**文章编号** 1004-924X(2021)09-2268-10

# 大气湍流信道中的广义索引调制非对称 限幅光OFDM

王惠琴\*,豆红霞,曹明华,马玉昆,彭清斌 (兰州理工大学计算机与通信学院,甘肃兰州 730050)

摘要:索引调制光OFDM虽可实现高频谱效率,但其误码性能还不够理想。为此,本文结合非对称限幅光OFDM技术, 通过每组激活数目不等的子载波,提出了一种广义索引调制非对称限幅光OFDM(Asymmetrically Clipped Optical OFDM with Generalized Index Modulation, ACO-OFDM-GIM)方案。每个子载波块中选择激活数目不唯一的子载波, 同时引入子载波分配算法进一步提升了系统的误码性能。文中详细介绍了ACO-OFDM-GIM调制映射原理,推导了其 在湍流信道下的理论误码率,并采用仿真实验进一步验证了其性能。结果表明,与ACO-OFDM、ACO-OFDM-IM等系 统对比,ACO-OFDM-GIM系统的传输速率和误码性能都有明显改善。在频谱效率相同的情况下,ACO-OFDM-GIM 系统在大信噪比时能够获得比ACO -OFDM 和 ACO-OFDM-IM系统更好的误码性能。当误码率为1×10<sup>-4</sup>时,强湍 流条件下(4,[1,2])ACO-OFDM-GIM系统的信噪比相对于(4,2)ACO-OFDM-IM和ACO-OFDM系统分别改善了约 2.5dB和4.5dB。ACO-OFDM-GIM方案为未来大气激光通信传输速率的提高提供了一种有效手段。 关键词:广义索引调制;光OFDM;子载波分配算法;误码性能

中图分类号:TN929.12 文献标识码:A doi:10.37188/OPE.20212909.2268

# Asymmetrically clipped optical OFDM with generalized index modulation for atmospheric turbulent channel

WANG Hui-qin<sup>\*</sup>, DOU Hong-xia, CAO Ming-hua, MA Yu-kun, PENG Qing-bin

(School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China) \* Corresponding author, E-mail: Whq1222@lut. edu. cn

**Abstract**: Optical orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) with index modulation has the advantage of high spectral efficiency (SE); however, the error performance is not optimal. In this paper, a scheme of asymmetrically clipped optical OFDM with generalized index modulation (ACO-OFDM-GIM) is proposed. In this scheme, the number of active subcarriers in each sub-block can be one or more, and these subcarriers extend the frequency domain modulation. Furthermore, a subcarrier allocation algorithm is adopted to eliminate the correlation between adjacent subcarriers. In this way, a better error performance may be achieved. Taking asymmetrically clipped O-OFDM-GIM (ACO-OFDM-GIM) as an example, the modulation mapping principle of O-OFDM-GIM has been introduced in detail. In addition, the asymptotic bit error probability of the ACO-OFDM-GIM scheme for the turbulence channel is derived and

收稿日期:2020-10-03;修订日期:2020-10-27.

基金项目:国家自然科学基金项目(No. 61861026)

the correctness is verified via simulation. Furthermore, the performance of the ACO-OFDM-GIM system is compared with that of ACO-OFDM and ACO-OFDM-IM systems. The results showed that the transmission rate and the error performance of the ACO-OFDM-GIM scheme are improved compared with the ACO-OFDM-IM and ACO-OFDM schemes. When the SE is indifferent, the error performance of the proposed scheme is greater than ACO-OFDM and ACO-OFDM-IM systems at a large signal noise ratio (SNR). When the bit error rate is  $1 \times 10^{-4}$ , the SNR of (4, [1, 2]) ACO-OFDM-GIM scheme outperforms that of (4, 2) ACO-OFDM-IM and ACO-OFDM schemes nearly 2.5 dB and 4.5 dB, under a strong turbulence channel, respectively. Therefore, the ACO-OFDM-GIM scheme is expected to effectively improve the transmission rate of atmospheric laser communication in the future.

Key words: generalized index modulation; optical OFDM; subcarrier allocation algorithm; error performance

## 1引言

光正交频分复用(Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing, O-OFDM)<sup>[1-5]</sup>作为 一种多载波调制技术,能够以较高的频谱利用率 提升无线光通信(Wireless Optical Communication, WOC)系统的传输速率,而且其所采用的正 交子载波能有效抑制大气湍流和大气散射等干 扰,成为当今最具发展前景的一种调制技术。但 O-OFDM仍然存在峰均(Peak-to Average Power Ratio, PAPR)比过高、对相位噪声和载波频偏十 分敏感等问题。这些缺点使得 O-OFDM 技术难 以满足未来智能时代用户对通信技术的容量和 速率提出的全新要求。在这种背景下,如何实现 超大容量、超高速率以及更低时延的 WOC 通信 已迫在眉睫。因此,探索并寻找一种具有开创性 的调制技术是其关键。近年来,受空间调制技 术<sup>[6]</sup>思想的启发而出现的索引调制(Index Modulation, IM)技术<sup>[7]</sup>为解决该问题提供了一个突破 口。它通过扩展空间维度,利用子载波索引号额 外携带部分信息实现了传输速率的大幅提高。 索引调制技术最早起源于射频通信,目前已经取 得了丰硕的成果<sup>[8-10]</sup>,而有关WOC中索引调制技 术的研究才刚刚起步[11-18]。文献[11]首次将索引 调制与O-OFDM调制方案相结合,研究了索引 调制光 OFDM (O-OFDM with Index Modulation, O-OFDM-IM) 技术。研究结果表明, O-OFDM-IM系统比传统的 O-OFDM系统可获得 更高的频谱效率。但是,随着频谱效率的增大, O-OFDM-IM的误码性能逐渐趋于O-OFDM系

统甚至比后者差。后来,文献[12]提出了一种双 模索引调制直流偏置光 OFDM(DC Biased Optical OFDM with Dual-mode Index Modulation, DM-DCO-OFDM)方案。该方案通过传输两种 互不重叠的星座符号实现了系统频谱效率的提 升。在此基础之上,文献<sup>[13]</sup>又将 IM 与 DCO-OFDM方案相结合,提出了索引调制直流偏置光 OFDM (DC Biased Optical OFDM with Index Modulation, OIM-DCO-OFDM)调制方案。研 究结果表明,在相同的频谱效率下OIM-DCO-OFDM 比 DM-DCO-OFDM 具有更好的误码性 能。随后,其他索引技术也相继在WOC领域被 提出[14-18]。虽然上述研究已取得了一定的成果, 但有关WOC中索引调制技术的研究才刚刚起 步,其理论还不够成熟和完善,且其传输速率和 误码性能还有待进一步的提升。

为了满足WOC系统超高速率和高可靠性的 通信目标,本文结合非对称限幅光OFDM,通过 在每个子载波块中激活一到多个数目不等的子 载波提出了一种广义索引调制非对称限幅光 OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM with Generalized Index Modulation, ACO-OFDM-GIM)方案,同时引入子载波分配算法 (Subcarrier Allocation Algorithm, SAA)<sup>[19]</sup>进一 步实现了系统误码性能的提升。

## 2 ACO-OFDM-GIM 系统模型

对于有N个子载波的ACO-OFDM-GIM系统,其系统模型如图1所示。在图1中,首先根据





每帧 OFDM-GIM 传输的比特数,将二进制比特 流进行分帧,然后将每帧的二进制信息经串/并 变换后转换成长度为z的组数据流。该组数据流 经广义索引调制及合并后生成 OFDM-GIM 数据 块。该数据块经子载波分配算法之后,再利用逆 傅里叶变换(IFFT)的厄米特对称性与限幅技术 相结合的方法将复数/负数信号转换为正实信 号,由激光器经光学发射天线后发送出去。在接 收端将接收到的信号经过相反的处理之后,再利 用最大似然检测准则(ML)即可恢复出原始比 特。假设一帧 OFDM-GIM 发送的二进制比特和 子载波总数分别为m和N,那么每个子载波块中 包含的子载波数和信息比特数分别为n=N/r和 z = m/r。由图1可见,首先将输入的二进制信息 比特流进行分帧,每帧长度为m。然后将每帧的 数据经过串/并变换转换成长度为z的r组数据 流。由于每个子载波块有着同样的处理过程,因 此以第g个子载波块为例详细说明信号的映射过 程。与传统的索引调制光 OFDM (O-OFDM-IM)相比,所提方案在每个子载波块中有一到多 个数目不等的子载波被激活,所以第g个子载波 块中待激活子载波数的集合 k 可定义为 k= { $k(1), k(2), \dots, k(\delta), \dots, k(\ell)$ }, 其中,  $k(\delta) \in \mathbf{k}$ ,  $(\delta = 1, \dots, \ell)$ 为每个子载波块待激活的子载波数 量, $\ell(1 < \ell < n)$ 为待激活子载波数集合 k 的长 度。当激活  $k(\delta)$ 个子载波时,激活子载波的组合 形式有 $C_n^{k(\delta)}$ 种,其中, $C_n^{k(\delta)}$ 为二项式系数。由于 使用的激活子载波索引号的组合数必须是2的整 数次幂,所以当激活 k(δ)个子载波时,只需从  $C_n^{k(\hat{o})}$ 种组合中选取 $\vartheta^{\hat{o}} = 2^{\lfloor \log_2 C_n^{k(\hat{o})} \rfloor}$ 种即可,其中 $|\cdot|$ 表示向下取整运算。那么,在第g个子载波块中

备用子载波索引号的组合共有  $\sum_{k(\delta) \in k} C_n^{k(\delta)} \neq$ ,其 中,可用的子载波索引号组合为 $\vartheta = \sum_{k(\delta) \in k} \vartheta^{\delta} \Rightarrow$ 。 假设将  $k(\delta) \land M$  阶调制符号加载在激活子载波 上,那么,第 g 个子载波块中备用的调制符号的组 合共 $M^{k(\delta)}$  种。由此可得,第 g 个子载波块上发送 的总比特数为 $Z = \left[ \log_2 \left( \sum_{k(\delta) \in k} M^{k(\delta)} C_n^{k(\delta)} \right) \right]$ 。此时, 每个子载波块上 OFDM 频域信号有  $2^{\epsilon}$  种实现 形式。

在广义索引调制中同样也包含索引映射和 调制符号映射,所以首先将输入的z比特二进制 信息动态地分为 $z_1$  bits 和 $z_2$  bits。其中, $z_1$  bits 被 映射为每个子载波块内激活子载波索引号的组 合, $z_2$ 比特被映射为激活子载波索引号上发送的 调制符号。当z固定时, $z_1 = z - z_2$ 随着 $z_2$ 的变 化而变化。此时 $z_2$ 为:

$$z_{2} = \begin{cases} k(1)\log_{2}M \quad z_{d} \in [0, \ M^{k(1)}C_{n}^{k(1)}-1] \\ k(2)\log_{2}M \quad z_{d} \in [M^{k(1)}C_{n}^{k(1)}, \ M^{k(2)}C_{n}^{k(2)}-1] \\ \vdots \qquad \vdots \\ k(\ell)\log_{2}M \quad z_{d} \in [M^{k(\ell-1)}C_{n}^{k(\ell-1)}, \ M^{k(\ell)}C_{n}^{k(\ell)}-1] \end{cases},$$

$$(1)$$

其中,*z<sub>d</sub>*表示每个子载波块传输的二进制字符串的十进制形式。

在 ACO-OFDM-GIM 系统中,如何将 z<sub>1</sub>比特 的二进制信息映射到子载波索引号上是一个关 键。在进行具体的映射之前,首先根据第g个子 载波块确定待激活子载波数集合 k,同时将信息 比特分为 z<sub>1</sub>和 z<sub>2</sub>两部分。然后将 z<sub>1</sub>比特转换成 十进制数 d<sub>z1</sub>,并将其与每组待激活 k(δ)个子载 波时第一种组合方式所对应的十进制数 $d_{z_1}^{\delta}$ 相 减,即 $d_{z_1}^{\prime} = d_{z_1} - d_{z_1}^{\delta}$ 。然后依据 $d_{z_1}^{\prime}$ 的值设定待 激活 $k(\delta)$ 个子载波索引号的组合,其映射关系可 表示为一个1×n维的矩阵  $I_g^{\delta} = [...,0,1,...,0,1,...]$ 。其中,非零元素的位  $i_g^{\delta}(\varepsilon)$   $i_g^{\delta}(o)$ 

置 $i_{\varepsilon}^{\delta}(\varepsilon), i_{\varepsilon}^{\delta}(o)$ 表示激活子载波的索引号。

在完成子载波的索引映射之后,依据调制符 号的映射规则完成调制符号映射,并将其加载在 激活子载波上。假设采用*M*-QAM调制,依据该 数字调制方式的映射规则,将 $z_2$ 比特的二进制信 息映射成 $k(\delta)$ 个 QAM 星座调制符号。假设映 射 后 的 星 座 调 制 符 号 集 合 为  $\chi_s^\delta = \{\chi_s^\delta(1), \dots, \chi_s^\delta(k(\alpha)), \dots, \chi_s^\delta(k(\delta))\}_{\circ}$  其 中 ,  $k(\alpha) \in I_s^\delta, I_s^\delta$ 为激活子载波索引号的集合,  $\chi_s^\delta(k(\alpha)) \in \Re, \Re$ 表示*M*-QAM 的所有星座点集 合。将映射后的调制符号加载在第g个子载波块 中的激活子载波上,那么,第g个子载波块上的 OFDM 频域信号 S<sup>6</sup><sub>g</sub>可表示为:

$$S_{g}^{\delta} = \sum_{\delta=1}^{\ell} \chi_{g}^{\delta} I_{g}^{\delta}.$$
 (2)

为了便于更直观的理解整个广义索引调制 的映射过程,我们以 $n=4, k = \{1,2\}$ ,调制阶数 M=4为例详细说明其映射原理。在该系统中, 每个子载波块发送  $z = \lfloor \log_2(4^1C_4^1 + 4^2C_4^2) \rfloor = 6$ bits二进制信息,每个子载波块OFDM频域信号 有 $2^6 = 64$ 种实现形式。其结果如表1~2所示。

表1 每组激活1个子载波 Tab.1 One subcarrier is activated in per sub-block

| $z_d$ | $z_1$ | $z_2$ | $d'_{z_1}$ | $I_g^{\delta}$ | $S_g^{\delta}$        |
|-------|-------|-------|------------|----------------|-----------------------|
| 0     | 0000* | 01    | 0          | $[1\ 0\ 0\ 0]$ | $[s_g^1(1), 0, 0, 0]$ |
| 1     | 0000  | 01    | 0          | $[1\ 0\ 0\ 0]$ | $[s_g^1(1), 0, 0, 0]$ |
| :     | :     | ÷     | :          | ÷              | ÷                     |
| 14    | 0011  | 10    | 3          | [0 0 0 1]      | $[0, 0, 0, s_g^1(4)]$ |
| 15    | 0011  | 11    | 3          | [0001]         | $[0, 0, 0, s_g^1(4)]$ |

其中,表1为第g个子载波块中仅激活一个 子载波时的映射表,OFDM频域信号的实现形式 有 $M^{k(1)}C_n^{k(1)} = 4^1C_4^1 = 16$ 种。如当 $z_d = 2$ 时,  $d'_{z_1} = 0 - 0 = 0$ ,选择激活第1个子载波来传输所 对应的调制符号,即01→ {-1-i},那么,相应 的 OFDM 频域信号为 $S_s^1 = [-1+i,0,0,0]$ 。 表 2 为每组激活两个子载波时的映射表。当激活 两个子载波时,OFDM 频域信号的备选形式共有  $M^{k(2)}C_n^{k(2)} = 4^2C_4^2 = 96$ 种,此时只需从中随机选 取 64 –  $M^{k(1)}C_n^{k(1)} = 48$ 种即可。

表2 每组激活2个子载波

| m 1 0   | -     | 1 .          |               | •       | 1 1 1 1   |
|---------|-------|--------------|---------------|---------|-----------|
| Tob 2   | TITO  | cuboorriore. | are estimated | 10 000  | cub blook |
| 1 dD. 4 | 1 W O | SUDUALLEIS   | are activated | III DEL | SUD-DIOUK |
|         |       |              |               | p       |           |

| 2 | $z_d$ | $z_1$ | $z_2$ | $d'_{z_1}$ | $I_g^{\delta}$ | $S_g^\delta$                 |
|---|-------|-------|-------|------------|----------------|------------------------------|
| 1 | 6     | 01*   | 0000  | 0          | $[1\ 1\ 0\ 0]$ | $[s_g^2(1), s_g^2(2), 0, 0]$ |
| 1 | 7     | 01    | 0001  | 0          | $[1\ 1\ 0\ 0]$ | $[s_g^2(1), s_g^2(2), 0, 0]$ |
|   | :     | ÷     | ÷     | ÷          | ÷              | ÷                            |
| 6 | 2     | 11    | 1110  | 2          | $[0\ 0\ 1\ 1]$ | $[0,0,s_g^2(3),s_g^2(4)]$    |
| 6 | 3     | 11    | 1111  | 2          | [0 0 1 1]      | $[0, 0, s_g^2(3), s_g^2(4)]$ |

完成所有子载波块的广义索引调制映射后, 合并各子载波块上的 OFDM 频域信号,生成  $N \times 1$ 维的 OFDM-GIM 频域信号向量,即 $\bar{X} = [S_1^a, S_2^a, \dots, S_r^a]^{^{\mathrm{T}}}$ 。由于该方案激活不止一 个子载波,所以不可避免的会出现同一子载波块 内相邻子载波被同时激活的情况,导致信道间的 码间干扰(ISI)增大。为了减小 ISI,降低接收端 的出错概率,本文引入子载波分配算法。子载波 分配算法的实质是通过对信道状态信息排序而 获得子载波分配变换矩阵 $\Omega$ 。其具体实现方法 如下。

假设收发两端频域信道状态信息为 $H = [H_1, \dots, H_i, \dots, H_N]^{^{\mathrm{T}}} \in C^{N \times 1}$ 。其中, $H_i$ 是第i个 子信道的频域信道信息, $i = 1, 2, \dots, N$ 。在信道 状态信息H已知的情况下,首先对H按升序排列 得到新矩阵H'。此时:

$$H' = \Omega_1 H, \qquad (3)$$

其中, $\Omega_1$ 为一个 $N \times N$ 维的常数对角矩阵。再将 排序后的信道信息H'等分成r组,其中每组包含 n = N/r个参数。为了增大符号间的最小欧式距 离,减小码间干扰,将分组后的偶数组数据不变, 奇数组数据倒序排列,重新更新信道信息H'。同 时,将每组第一个系数取出作为第一个子载波块 的信道信息,将每组第二个系数取出作为第二个 子载波块的信道信息,依次类推,得到更新后的 信道信息H''。此时,H''满足:

$$H'' = \Omega_2 H', \tag{4}$$

其中, $\Omega_2$ 也为一个 $N \times N$ 维的常数对角矩阵,那 么最终的变换矩阵为

$$\boldsymbol{\Omega} = \boldsymbol{\Omega}_2 \boldsymbol{\Omega}_1. \tag{5}$$

将变换矩阵  $\Omega$  与频域信号 X 相乘,得到 OFDM-GIM频域信号向量为:

$$X = \Omega \tilde{X}, \tag{6}$$

由(6)式可见,此时信号 X 为复数/负数信号。在WOC系统中,通常采用强度调制/直接检测方式,这使得复数/负数信号无法直接使用光强度来表示。为此,采用 IFFT 的厄米特对称性与限幅相结合的方法完成信号的转换,即只利用奇数子载波传输数据,同时使得映射到奇数子载波上的频域信号满足厄米特对称。区别于传统的ACO-OFDM-IM系统,所提方案中 $E(xx^{H}) = N$ ,所以,IFFT 和 FFT 变换的归一化因子变为 $\sqrt{N}$ 和  $1/\sqrt{N}$ ,那么经 IFFT 的实数信号x可表示为:

$$x = \sqrt{N} \operatorname{IFFT} \{X\} = L_N^H X / \sqrt{N}, \qquad (7)$$

其中,(•)<sup>*H*</sup>表示矩阵共轭转置, $L_N \neq N \times N$ 维的 离散傅里叶变换矩阵。经过IFFT后,再对该实 数信号进行限幅,得到非负实信号后由激光器发 送出去。

经大气信道传输后,假设探测器接收到的信 号为:

$$y = \eta h \otimes x + w, \tag{8}$$

其中, $\eta \in [0 \sim 1]$ 是光电转换效率,w是服从均值 为常数 $c(c \ge 0)$ 、方差为 $\sigma_{0,i}$ 的加性高斯白噪声。 h表示时域信道信息,是一个 $N \times N$ 维的对角矩 阵,即 $h = diag[h_1 \cdots h_i \cdots h_N] \in C^{N \times N}$ 。其中,光 强衰落系数 $h_i = H_i$ 是一对傅里叶变换对。在湍 流大气中,它通常服从指数威布尔分布<sup>[20]</sup>。

由于光电检测器输出的电信号是正实数信号,不能直接对其进行索引调制的解映射,需要将其转换为复数/负数信号。为此,采用N点的FFT变换,设转化后的频域信号为

$$Y = FFT\{y\} / \sqrt{N} = L_N y / N \sqrt{N}.$$
(9)

在 ACO-OFDM-GIM 系统中,由于 FFT 的 厄米特对称性使得传输的有效信号仅包含在前 r/2组内。因此,从 FFT 处理后的信号中直接提 取前r/2组信号得到 $Y' = [Y_1, Y_2, ..., Y_{\varkappa}],将其$  扩大一倍后得到 Y"=2Y'。这是因为发射端采 用限幅技术后致使接收端信号的幅值仅为原始 信号幅值的一半。

在ACO-OFDM-GIM系统中,我们不仅需要 检测出子载波索引号,还需检测出QAM调制符 号。最大似然检测准则(ML)具有优良的误码性 能,它通过遍历所有的信号空间联合估计出激活 子载波索引号与调制符号。因此,本文采用最大 似然译码算法进行译码,其准则为:

$$\left(\widehat{I_{g}^{\delta}}, \widehat{\chi_{g}^{\delta}}\right) = \arg\min_{\delta \in [1, \dots, \ell]} \left| \sum_{\substack{\gamma=1\\ \gamma \notin I_{g}^{\delta}}}^{n} |Y_{g}^{"}(\gamma)|^{2} + \sum_{\varphi=1}^{k(\delta)} |Y_{g}^{"}(I_{g}^{\delta}(\varphi)) - H_{g}(I_{g}^{\delta}(\varphi)) \chi_{g}^{\delta}(\varphi) |^{2} \right|, \quad (10)$$

其中,  $\|\cdot\|_{F}$ 表示 F-范数,  $I_{g}^{a} 和 \chi_{g}^{a} 分别代表第 g 个$ 子载波块内检测到激活子载波的索引号和QAM $调制符号, <math>H_{g} = diag \{H_{g,1}, H_{g,2}, \dots, H_{g,n}\} \in C^{n \times n}$ 和  $\Upsilon_{g}^{'}(\gamma)$ 分别表示频域内第 g 个子载波块相应的 信道信息和接收信号矢量。在信号检测完成之 后, 按照发送端的映射原理进行解映射, 并将解 映射后的二进制信息 通过并串变换, 即可恢复出 原始比特信息。

## 3 误码率分析

由ACO-OFDM-GIM系统原理可知,各子载 波块间是相互独立的,所以ACO-OFDM-GIM系 统的平均误码率可用前r/2个子载波块误码率之 和来表示。那么,依据参考文献[21],采用联合 界技术可将ACO-OFDM-GIM系统的平均误码 率表示为:

$$ABER \approx \frac{1}{m_{z/2}} \sum_{g=1}^{r/2} \frac{1}{z D_{S_g^{\delta}}} \sum_{S_g^{\delta}} \sum_{\tilde{S}_g^{\delta}} P\left(S_g^{\delta} \to \hat{S}_g^{\delta}\right) e\left(S_g^{\delta}, \hat{S}_g^{\delta}\right), (11)$$

其中: $m_{z/2}$ 表示前r/2个子载波块上传输的总比 特数, $D_{S_g^{\delta}} = M^z$ 表示 OFDM 频域信号  $S_g^{\delta}$ 所有备 选向量的个数, $e(S_g^{\delta}, \hat{S}_g^{\delta})$ 表示第g个子载波块信 号  $S_g^{\delta}$ 与被错误检测为信号  $\hat{S}_g^{\delta}$ 之间的汉明距离,  $P(S_g^{\delta} \rightarrow \hat{S}_g^{\delta})$ 表示信号  $S_g^{\delta}$ 被错误检测为信号  $\hat{S}_g^{\delta}$ 时 的成对错误概率。

从公式(11)可以看出,系统总误码率与每个 子载波块上的符号成对错误概率有关,我们仍以 第g个子载波块为例来进行分析。若要得到每个 子载波块的成对错误概率,需首先计算出信道状态信息*H*<sub>s</sub>已知时第g个子载波块的条件成对错误概率,其可表示为:

$$P\left(S_{g}^{\delta} \rightarrow \hat{S}_{g}^{\delta} \middle| H_{g}\right) = P\left(\frac{2}{\eta} \left(\eta H_{g} S_{g}^{\delta} + W_{g}\right)^{H} H_{g}\left(\hat{S}_{g}^{\delta} - S_{g}^{\delta}\right) > \left\|H_{g} \hat{S}_{g}^{\delta}\right\|_{F}^{2} - \left\|H_{g} S_{g}^{\delta}\right\|_{F}^{2}\right)$$
$$= P\left(\frac{2}{\eta} W_{g}^{H} H_{g}\left(\hat{S}_{g}^{\delta} - S_{g}^{\delta}\right) > \left\|\left(\hat{S}_{g}^{\delta} - S_{g}^{\delta}\right) H_{g}\right\|_{F}^{2}\right)$$
(12)

依据信道模型(8),可将(12)式表示为:

$$P\left(S_{g}^{\delta} \rightarrow \hat{S}_{g}^{\delta} \middle| \mathbf{H}_{g}\right) = P \frac{2}{\eta} \left(\eta H_{g} S_{g}^{\delta} + W_{g}\right)^{H} H_{g} \left(\hat{S}_{g}^{\delta} - S_{g}^{\delta}\right) > \left\|H_{g} \hat{S}_{g}^{\delta}\right\|_{F}^{2} - \left\|H_{g} S_{g}^{\delta}\right\|_{F}^{2}$$

$$= P\left(\frac{2}{\eta} W_{g}^{H} H_{g} \left(\hat{S}_{g}^{\delta} - S_{g}^{\delta}\right) > \left\|\left(\hat{S}_{g}^{\delta} - S_{g}^{\delta}\right) H_{g}\right\|_{F}^{2}\right) \qquad (13)$$

 $\Leftrightarrow \zeta = \frac{2}{\eta} W_g^H H_g \left( \hat{S}_g^{\delta} - S_g^{\delta} \right), \quad \forall \zeta \sim CN \left( m_{\zeta}, v_{\zeta} \right)_{\circ}$ 

其中, $m_{\xi} = 0$ , $v_{\xi} = \frac{4\sigma_{0,f}^2}{\eta^2} \left\| \left( \hat{S}_{g}^{\delta} - S_{g}^{\delta} \right) H_{g} \right\|_{F}^{2}$ ,且  $\sigma_{0,f}^{2} = r \sum_{k(\delta) \in \mathbf{k}} k(\delta) \sigma_{0,\ell}^{2} / N_{\circ}$ 在信道状态信息 $H_{g}$ 已

知的条件下,对条件成对错误概率求统计平均, 从而第g个子载波块的成对错误概率可表示为:

$$P\left(S_{g}^{\delta} \rightarrow \hat{S}_{g}^{\delta}\right) = Q\left(\frac{\left\|\left(\hat{S}_{g}^{\delta} - S_{g}^{\delta}\right)H_{g}\right\|_{F}^{2} - m_{\zeta}}{\sqrt{v_{\zeta}}}\right) = Q\left(\frac{\eta}{2\sigma_{0,f}^{2}}\left\|\left(\hat{S}_{g}^{\delta} - S_{g}^{\delta}\right)H_{g}\right\|_{F}\right).$$
(14)

## 4 仿真结果分析

为了进一步验证所提方案的正确性,采用蒙 特卡洛方法对其进行仿真实验,其结果如图 2~7 所示。所有仿真过程中相同的条件为:总子载波 数 N=256,光电转换系数  $\eta=0.5$ ,光端机发射功 率为1,传输距离 d=1000 m,发射波长  $\lambda=780$ nm,采用 4QAM 调制,指数威布尔信道的参数如 表 3 所 示<sup>[20]</sup>。同时,为了描述方便,用  $(n,[k(1),...,k(\delta)])$ A-OFDM-GIM 表示不同参 数的 ACO-OFDM-GIM 系统,(n,k)A-OFDM-IM 表示不同参数的 ACO-OFDM-IM系统。

图 2为 ACO-OFDM-GIM 系统平均误码率的理论结果与仿真结果。由图 2可知:①随着信



图 2 ACO-OFDM-GIM系统的理论和仿真误码率 Fig. 2 Simulation and theoretical BER of the ACO-







Fig. 3 Effect of k and M on the BER performance in the case of n=4



图4 采用 SAA 前后 ACO-OFDM-GIM 系统的理论和 仿真误码率

Fig. 4 Simulation and theoretical BER of the ACO-

OFDM-GIM schemes with SAA



- 图 5 ACO-OFDM-GIM 与 ACO-OFDM-IM、ACO-OFDM系统的误码率
- Fig. 5 BER of ACO-OFDM-GIM, ACO-OFDM-IM and ACO-OFDM

噪比的增大,系统误码率的理论曲线与仿真曲线 逐渐趋于吻合,说明了理论推导的正确性。②当 调制阶数  $M \pi k$ 一定时,随着每组子载波数 n的 增加,ACO-OFDM-GIM系统的误码性能得到了 较好改善。这是因为每组子载波数的增加,使得 符号间的最小欧式距离增大。当 BER = 1×  $10^{-4}$ ,(8,[1,2])ACO-OFDM-GIM系统的信噪比 比比(4,[1,2])ACO-OFDM-GIM系统的信噪比 改善了约 1.5 dB。③随着湍流强度的增大,系统 的误码性能逐渐变差。例如,当湍流强度由弱变 强时,(4,[1,2])ACO-OFDM-GIM系统的信噪 比在 BER = 1×10<sup>-4</sup>处损失了约2 dB。

除了图2中每组子载波数n以及湍流强度对



- 图 6 ACO-OFDM-GIM 与 ACO-OFDM-IM、ACO-OFDM的SE和计算复杂度对比
- Fig. 6 SE and computational complexity of ACO-OFDM-GIM, ACO-OFDM-IM, ACO-OFDM



- 图7 ACO-OFDM-GIM 与 ACO-OFDM-IM、ACO-OFDM系统的峰均比
- Fig. 7 PAPR of ACO-OFDM-GIM, ACO-OFDM-IM, ACO-OFDM

#### 表3 指数威布尔湍流信道的参数

Tab. 3 Parameters for Exponetiated Weibull turbulence model

| 湍流强度     | 李拓夫<br>方差 | 形状参<br>数1 | 形状参<br>数2 | 尺度<br>参数 | 接收孔径<br>D/mm |
|----------|-----------|-----------|-----------|----------|--------------|
| Weak     | 0.317     | 3.67      | 1.97      | 0.73     | 25           |
| Moderate | 2.202     | 5.37      | 0.81      | 0.33     | 25           |
| strong   | 15.851    | 5.50      | 0.74      | 0.29     | 25           |

系统的误码性能有影响之外,调制阶数M和k对 ACO-OFDM-GIM系统的误码率也有影响,其结 果如图3所示。从图3可以看出,①当调制阶数 M一定时,随着k值的增加其频域映射比特数增 加,传输速率也随之增大,但会带来一定的误码 率损失。这是因为调制阶数M一定时,当k值增 加时,传输有效信息的子载波数增多,导致接收 端检测错误概率将会增大,从而会带来一定的误 码性能损失。例如,在BER =  $1 \times 10^{-4}$ 时,(4, [1,2,3])ACO-OFDM-GIM系统的信噪比较(4, [1,2]) ACO-OFDM-GIM 系统损失了约1dB。 ②当k长度一定时,随着调制阶数M的增大,信 号域映射的比特数随之增加,从而实现了系统传 输速率的提升。但此时系统的误码率和成本会 相应提高。例如,当QAM的调制阶数M从4增 大到8时,(4,[1,2,3])ACO-OFDM-GIM系统 每帧发送比特数增加了 96 bits。当 BER =  $1 \times$ 10<sup>-4</sup>时,(4,[1,2,3])ACO-OFDM-GIM 系统的 信噪比损失了约2.5dB。

图 4 为采用子载波分配算法前后 ACO-OFDM-GIM 系统的误码率。由仿真曲线可见, 在强湍流条件下,当BER=1×10<sup>-4</sup>时,相对于 未采用子载波分配算法的系统,采用分配算法后 (4,[1,2])ACO-OFDM-GIM 和(4,[1,2,3]) ACO-OFDM-GIM 系统的信噪比分别改善了约 2dB和2.5dB。由此可得,加入子载波分配算法 后,使得同一子载波块的子载波信道衰落尽可能 互不相关,从而增大了符号间的最小欧氏距离, 提升了系统的误码性能。

图 5 为所提方案与 ACO-OFDM-IM、ACO-OFDM系统的误码率。由仿真曲线可见,在小 信噪比下,本文所提方案的误码率大于ACO-OFDM-IM和 ACO-OFDM系统的误码率。这 是因为在小信噪比下,子载波索引号出错的概 率增大,从而导致整个系统误码率变大。而在 大信噪比下,本文所提方案的误码率明显优于 ACO-OFDM-IM 和 ACO-OFDM 系统的误码 率,尤其是强湍流条件下,误码性能的改善更加 明显。例如,在强湍流、大信噪比(SNR≥6dB) 下,(4,[1,2])ACO-OFDM-GIM 系统的误码性 能明显优于 ACO-OFDM 系统。当 BER = 1× 10<sup>-4</sup>时,相对于前者,后者的信噪比改善了约 4.5 dB。当 SE=0.75 bits/s/Hz 时,低信噪比下 (4,[1,2])ACO-OFDM-GIM系统的误码率高于 (4,2) ACO-OFDM-IM 系统;但是,当 SNR≥ 7 dB 时,前者的误码性能逐渐优于后者。在 BER=1×10<sup>-4</sup>时,相对于后者,前者的信噪比 改善了约2.5 dB。

#### 表4 ACO-OFDM-GIM与ACO-OFDM-IM、ACO-OFDM的传输速率、SE和计算复杂度、峰均比

Tab. 4 Transmission rate, SE, computational complexity and PAPR of the ACO-OFDM-GIM, ACO-OFDM-IM and ACO-OFDM schemes

| 调制方式         | 传输速率   | 频谱效率   | 计算复杂度                                  | 峰均比  |
|--------------|--|--|--|--|
| ACO-OFDM     | $\frac{N\log_2(M)}{4}$   | $\frac{\log_2(M)}{4}$  | $M^n$                                  | $rac{N}{E_{ave_{-}p}^{QAM}}$  |
| ACO-OFDM-IM  | $\frac{r\left(\left\lfloor \log_2\left(C_n^k\right)\right\rfloor + k \log_2\left(M\right)\right)}{2}$      | $\frac{r\left(\left\lfloor \log_2\left(C_n^k\right)\right\rfloor + k \log_2\left(M\right)\right)}{2N}$               | $M^{k}$                                | $\frac{kN}{nE_{ave_p}^{QAM}}$  |
| ACO-OFDM-GIM | $\frac{r\left[\log_2\left(\sum_{k(\delta) \in \mathbf{k}} M^{k(\delta)} C_n^{k(\delta)}\right)\right]}{2}$ | $\frac{r\left[\log_2\left(\sum_{k(\vartheta) \in \mathbf{k}} M^{k(\vartheta)} C_n^{k(\vartheta)}\right)\right]}{2N}$ | $M^{k(1)}M^{k(2)}\cdots M^{k(\delta)}$ | $\frac{\sum\limits_{k(\delta) \in \mathbf{k}} k(\delta) N}{n E_{ave_{p}}^{QAM}}$ |

除了误码率,传输速率,频谱效率和计算复杂度,峰均比也是衡量ACO-OFDM-GIM系统性能不可或缺的因素。鉴于此,图7给出了ACO-OFDM-GIM与ACO-OFDM-IM、ACO-OFDM 等系统的峰均比。对比仿真曲线可得,ACO-

OFDM-GIM 系统的峰均比总是低于 ACO-OFDM系统。导致这一现象的原因是所提方案 中只激活了部分子载波传输有效信息。当频谱 效率为 0.75 bits/s/Hz、互补累积分布函数 (CCDF)为 $1 \times 10^{-2}$ 时,(4, [1, 2])ACO-OFDM- GIM 系统的峰均比比(4,2)ACO - OFDM-IM 系 统低 0.3 dB 左右。但随着激活子载波数组合  $k + k(\delta)$ 的增大,ACO-OFDM-GIM 系统的峰均比也 会变高。例如,当CCDF = 1×10<sup>-3</sup>时,(4,[1,3])ACO-OFDM-GIM 系统的峰均比比(4,[1,2])ACO-OFDM-GIM 系统高了约0.4 dB。

#### 5 结 论

针对WOC领域超高速率和高可靠性的通信 需求,本文通过在每个子载波块中选择激活数目 不唯一的子载波,并结合SAA而提出了一种 ACO-OFDM-GIM方案。结果表明,该方案可大 幅提升系统的传输速率和误码性能,其性能的改 善量与每组总子载波数、激活子载波数目以及调 制阶数有关。特别是每组总子载波数的增大会

#### 参考文献:

- ARMSTRONG J. OFDM for optical communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3):189-204.
- [2] 张琦, 岳殿武. 室内 MIMO ACO-OFDM 可见光通 信系统接收机设计[J]. 中国激光, 2020, 47(1): 0106001.

ZHANG Q, YUE D W. Design of indoor receiver using multiple-input and multiple-output ACO-OFDM visible light communication system[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(1): 0106001. (in Chinese)

- [3] 王旭东,冯海燕,吴楠,等.并行翻转-正交频分复 用调光控制室内可见光通信系统[J]. 光学 精密工 程,2015,23(10z):85-91.
  WANG X D, FENG H Y, WU N, et al. PF-OFDM dimming control for indoor visible light communication systems [J]. Opt. Precision Eng., 2015,23(10z):85-91. (in Chinese)
- [4] 梁凌豪,宋英雄,林如俭.基于光梳状谱发生器和 注入锁定本地激光器的相干正交频分复用无源光 网络系统[J].光学学报,2019,39(9):0906004.
  LIANG L H, SONG Y X, LIN R J. Demonstration of coherent orthogonal frequency division multiplexing passive optical network system based on optical frequency comb and injection locking local laser
  [J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(9):0906004.

带来 ACO-OFDM-GIM 系统传输速率和误码性 能的大幅提升。与 ACO-OFDM、ACO-OFDM-IM 系统相比,该系统还可以有效抵御大气湍流, 尤其是在强湍流下系统误码性能的改善更为明 显。在误码率为 1×10<sup>-4</sup>时,(4,[1,2])ACO-OFDM-GIM 系统的 信 噪 比较(4,2)ACO-OFDM-IM 和 ACO-OFDM 系统分别改善了约 2.5 dB 和约4.5 dB。另外,当激活少量子载波时, 该系统还会降低系统的 PAPR。因此,ACO-OFDM-GIM 有望成为超高速 WOC 系统的关键 技术之一。但是,ACO-OFDM-GIM 在实现高速 率的同时会伴随着很高的译码复杂度。为了加 大ACO-OFDM-GIM 系统的推广和应用,在后续 研究中,我们将寻找低复杂度的译码算法进一步 降低系统的复杂度。

(in Chinese)

- [5] SARANGRI D D, ARMSTRONG J. Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013,7(31):1063-1072.
- [6] 王惠琴,杨顺信,李亚婷,等.适合于大气激光通 信的双空间调制[J].光学精密工程,2020,28
  (3):565.
  WANG H Q, YANG S X, LI Y T, et al. Double spatial modulation suitable for atmospheric laser communication[J]. Opt. Precision Eng., 2020,28
  (3):565.
- [7] BASAR E, AYGOLU U, ERDAL P, et al. Orthogonal Frequency Division Multiplexing With Index Modulation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013,61(22):5536-5549.
- [8] XIAO Y, WANG S, DAN L, et al. OFDM with interleaved subcarrier-index modulation [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(8):1447 - 1450.
- [9] FAN R, YU Y J, GUAN Y L, et al. Generalization of orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. *Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(10): 5350-5359.
- [10] BASAR E. On multiple-input multiple-output OFDM with index modulation for next generation wireless networks [J]. *IEEE Transactions of Signal Processing*, 2016, 64(15): 3868-3878.
- [11] BASAR E, PANAYIRCI E. Optical OFDM with

index modulation for visible light communications [C]. International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW), 2015:11 - 15.

- [12] MAO T, JIANG R, BAI R. Optical dual-mode index modulation aided OFDM for visible light communications [J]. Optics Communications, 2017,391:37 - 41.
- [13] LI H, SUN J, ZHANG W, et al. A novel optical Index Modulation Aided DCO-OFDM Scheme for VLC Systems[C]. International Wireless Internet Conference, 2017:328-337.
- [14] ZHENG D, ZHANG H M, SONG J. OFDM with differential index modulation for visible light communication [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2020,12(1):1-8.
- [15] HANY S, H, HAGAG, M. Optical MIMO-OFDM with fully generalized index-spatial LED modulation [J]. *IEEE Communications Letters*, 2019,23(9):1556-1559.
- [16] AN C Y. A Multi-mode OFDM system with coded direct index modulation [J]. Wireless Personal

作者简介:



**王惠琴**(1971-),女,甘肃渭源人,教 授,博士生导师,2011年于西安理工大 学获得博士学位,主要从事无线光通 信理论与与技术研究。E-mail: Whq1222@lut.edu.cn Communications, 2019, 109(2): 945-961.

- [17] HANY S. Optical polar based MIMO-OFDM with fully generalised index-spatial LED modulation
   [J]. *IET Communications*, 2020,14(2):282-289.
- [18] AZIM A W, CHAFII M, GUENNEC Y L, et al. Spectral and energy efficient fast-OFDM with index modulation for optical wireless systems [J]. IEEE Communications Letters, 2020.
- [19] MA Q, YANG P, XIAO Y, et al. Subcarrier allocation for OFDM with index modulation[J]. IEEE Communications Letter, 2016, 20 (12) : 2434-2437.
- [20] BARRIOS R, Exponentiated Weibull Fading Channel Model in Free-space Optical Communications Under Atmospheric Turbulence[D]. Barcelona: Universitat Politecnica de Catalunya, 2013.
- [21] KO Y. A tight upper bound on bit error rate of joint OFDM and multicarrier index keying [J].
   *IEEE Communication Letter*, 2014, 18(10): 1763-1766.



**豆红霞**(1996-),女,甘肃张掖人,硕 士研究生,主要从事无线光通信方面 的研究。E-mail:Dou\_hongxia@126. com