比。(a) FTPA; (b) SPA

Fig. 7 Comparison of average sum rate of system with different  $\alpha_{FTPA}$  and  $\alpha_{SPA}$ . (a) FTPA; (b) SPA

$\alpha_{\text{SPA}}$  对平均和速率影响很大。

## 5 结 论

NOMA 技术根据用户信道的不同,在功率域将多个用户进行复用,在接收端用先进的 SIC 技术消除用户间干扰,以提高系统的频谱效率。基于光 DCO-OFDM,将 NOMA 技术引入 VLC 中,建立了 NOMA-DCO-OFDM 系统。区别于在射频通信中的 NOMA 技术,VLC 还可以通过优化 LED 的半功率角和 PD 的 FOV 使系统的和速率最大化。

采用三种功率分配算法 FTPA、GRPA 和 SPA,在 FOV 不变时,仿真分析了 LED 半功率角变化对系统平均和速率的影响。当半功率角  $\theta_{1/2} = 75^\circ$  时,系统的平均和速率最大;当  $\theta_{1/2} = 75^\circ$  时,算法 FTPA 和 SPA 在  $\Psi_{\text{FOV}} = 70^\circ$  时的系统平均和速率较大,算法 GRPA 在  $\Psi_{\text{FOV}} = 80^\circ$  时的系统平均和速率较大。FTPA 和 SPA 功率分配算法的结果与分配系数相关,仿真表明当  $\alpha_{\text{FTPA}} = 0.7$ 、 $\alpha_{\text{SPA}} = 0.4$  时,FTPA 和 SPA 算法分别对应较大的系统平均和速率。

## 参 考 文 献

- [1] Haas H, Yin L, Wang Y, *et al.* What is LiFi? [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(6): 1533-1544.
- [2] Komine T, Nakagawa M. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights [J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2004, 50(1): 100-107.
- [3] Fath T, Haas H. Performance comparison of MIMO techniques for optical wireless communications in indoor environments [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(2): 733-742.
- [4] Burton A, Hoa L M, Ghassemlooy Z, *et al.* Experimental demonstration of 50-Mb/s visible light communications using  $4 \times 4$  MIMO [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2014, 26(9): 945-948.
- [5] Zeng L, O'brien D, Minh H, *et al.* High data rate multiple input multiple output (MIMO) optical wireless communications using white LED lighting [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27(9): 1654-1662.
- [6] Jia Kejun, Hao Li, Yu Caihong. Modeling of indoor multipath channel and performance analysis of MIMO-ACO-OFDM system in 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.
- [7] 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.
- [8] Armstrong J, Lowery A. Power efficient optical OFDM [J]. *Electronics Letters*, 2006, 42(6): 370-372.
- [9] Tomida S, Higuchi K. Non-orthogonal access with SIC in cellular downlink for user fairness enhancement [C]. *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems*, 2011: 12539665.
- [10] Schaefferle J, Ruegg A. Enhancement of throughput and fairness in 4G wireless access systems by non-orthogonal signaling [J]. *Bell Labs Technical Journal*, 2009, 13(4): 59-77.
- [11] Saito Y, Benjebbour A, Kishiyama Y, *et al.* System-level performance evaluation of downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) [C]. *IEEE 24<sup>th</sup> Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, 2013: 13902109.
- [12] Dai L, Wang B, Yuan Y, *et al.* Non-orthogonal multiple access for 5G: Solutions, challenges, opportunities, and future research trends [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(9): 74-81.
- [13] Kizilirmak R C, Rowell C R, Uysal M. Non-orthogonal multiple access (NOMA) for indoor visible light communications [C]. *4<sup>th</sup> International Workshop on Optical Wireless Communications*, 2015: 15649658.
- [14] Marshoud H, Kapinas V M, Karagiannidis G K, *et al.* Non-orthogonal multiple access for visible light communications [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016, 28(1): 51-54.
- [15] Yin L, Wu X, Haas H. On the performance of non-orthogonal multiple access in visible light communication [C]. *IEEE 26<sup>th</sup> Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, 2015: 15648642.
- [16] Barry J R, Kahn J M, Krause W J, *et al.* Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1993, 11(3): 367-379.
- [17] Grubor J, Randel S, Langer K-D, *et al.* Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting [J].

---

Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(24): 3883-3892.

- [18] Armstrong J. OFDM for optical communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 189-204.
- [19] 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.
- [20] Li X, Vucic J, Jungnickel V, *et al.* On the Capacity of intensity-modulated direct-detection systems and the information rate of ACO-OFDM for indoor optical wireless applications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(3): 799-809.
- [21] Kahn J M, Barry J R. Wireless infrared communications[J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(2): 265-298.
- [22] Benjebbovu A, Li A, Saito Y, *et al.* System-level performance of downlink NOMA for future LTE enhancements[C]. IEEE Globecom Workshops, 2013: 14363189.