



## 非正交多址光通信系统信道均衡的虚拟时反方法

顾霜凌 张峰 彭侠 赵黎

**Virtual time reversal method for channel equalization in non-orthogonal multiple access optical communication systems**

GU Shuangling, ZHANG Feng, PENG Xia, ZHAO Li

引用本文:

顾霜凌, 张峰, 彭侠, 等. 非正交多址光通信系统信道均衡的虚拟时反方法[J]. 应用光学, 2024, 45(2): 475–484. DOI: 10.5768/JAO202445.0208005

GU Shuangling, ZHANG Feng, PENG Xia, et al. Virtual time reversal method for channel equalization in non-orthogonal multiple access optical communication systems[J]. *Journal of Applied Optics*, 2024, 45(2): 475–484. DOI: 10.5768/JAO202445.0208005

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.5768/JAO202445.0208005>

---

### 您可能感兴趣的其他文章

#### Articles you may be interested in

##### [自适应功率分配可见光MIMO信道容量研究](#)

Research on MIMO channel capacity for adaptive power allocation visible light

应用光学. 2020, 41(3): 626–630 <https://doi.org/10.5768/JAO202041.0308002>

##### [自由空间宽谱部分相干光通信系统](#)

Free space optical communication system based on wide-spectrum partially coherent laser

应用光学. 2019, 40(1): 157–161 <https://doi.org/10.5768/JAO201940.0108001>

##### [空间激光通信系统动态跟瞄参数测试方法研究](#)

Dynamic tracking and pointing accuracy measurement method of space laser communication system

应用光学. 2018, 39(5): 762–766 <https://doi.org/10.5768/JAO201839.0507002>

##### [基于密集波分复用的20 Gbit/s大气激光通信](#)

20 Gbit/s atmospheric laser communication based on dense wavelength division multiplexing

应用光学. 2017, 38(1): 136–139 <https://doi.org/10.5768/JAO201738.0107004>

##### [采用QPSK调制的50 Gbit/s高速大气激光通信传输特性研究](#)

Transmission performance of 50 Gbit/s high-speed laser communications with QPSK modulation

应用光学. 2018, 39(5): 757–761 <https://doi.org/10.5768/JAO201839.0507001>

##### [基于H-PPM的可见光通信系统RS编码性能分析](#)

RS code performance analysis of visible light communication system based on H-PPM

应用光学. 2017, 38(5): 751–757 <https://doi.org/10.5768/JAO201738.0502002>



关注微信公众号, 获得更多资讯信息

文章编号:1002-2082 (2024) 02-0475-10

# 非正交多址光通信系统信道均衡的虚拟时反方法

顾霜凌<sup>1</sup>, 张 峰<sup>1</sup>, 彭 侠<sup>2</sup>, 赵 黎<sup>1</sup>

(1. 西安工业大学 电子信息工程学院, 陕西 西安 710021; 2. 西安应用光学研究所, 陕西 西安 710065)

**摘要:** 室内非正交多址 (non-orthogonal multiple access, NOMA) 可见光通信系统 (visible light communications, VLC) 可实现高速率多用户通信, 但多径效应会造成通信可靠性及用户公平性明显下降, 为此, 提出一种虚拟时间反转技术 (virtual time reversal mirror, VTRM) 对 NOMA-VLC 进行信道均衡, 消除多径效应对通信过程的影响。分析了多用户场景下室内 NOMA-VLC 系统模型及其通信光链路的特性, 依据光链路增益的稀疏特性采用稀疏度自适应匹配追踪 (sparsity adaptive matching pursuit, SAMP) 算法, 估计 NOMA-VLC 系统的信道冲激响应 (channel impulse response, CIR)。在此基础上, 采用 VTRM 方法对 NOMA-VLC 进行信道均衡, 通过 VTRM 的时空聚焦特性减少信道衰落影响, 并重构接收信号, 抑制多径效应。理论分析和实验结果表明: 经论文算法均衡后的 NOMA-VLC 系统, 在满足前向纠错 (forward error correction, FEC) 误码率阈值的同时, 用户 1 性能提高了 4.4 dB, 用户 2 性能提高了 5.7 dB, 两用户平均性能提高了 5.05 dB, 用户间性能差异由 1.6 dB 降为 0.5 dB, 为 NOMA-VLC 信道均衡提供了有效的解决方案。

**关键词:** 光通信; 非正交多址; 信道均衡; 虚拟时间反转技术; 稀疏度自适应匹配追踪

中图分类号: TN929.1

文献标志码: A

DOI: [10.5768/JAO202445.0208005](https://doi.org/10.5768/JAO202445.0208005)

## Virtual time reversal method for channel equalization in non-orthogonal multiple access optical communication systems

GU Shuangling<sup>1</sup>, ZHANG Feng<sup>1</sup>, PENG Xia<sup>2</sup>, ZHAO Li<sup>1</sup>

(1. School of Electronic Information Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710021, China;  
2. Xi'an Institute of Applied Optics, Xi'an 710065, China)

**Abstract:** Indoor non-orthogonal multiple access (NOMA) visible light communications (VLC) systems have the potential to enable high-rate multi-user communication. Nonetheless, the multipath effect may lead to a substantial reduction in communication reliability and user fairness. Therefore, a virtual time reversal mirror (VTRM) technology for NOMA-VLC channel equalization to eliminate the influence of multipath effect on communication performance was proposed. Initially, the indoor NOMA-VLC system model and the characteristics of communication optical links in multi-user scenarios were analyzed. To leverage the sparsity characteristics of optical links gains, the sparsity adaptive matching pursuit (SAMP) algorithm was adopted to estimate the channel impulse response (CIR) of NOMA-VLC systems. On this basis, the VTRM method was introduced to equalize the channel of NOMA-VLC, reducing the impact of channel fading through the spatio-temporal focusing characteristics of VTRM, and the received signal was reconstructed to suppress the multipath effect. The theoretical analysis and simulation results show that the NOMA-VLC system equalized by the proposed algorithm improves the performance of user 1 by 4.4 dB, user 2 by 5.7 dB, improves the

收稿日期:2023-04-17; 修回日期:2023-06-28

基金项目:国家自然科学基金 (12004292); 陕西省科技厅一般项目-工业领域 (2022GY-072); 西安市科技计划项目 (2020KJRC0040)

作者简介:顾霜凌 (2000—), 女, 硕士研究生, 主要从事可见光通信技术研究。E-mail: [1021820277@qq.com](mailto:1021820277@qq.com)

通信作者:张峰 (1979—), 男, 硕士, 教授, 主要从事信号处理、现代通信技术研究。E-mail: [zf\\_zx963@163.com](mailto:zf_zx963@163.com)

average signal-to-noise ratio (SNR) of the two users by 5.05 dB, and reduces the performance difference between users from 1.6 dB to 0.5 dB, when the forward error correction (FEC) bit error rate (BER) threshold is met. Overall, this method provides an effective approach for NOMA-VLC channel equalization.

**Key words:** optical communication; non-orthogonal multiple access; channel equalization; virtual time-reversal mirror; sparsity adaptive matching pursuit

## 引言

可见光通信 (visible light communications, VLC) 是下一代室内无线网络新兴绿色通信方式。但 LED 调制带宽窄, 限制了系统容量、通信速率和组网应用<sup>[1]</sup>。非正交多址 (non-orthogonal multiple access, NOMA) 可实现 VLC 组网应用, 其允许多用户使用同一频谱提高频谱效率, 减少延迟。室内多用户场景下, NOMA-VLC 系统可实现高频谱效率及通信速率<sup>[2]</sup>。

可见光信道环境复杂, 信号在传输过程中易受到多径衰落的影响, 通常需要用信道均衡方法降低由多路光源产生的多径效应<sup>[3]</sup>。文献 [4] 提出了 PAM-8 调制及被动均衡器、基于神经网络 (neural network, NN) 的前馈均衡 (feed forward equalization, FFE) 和径向基函数神经网络 (radial basis function neural networks, RBF-NN) 作为 VLC 混合均衡方法扩展调制带宽, 降低多径影响, 但系统复杂度较高。文献 [5] 提出了将 Volterra 非线性均衡器用于基于硅光电倍增管 (silicon photomultiplier, SiPM) 的正交频分复用 (orthogonal frequency division multiple-  
xing, OFDM) VLC 系统, 实现 1.35Gbit/s 的数据速率, 但需牺牲误码率换取低复杂度。文献 [6] 提出了基于离散小波 (discrete wavelet transform, DWT) OFDM 混合空频域预均衡技术, 能降低多径效应, 提高速率及频谱效率, 但系统对滤波器正交性的要求较高。传统的信道均衡方法在稀疏多径的信道环境下性能较差, 因此提出一种自适应均衡方法, 用于解决室内可见光系统中由稀疏多径信道带来的码间干扰问题<sup>[7]</sup>。文献 [8] 提出了基于虚拟时间反转 (virtual time-reversal mirror, VTRM) 均衡的  $M$  元多序列叠加扩频方案, VTRM 均衡能抑制多径效应, 提高系统速率和鲁棒性, 但未考虑多普勒效应。文献 [9] 采用二进制相位编码双曲频率调制信号 (binary phase-coded hyperbolic frequency-modulated, BPC-HFM) 作为探测信号, 利用 VTRM 实现通信系统信道均衡, 可不受多径效应和多普勒效应影响偏移, 但对带宽要求较高。文献 [10] 提出了基于 VTRM 均衡的  $M$  元正弦啁啾扩频, 随

着多径增加系统性能下降, VTRM 均衡能解决由多径效应引起的误码率较高的问题。

为进一步提高室内多用户 NOMA-VLC 系统的可靠性及公平性, 论文提出一种 VTRM 信道均衡方法, 并采用改进的 SAMP 算法对 VLC 稀疏信道进行信道估计, 降低 VLC 多径信道对通信的影响, 提升系统的可靠性及用户公平性。

## 1 多用户场景下非正交多址可见光通信模型

### 1.1 NOMA-VLC 系统模型

发送端将多路 OFDM 信号进行 Turbo 编码及正交振幅调制 (quadrature amplitude modulation, QAM)、功率分配后叠加发送; 在接收端, 经过 VLC 多径信道的信号被雪崩光电二极管 (avalanche photodiode, APD) 接收后进行 OFDM 解调, 对  $N$  个用户进行 SIC 检测, SIC 算法优先解码信道质量好的用户。重复该操作直至所有多址干扰均被消除。最后将  $N$  个用户信息 QAM 解调及 Turbo 解码后得到接收二进制比特流。

多用户经过调制后形成的待发送信息  $X_s$  为

$$X_s = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \sqrt{P_{i,j}} x_{i,j} \quad (1)$$

式中:  $N$  为用户数;  $M$  为子载波数, 每个用户比特信息为  $x_1, x_2, \dots, x_N$ ;  $P_{i,j}$  是为第  $i$  个用户在  $j$  个子载波分配的功率,  $x_{i,j}$  为第  $i$  个用户在  $j$  个子载波的时域信号。

为保证驱动 LED 的传输信号为实数, 需要进行厄米特对称, 共轭对称信号  $X_M$  为<sup>[11]</sup>

$$X_M = [x_0, x_1, \dots, x_{M-1}] = [0, x_1, \dots, x_{M/2-1}, 0, x_{M/2-1}^*, \dots, x_1^*] \quad (2)$$

最终调制信号  $X_T$  和  $X_{\text{IFFT-CP}}$  分别为  $X_M$  和循环前缀做  $N$  点 IFFT,  $X_T$  与接收信号  $Y_{i,j}$  为

$$X_T = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_M \exp\left(\frac{j2\pi kn}{M}\right) + X_{\text{IFFT-CP}}, n = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

$$Y_{i,j} = h_{i,j} x + w_i \quad (4)$$

式中:  $h_{i,j}$  为用户的信道增益;  $w_i$  为第  $i$  个用户所携带的干扰噪声信息。

由式(1)知, NOMA-VLC 系统由于多用户信号在时域相互叠加, 功率域实现非正交复用, 用户间易产生多址干扰, 通信质量难以保证。由式(4)知,

通信过程易受到信道环境、多径效应及噪声影响, 用户信息在传输过程中会受其干扰, 从而导致用户通信性能降低, 用户间通信性能差异明显, 难以保证系统的可靠性及用户间的公平性。NOMA-VLC 系统如图 1 所示。

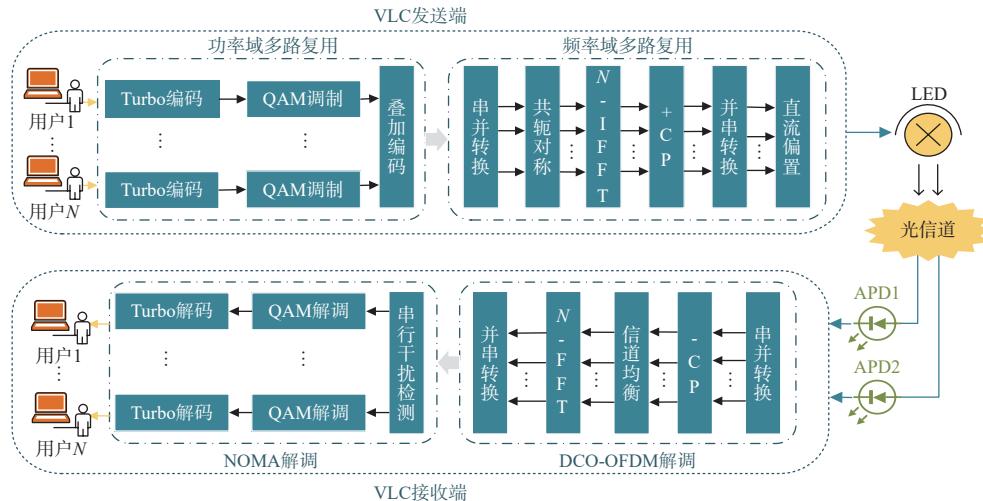


图 1 NOMA-VLC 系统

Fig. 1 NOMA-VLC system

## 1.2 室内可见光多用户通信光链路分析

LED 为多个用户提供服务, 在地面放置 2 个 APD 代表 2 用户, 室内信源  $R_{LED}$  发射光信号在室内多次反射后到达接收端  $R_{PD}$ 。 $L_1$ 、 $L_{2g}$ 、 $L_{3g}$  分别指光信号源 LED 到 APD<sub>1</sub>、LED 到  $P_g$  和  $P_g$  到 APD<sub>1</sub> 的 3 条视距链路,  $d_1$ 、 $d_{2g}$ 、 $d_{3g}$  则为相应距离,  $\phi$  为 LED 的发射角。 $\alpha_g$  和  $\beta_g$  分别为光源到反射点的入射角和辐射角, 多用户 VLC 系统与光源辐射模型如图 2 所示。

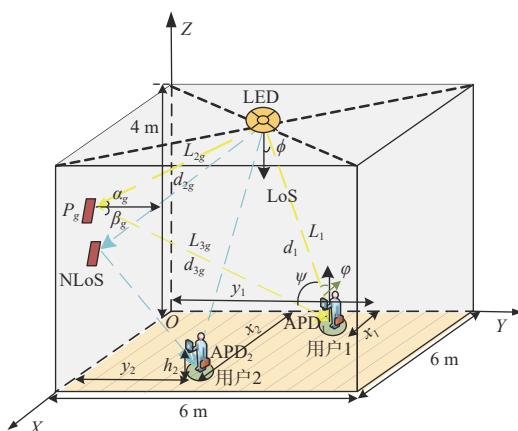


图 2 多用户 VLC 系统与光源辐射模型

Fig. 2 Multi-user VLC system and light source radiation model

图 2 中, LED 和用户 1 之间的 CIR 为<sup>[12]</sup>

$$h(t, R_{LED}, R_{PD}) = \sum_{K=0}^{\infty} h^K(t, R_{LED}, R_{PD}) = h^{(L)}(t) + h^{(N)}(t) \quad (5)$$

式中  $h(t, R_{LED}, R_{PD})$  为直射 (line of sight, LoS) 链路及漫反射 (non-line of sight, NLoS) 链路到达光接收机的信道冲激响应, 直射及漫反射链路信道冲激函数分别为  $h^{(L)}(t)$  和  $h^{(N)}(t)$ <sup>[12]</sup>:

$$h^{(L)}(t) = \frac{A_r}{D^2} \times \delta\left(t - \frac{D}{c}\right) \times \cos \varphi \times \frac{(m+1)}{2\pi} \cos^m(\phi) \quad (6)$$

$$h^{(N)}(t) = \iint_{S_r} \frac{A_r (m+1) \cos^m(\varphi) \times \cos(\alpha_g) \cos(\beta_g)}{2\pi \cdot d_{2g}^2 \cdot d_{3g}^2} \times \frac{\cos^m(\beta_g) \cos \psi}{\pi \cdot d_{2g}^2 \cdot d_{3g}^2} \times \delta\left(t - \frac{d_{2g} + d_{3g}}{c}\right) ds \quad (7)$$

式中:  $\psi$  为从反射点到 APD 的入射角;  $\varphi$  为 APD 接收光线入射角;  $S_r$  为室内环境中整个反射表面的面积;  $ds$  为反射表面的微分面积;  $A_r$  为 APD 面积;  $m$  为朗伯阶数,  $m = -\ln 2 / \ln(\cos(\phi_{1/2}))$ 。 $g_0(\varphi)$  为光学增益函数, 表达式为

$$g_0(\varphi) = \begin{cases} \cos(\varphi), & 0 \leq \varphi \leq \pi/2 \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (8)$$

$D$  为光信号源  $(x, y, z)$  到用户  $(x_0, y_0, z_0)$  的视距距离:

$$D = |R_t - R_r| = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2} \quad (9)$$

$L$  为多径信道路径总数, LED 到 APD 的多径第  $l$  路径信道增益为<sup>[13]</sup>

$$h^{(l)}(t, R_{\text{LED}}, R_{\text{PD}}) = \begin{cases} \int_0^{T+T_0} \sum_{K=0}^{\infty} h^K(t, R_{\text{LED}}, R_{\text{PD}}), & l=0 \\ \int_{T+T_0}^{(1+l)T+T_0} \sum_{K=0}^{\infty} h^K(t, R_{\text{LED}}, R_{\text{PD}}), & l=1, 2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (10)$$

室内可见光信道对应的直流信道增益为

$$H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt \quad (11)$$

$$H(0, R_{\text{LED}}, R_{\text{PD}}) = \sum_{K=0}^{\infty} H^K(0, R_{\text{LED}}, R_{\text{PD}}) = H^{(L)}(0) + H^{(N)}(0) \quad (12)$$

LoS 链路及 NLoS 的直流增益分别为  $H^{(L)}(0)$  和  $H^{(N)}(0)$ <sup>[12]</sup>, 表达式如下:

$$H^{(L)}(0) = A_r \times \frac{(m+1)}{2\pi D^2} \cos^m(\phi) \times \cos(\varphi) \times L(\varphi) \times \frac{n^2}{\sin^2 \psi}, \quad 0 \leq \varphi \leq \psi \quad (13)$$

$$H^{(N)}(0) = \frac{A_r \times (m+1)}{2\pi^2 d_1^2 d_{2g}^2} \Gamma A_p \cos^m(\phi) \cos(\alpha_f) \cos(\beta_f) L(\varphi) \cos(\varphi) \times \frac{n^2}{\sin^2(\varphi)}, \quad 0 \leq \varphi \leq \psi \quad (14)$$

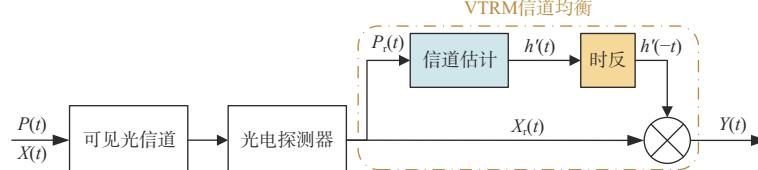


图 3 可见光信道的虚拟时反原理框图

Fig. 3 Block diagram of virtual time-reversal principle of visible light channel

通常将 Chirp 信号作为探测信号  $P(t)$ , 时域表达式为<sup>[15]</sup>

$$f(t) = \begin{cases} \alpha(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta(t)), & -\frac{T_c}{2} \leq t \leq \frac{T_c}{2} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $\alpha(t)$  为信号的包络形式;  $\theta(t)$  为信号的初始相位;  $f_0$  为信号的中心频率。  $\alpha(t)$  影响 Chirp 信号的自相关特性,  $\theta(t)$  与  $t$  决定 Chirp 信号的形式。

发送信号  $X(t)$  和探测信号  $P(t)$  经过 VLC 和 APD 后的接收信号为  $X_r(t)$  和  $P_r(t)$ :

$$X_r(t) = X(t) \otimes h(t) + n_s(t) \quad (16)$$

$$P_r(t) = P(t) \otimes h(t) + n_p(t) \quad (17)$$

式中:  $L(\varphi)$  为光学滤波器增益;  $\Gamma$  与  $A_p$  为反射点处介质的反射率及反射区域有效面积。由式(10)知, 室内可见光信道增益由直射及漫反射链路组成, 存在墙面及其他障碍物的反射, 光多径传播导致色散室内信道响应, 反射和其他接收的光会导致频率选择性衰落, 引起多径效应, 因此需要信道均衡技术降低多径效应引起的损耗, 实现高质量可见光通信。

## 2 基于虚拟时反技术的 NOMA-VLC 信道均衡

### 2.1 NOMA-VLC 虚拟时间反转信道均衡原理

虚拟时间反转技术可利用光波的互易性, 实现信道自适应均衡。光信号源发射信号, 接收端所接收到的光信号经过时间倒序后重新传输, 室内可见光环境组合了各个多径以产生接近光信号源发射的信号, 在 VLC 信道中反向传输来均衡修正有用信号, 实现多径补偿, 使信号同时到达光源处实现信号的聚焦<sup>[14]</sup>。可见光信道虚拟时反系统选用 Chirp 信号作为探测信号, SAMP 算法估计可见光信道冲激响应函数  $h'(t)$ , 对  $h'(t)$  时间反转得到  $h'(-t)$ , 将 APD 接收到的有效信息信号  $X_r(t)$  与 SAMP 估计出的虚拟时反后信道冲激响应函数  $h'(-t)$  相卷积, 实现虚拟时反均衡。可见光信道的虚拟时反原理如图 3 所示。

探测信号  $P_r(t)$  利用 SAMP 信道估计信道冲激响应  $h'(t)$ , 对  $h'(t)$  进行虚拟时反得到:

$$[h'(t)]_{\text{tr}} = h'(-t) \quad (18)$$

接收信号  $X_r(t)$  经过虚拟时反后得到接收到的有效信号  $Y(t)$ :

$$Y(t) = X_r(t) \otimes h'(-t) = [X_r(t) \otimes h(t) + n_s(t)] \otimes h'(-t) = X_r(t) \otimes [h(t) \otimes h'(-t)] + n_s(t) \otimes h'(-t) \quad (19)$$

式中:  $n_s(t)$  为噪声项;  $Y(t)$  为接收的多径信号  $X_r(t)$  与时间反转信道  $h'(-t)$  的卷积, 且白噪声  $n_s(t)$  与  $h'(-t)$  不相关, 并未对噪声进行聚焦, 因此 VTRM 仅仅提

高了输出信噪比。 $h_{\text{VTRM}}(t)$ 是实际 VLC 信道脉冲响应和 SAMP 信道估计脉冲响应的互相关函数:

$$h_{\text{VTRM}}(t) = h(t) \otimes h'(-t) \quad (20)$$

$h_{\text{VTRM}}(t)$ 为虚拟时反信道, 当信道估计准确,  $h_{\text{VTRM}}(t) = h(t) \otimes h'(-t) \approx \delta(t)$ , 若主峰能量明显高于其他多径能量时, 虚拟时反均衡信道近似为 $\delta(t)$ 函数, 此时的信道可视为理想信道, 可以极大抑制多径效应引起的多途扩展问题, 且能使信号相干叠加, 噪声非相干叠加, 输出信号 $Y(t)$ 近似发射信号 $X(t)$ , 因此可以提高接收信噪比。

虚拟时反技术具有良好的信道聚焦性能和抑制多径效应能力, 可利用其时空聚焦性重组接收信号降低多径效应的影响, 解决室内可见光系统中由多径效应造成的严重码间干扰问题, 实现 NOMA-VLC 信道均衡, 提高系统的可靠性及公平性。

## 2.2 基于 SAMP 算法的信道冲激响应估计

由式(20)知 VTRM 信道均衡的关键是信道估计, VLC 信道具有稀疏特性, SAMP 算法重构精度高, 且不需要预知信号的稀疏度。SAMP 算法通过优化目标函数获得信道中 CIR 的稀疏系数, 对可见光信道采用压缩感知原理建模, 在信号帧结构前附加 $P(t)$ ,  $P(t)$ 选用 Chirp 信号, 对 $P(t)$ 进行稀疏分解, 设计观测向量 $\mathbf{y} = \mathbf{P}_r(t)$ 和观测矩阵 $\mathbf{A} = \mathbf{P}(t)$ , 在迭代循环过程中, SAMP 算法设定固定步长 $s(s \leq K)$ , 用来估计信号的稀疏度 $K$ , 根据新残差与旧残差的比较来确定选择原子的数目, 并从字典中选择最匹配残差的原子来估计 CIR 分量, 同时更新残差。当 2 个连续相位之间重构信号的残余能量变化小于某个阈值时, SAMP 算法停止迭代。得到信号估计冲激响应最优解 $\hat{h} = \hat{h}_{tL}$ , 对可见光信

$$V_{\text{SNR}} = \frac{\left(\sum_{i=1}^I A_i\right)^2}{\sum_{i=1}^I \sigma_i^2} = \frac{\left(\sum_{i=1}^I A_i\right)^2}{\sigma_1^2 \sum_{i=1}^I A_i^2} = \frac{\sigma_1^2}{A_1^2} \left[ 1 + \left( \sum_{i=1}^I \sum_{j=1, j \neq i}^I A_i A_j \right) \middle/ \sum_{i=1}^I A_i^2 \right]$$

式(22)为虚拟时反后信号 SNR 大于原始接收信号 SNR, VTRM 聚焦增益在可见光信道匹配时, 能够对接收信号的多径聚焦, 且多径数目越多, 每径能量越强, 聚焦增益越大。

VTRM 信道均衡的聚焦效应与 VLC 信道的多径结构有关, VLC 信道的 CIR 为

$$h(t) = A_1 \delta(t) + \sum_{i=2}^I A_i \delta(t - t_i) \quad (23)$$

道冲激响应重构估计值为 $\hat{h}_{tL}$ <sup>[16]</sup>。SAMP 在多径信道下 NOMA-VLC 能准确估计, 信道估计值为 $\hat{h}_{tL}$ , 提高了虚拟时反效果。SAMP 算法具体流程如下:

- 1) 设定观测向量 $\mathbf{y} = \mathbf{P}_r(t)$ , 初始步长 $s$ , 初始原子集矩阵 $\mathbf{A} = \mathbf{P}(t)$ ;
- 2) 初始化残差 $\mathbf{r} = \mathbf{y}$ , 迭代次数 $t = 1$ , 原子支撑集 $\mathbf{A}_0 = \emptyset$ ;
- 3) 计算矩阵 $\mathbf{A}$ 与残差向量 $\mathbf{r}_{t-1}$ 的内积并取绝对值得 $\mathbf{u} = |\mathbf{A}^T \mathbf{r}_{t-1}|$ , 选取 $\mathbf{u}$ 中 $L$ 个最大值, 对应 $\mathbf{A}$ 中的列下标 $j$ , 得到候选原子集矩阵 $\mathbf{S}_k$ ;
- 4) 更新原子支撑集 $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{C} = \mathbf{A}_{t-1} \cup \mathbf{S}_k$ ,  $\mathbf{A}_t = \{\mathbf{a}_j\}$ ,  $j \in \mathbf{S}_k$ ;
- 5) 信号估计 $\mathbf{y} = \mathbf{A}_t \hat{\mathbf{h}}_t$ , 利用最小二乘法求解 $\hat{\mathbf{h}}_t = (\mathbf{A}_t^T \mathbf{A}_t)^{-1} \mathbf{A}_t^T \mathbf{y}$ ;
- 6) 从 $\hat{\mathbf{h}}_t$ 中选出绝对值最大的 $L$ 项并记为 $\hat{\mathbf{h}}_{tL}$ , 与 $\mathbf{A}_t$ 对应的 $L$ 列记为 $\mathbf{A}_{tL}$ , 对应矩阵 $\mathbf{A}$ 中的列索引记为 $\mathbf{A}_{tj}$ , 更新支撑集 $\mathbf{F} = \mathbf{A}_{t-1}$ ;
- 7) 更新残差为 $\mathbf{r}_n = \mathbf{y} - \mathbf{A}_{tL} \hat{\mathbf{h}}_{tL}$ , 若残差 $\mathbf{r}_n \leq \lambda$ 执行步骤 8; 若 $\|\mathbf{r}_n\|_2 \geq \|\mathbf{r}_{t-1}\|_2$ , 则 $L = L + s$ , 返回步骤 3) 继续执行; 若都不满足, 则 $\mathbf{A}_t = \mathbf{F}$ ,  $t = t + 1$ ,  $\mathbf{r}_t = \mathbf{r}_n$ 返回步骤 3) 继续执行;
- 8) 信号的最佳估计值 $\hat{h}$ 为最后一次迭代所得 $\hat{h}_{tL}$ ,  $\Lambda_{tL}$ 处为非 0 值。

## 2.3 在多径信道下 VTRM 聚焦增益分析

假设每条多径的信噪比相同, 且噪声分量相互独立, 则各途径信噪比 $P_{\text{SNR}}$ 满足:

$$P_{\text{SNR}} = \frac{A_1^2}{\sigma_1^2} = \frac{A_2^2}{\sigma_2^2} = \cdots = \frac{A_I^2}{\sigma_I^2} \quad (21)$$

$A_i$ 与 $\sigma_i^2$ 为第 $i$ 个路径接收端噪声 $n_i(t)$ 的振幅与方差, 虚拟时反信噪比 $V_{\text{SNR}}$ 满足<sup>[15]</sup>:

$$V_{\text{SNR}} = P_{\text{SNR}} + 10 \lg \left[ 1 + \left( \sum_{i=1}^I \sum_{j=1, j \neq i}^I A_i A_j \right) \middle/ \sum_{i=1}^I A_i^2 \right] \quad (22)$$

式中 $A_i$ 和 $t_i$ 为每径幅度和时延。虚拟时反 VLC 信道冲激响应匹配 $h_{\text{VTRM}}(t)$ 为<sup>[15]</sup>

$$h_{\text{VTRM}}(t) = \sum_{i=1}^I A_i^2 \delta(t) + \left[ \sum_{i=2}^I A_1 A_i \delta(t - t_i) + \delta(t + t_i) \right] + \sum_{i=2}^I \sum_{j=i+1}^I A_i A_j [\delta(t - (t_i - t_j)) \delta(t + (t_i - t_j))] \quad (24)$$

经虚拟时反处理后,最大振幅 $A_{\max}$ 为

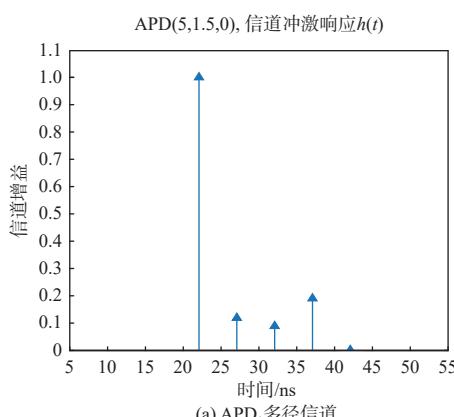
$$A_{\max} = \sum_{i=1}^I A_i^2 \quad (25)$$

由式(25)可知,VLC 信道中多径的数量和幅值将影响聚焦峰值的最大值的幅度。分析虚拟时间反转信道的旁瓣结构,得出单边带旁瓣干扰为<sup>[15]</sup>

$$B+C = \sum_{i=2}^I A_i A_i \delta(t-t_i) + \sum_{i=2}^I \sum_{j=i+1}^I A_i A_j [\delta(t+(t_i-t_j))] \quad (26)$$

由式(25)、(26)可知,当可见光多径信道的结构确定后, $A_{\max}$ 和 $B$ 不会发生变化,而 $C$ 的位置会发生变化,从而影响时反后信道结构及信道聚焦性。在室内 $6\text{ m} \times 6\text{ m} \times 4\text{ m}$ 空间中,放置 LED(3,3,4)、APD<sub>1</sub>(5,1.5,0)和 APD<sub>2</sub>(4,0.5,0),采样间隔设置为 $T = 5\text{ ns}$ ,采集可见光信号,其中 APD 面积 $A_r = 1\text{ cm}^2$ ,反射区域的有效面积 $A_p = 0.01\text{ m}^2$ ,根据式(10)与(20)分别得到图 1 多用户 VLC 系统模型与虚拟时反匹配通道的多径衰落模型信道增益如图 4 所示。

如图 4 所示,光信号经过墙壁和屋顶时发生多次散射,大部分透射光功率集中在几个散射路径上,其他子路径的光功率非常小。当改变 APD 位置时,信道幅度和抽头位置随机生成,但多径信道数不变,最大时延变化较小。如图 4(a)和图 4(c),VLC 具有明显的稀疏性,多径传播导致 VLC 接收信号为不同路径信号叠加,均衡时需考虑 VLC 信道稀疏特性,否则无法保证算法的收敛性能。如图 4(b)和图 4(d),VTRM 匹配信道多径时延差满足 $\Delta t_1 = \Delta t_2 = \Delta t_3 = \Delta t_4$ ,式(26)中 $C$ 中的能量会叠加在固定位置 $B$ 的能量上,虚拟时反信号能量聚焦在主径上,纵向多径能量增加,横向能量不能聚焦。虚拟时反匹配信道主峰集中多途能量,主径能量明显高于旁瓣能量,其他多径能量小于主峰能量,抑制多径干扰效果明显。



(a) APD<sub>1</sub>多径信道

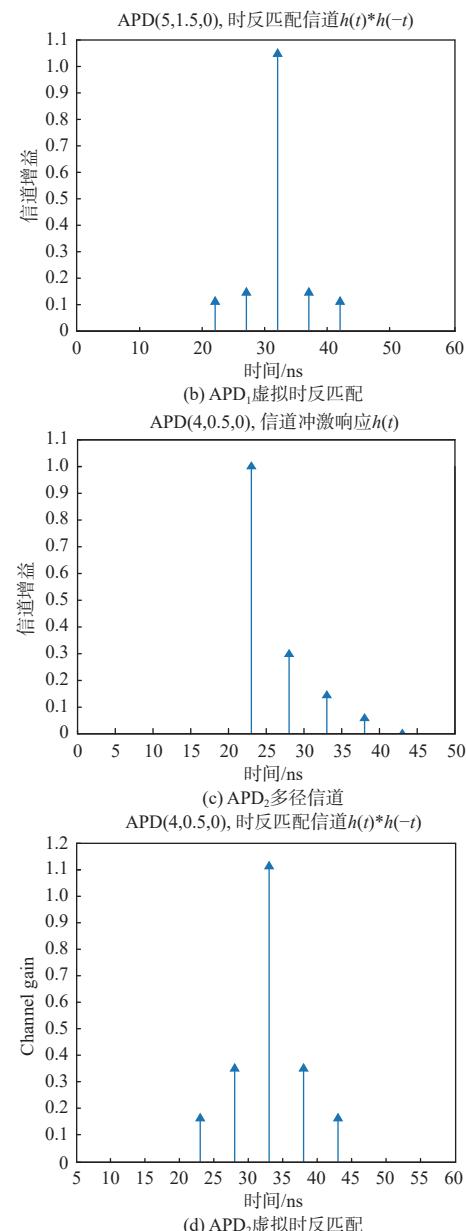


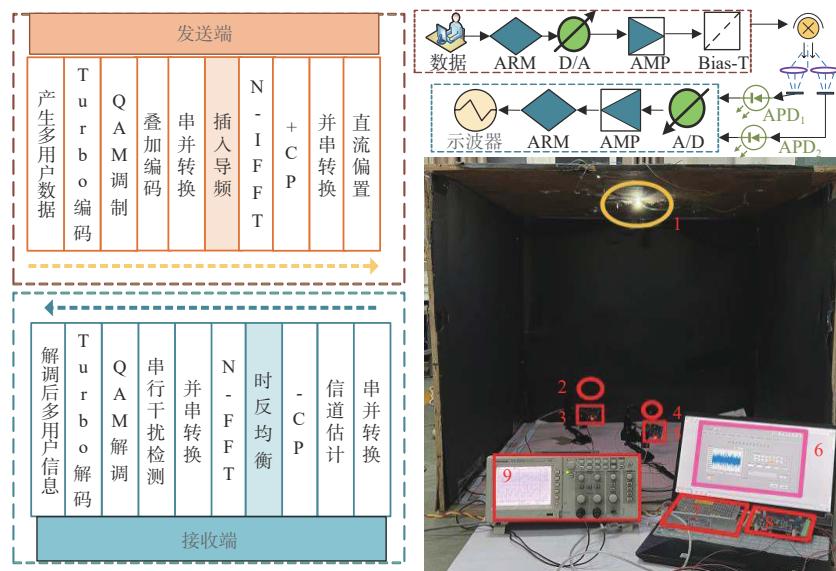
图 4 多径衰落模型信道增益

Fig. 4 Multipath fading model channel gains

### 3 实验及性能分析

#### 3.1 实验平台及功能验证

实验平台在长、宽、高分别为 $0.8\text{ m}$ 的立方体空间中,顶部中心为 $(0.4, 0.4, 0.8)$ ,放置一个功率为 $3\text{ W}$ 的 LED 光源作为发射端,地面放置 2 个 APD 作为接收端,搭建如图 5 基于虚拟时反均衡的 NOMA-VLC 系统通信实测平台。在此实验环境下进行 2 用户 QAM 前端调制的非正交多址传输实验,通过对收发前后的波形及数据,验证虚拟时反均衡 NOMA-VLC 通信系统在实际应用场景中的可行性及可靠性。



注: 1. LED; 2. 聚光镜 1; 3. APD<sub>1</sub>; 4. 聚光镜 2; 5. APD<sub>2</sub>; 6. 波形发生器; 7. 电源; 8. 数据采集; 9. 示波器。

图 5 VTRM 均衡的 NOMA-VLC 通信实测平台

Fig. 5 NOMA-VLC communication measurement platform with VTRM equalization

发送端, PC 端随机生成测试数据后经过 Turbo 编码、QAM 调制、功率分配、叠加编码、IFFT-OFDM 调制生成 NOMA-OFDM 信号数据, 将数据保存为文本文档 (.txt) 格式。利用 NI LabVIEW 软件生成波形信号, 电源供电模块提供 12V 直流电源, 将波形信号发送至 USB 信号采集模块, 采集信号进行数模转换后发送至光发射机中通过放大器、添加直流偏置与直流驱动电压耦合后, 由功率为 3 W 白光 LED 发送携带信息的可见光信号。接收端, 在光路中添加 2 个聚光镜, 聚焦传输至光接收机, 通过 2 个型号为 LSSAPD9-500 的 APD 将 2 路

光信号转换为 2 路电信号, 对其进行滤波、去除直流偏置、放大处理及 A/D 转换后, 进行逆解调获得原数据。接收模块与示波器相连, 显示 2 个通道的接收波形, 通过示波进行采样和量化后得到数字信号, 用 U 盘存储接收的数据, 在 PC 端进行离线处理, 对数据进行虚拟时反均衡, 进行逆序解调以恢复初始多用户数据。

### 3.2 通信可靠性及用户公平性性能分析

在对 VTRM 均衡 NOMA-VLC 系统的误码率性能分析中, 实际参数设置如表 1<sup>[17]</sup> 所示。

表 1 参数设置

Table 1 Parameters setting

VLC参数设置	数值	NOMA参数设置	数值
房间尺寸(长×宽×高)/m	6×6×4	Turbo编码长度/bit	1280
LED发射器放置位置/m	(3,3,4)	NOMA功率分配	固定功率分配
LED FOV/(°)	80	NOMA用户功率	用户1:0.65 用户2:0.35
LED照明强度/cd	60	PD接收器	PD <sub>1</sub> :(5,1.5,0) PD <sub>2</sub> :(4,0.5,0)
LED的功率P/W	10	OFDM子载波个数	64
光电二极管响应度/(A/W)	0.53	循环前缀CP个数	16
光源半功率角θ <sub>1/2</sub> /(°)	70	IFFT/FFT点数	64
墙面反射率	0.8	调制方式	4-QAM
光接收面积A <sub>r</sub> /m <sup>2</sup>	0.01	多径信道数	4

绘制用户 1 与用户 2 解调后的星座图如图 6 所示。图 6 中 2 用户的接收信号星座图受噪声影响都会偏离标准星座点, 但整体呈现向标准点集

中, 逐渐达到稳定的收敛趋势。图 6(a) 中用户 1 的星座图与 16QAM 调制后的星座图相似, 用户 1 解调时, 用户 1 中包含 2 用户信息, 用户 2 中仅包含

用户 2 的解调信息。未进行均衡前, NOMA-VLC 系统受到噪声及多径效应的影响, 落点会围绕理想值成云状分布, 易产生星座图混淆, 造成误码率较高、可靠性较低。图 6(b) 中 VTRM 均衡后 NOMA-VLC 系统星座图混淆减少, 这是由于虚拟时反均衡能够有效抑制多径效应, 提高系统的可靠性, 星座图更为集中, 星座点收敛, 簇变小、簇间的间隔增大, 团与团的混叠减小, 噪声及干扰对信号的影响减小, 抗干扰能力增强。因此, 论文算法能保证接收信号正确解调, 确保通信的可靠性。

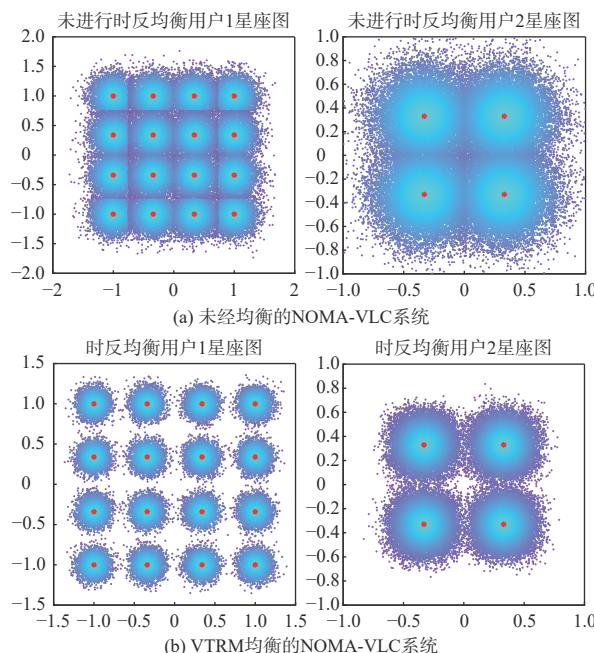


图 6 用户 1 与用户 2 解调后的星座图

Fig. 6 Constellation diagram of user 1 and user 2 after demodulation

在基于误码率 (bit error rate, BER) 的系统通信可靠性定量分析中, 发送 100 帧数据, 每帧包含 32120 bit 数据, 采用蒙特卡洛方法进行误码率计算。

图 7 中, 多径信道为 4 时, 论文所提均衡方法总体 BER 性能优于未加均衡的 NOMA-VLC 系统, 在满足 FEC 误码率阈值 ( $3.8 \times 10^{-3}$ ) 时, 用户 1 性能提升了 4.4 dB, 用户 2 性能提升了 5.7 dB, 两用户平均信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 降低了 5.05 dB。经过时反均衡后的 NOMA-VLC 系统 BER 能降低至  $10^{-5}$  量级, 用户 1 的 SNR 为 8.4 dB, 用户 2 的 SNR 为 9.4 dB。证明了 VTRM 均衡能够降低多径效应带来的影响, 提升系统的可靠性及用户公平性。

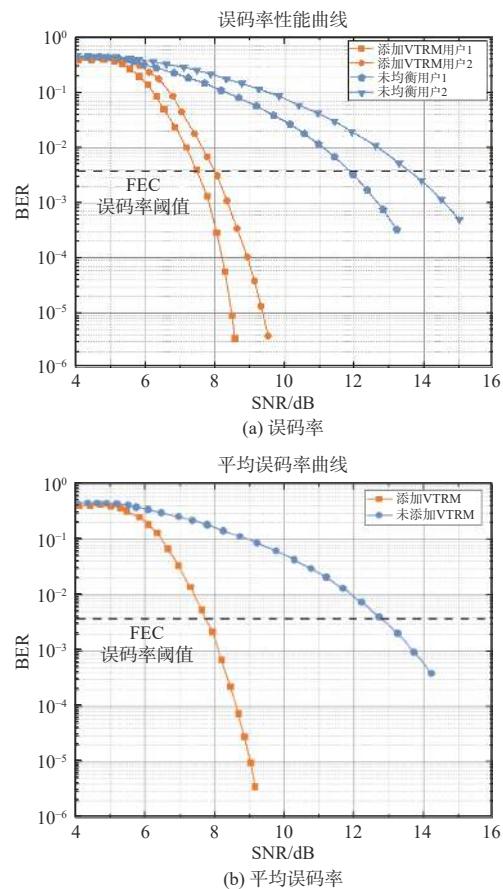


图 7 算法的 BER 性能分析

Fig. 7 BER performance analysis of algorithm

为验证不同信道均衡方法下 NOMA-VLC 系统误码率性能, 分别对最大似然序列估计 (maximum-likelihood sequence estimation, MLSE)、递归最小二乘 (recursive least squares, RLS) 及 VTRM 均衡 3 种信道均衡方法进行仿真实验, 仿真结果如图 8 所示。

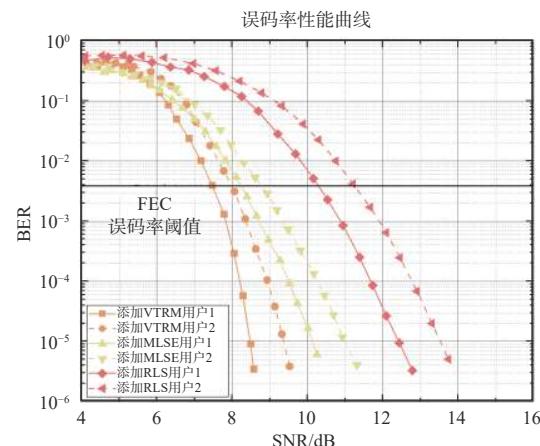


图 8 不同信道均衡方法 BER 性能分析

Fig. 8 BER performance analysis of different channel equalization methods

分析不同 BER 下 3 种信道均衡方法的 SNR 性能, 如表 2 所示。

表 2 不同信道均衡方法下 SNR 性能分析表

Table 2 SNR performance analysis under different channel equalization methods

信道均衡	VTRM方法的SNR		MLSE方法的SNR		RLS方法的SNR	
	BER	用户1/dB	用户2/dB	用户1/dB	用户2/dB	用户1/dB
$3.8 \times 10^{-3}$	7.75	8.1	8.2	8.8	10.3	11.1
$10^{-3}$	7.9	8.3	8.6	9.2	10.9	11.9
$10^{-4}$	8.2	9	9.5	10.2	11.8	12.8
$10^{-5}$	8.3	9.3	10.1	10.5	12.3	13.7

通过分析图 8 和表 2 知, MLSE、RLS 及 VTRM 均衡 3 种信道均衡方式的 BER 均超过 FEC 误码率阈值, 当误比特率为  $10^{-5}$  时, 在 3 种不同信道模型下, 论文算法的可靠性及公平性最好。结果验证了所提均衡方法能够提高 NOMA-VLC 系统性能, 在 BER 低于 FEC 极限的情况下实现了低误码率与高信噪比。

为研究不同多径数对 NOMA-VLC 系统及虚拟时反均衡后的 NOMA-VLC 误比特率的影响, 在多径信道数分别为 3、4、5 时进行仿真验证, 结果如图 9 所示。

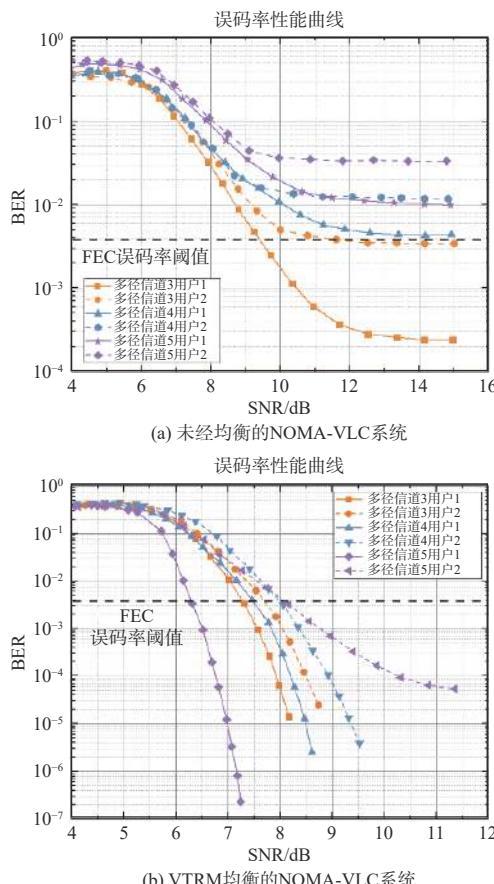


图 9 不同多径信道的 BER 性能

Fig. 9 BER performance of different multipath channels

图 9 中所提均衡方法总体 BER 性能优于未加均衡的 NOMA-VLC 系统, 随着多径信道的增加, 两者的性能差距越来越大。图 9(a) 中 BER 为  $10^{-2}$  时, NOMA 系统用户 1 的 SNR 分别为 8.6 dB、10.1 dB、14.2 dB。图 9(b) 中, 当 BER 为  $10^{-4}$  时, 多径信道数为 3 时, 与 4 相比, 能够提高 0.4 dB 的性能增益。多径信道数为 5 时, 所提均衡方案两用户间公平性较差, 用户 1 能够很好地解调, 用户 2 解调效果较差。因此, 多径信道数越多, VTRM 均衡后的 NOMA-VLC 系统的误比特率越小, 能够提高用户可靠性。当多径信道数超过一定阈值, 信噪比增益降低, 用户间公平性难以保证。

## 4 结论

本文主要研究稀疏多径信道自适应均衡算法, 针对可见光通信中存在的频率利用率低和多径效应问题, 提出利用 VTRM 方法对 NOMA-VLC 系统信道均衡。该方法利用 SAMP 信道估计, 并结合 VTRM 方法对 NOMA-VLC 信道进行均衡。理论分析与实验结果表明:

- 1) 利用 SAMP 算法对 NOMA-VLC 进行信道估计, 通过多次迭代取最优解, 完成冲激响应的重构, 进而实现对可见光信道参数的估计;
- 2) BER 低于 FEC 极限下, 用户 1 性能提升了 4.4 dB, 用户 2 性能提升了 5.7 dB, 两用户平均 SNR 降低了 5.05 dB, 验证了所提方法能够提高 NOMA-VLC 系统的可靠性及用户公平性;
- 3) 随着多径信道数量的增加, VTRM 信道聚焦增益越大, 论文算法对误码率性能及用户的公平性改善更加明显, 但当多径信道超过一定的阈值时, 用户公平性难以保证。

## 参考文献:

- [1] 张峰, 梁渊博, 赵黎, 等. 基于非正交多址的室内可见光

- 通信系统性能优化方法[J]. 红外与激光工程, 2021, 50(11): 311-317.
- ZHANG Feng, LIANG Yuanbo, ZHAO Li, et al. Performance optimization method of indoor visible light communication system based on non-orthogonal multiple access[J]. Infrared and Laser Engineering, 2021, 50(11): 311-317.
- [2] BARIAH L, MUHAIDAT S, AL-QUTAYRI M, et al. Deep Q-learning-based resource allocation in NOMA visible light communications[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2022, 3: 2284-2297.
- [3] DOGRA T, BHARTI M R. User pairing and power allocation strategies for downlink NOMA-based VLC systems: an overview[J]. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 2022, 149: 154184.
- [4] XU B, MIN T, Yue CP. Design of PAM-8 VLC transceiver system employing neural network-based FFE and post-equalization[J]. *Electronics*, 2022, 11(23): 3908.
- [5] ZHANG L, JIANG R, TANG X, et al. A simplified post equalizer for mitigating the nonlinear distortion in SiPM based OFDM-VLC system[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2021, 14(1): 1-7.
- [6] BADAWI W K, El-HOSSARY M G, Aly MH. Indoor wavelet OFDM VLC-MIMO system: performance evaluation[J]. *Symmetry*, 2021, 13(2): 270-1-19.
- [7] ESMAIEL H, QASEM Z, SUN H, et al. Wireless information and power transfer for underwater acoustic time-reversed NOMA[J]. *IET Communications*, 2020, 14(19): 3394-3403.
- [8] WU M, WU F, YANG K, et al. Virtual time-reversal mirror M-ary spread-spectrum method for underwater acoustic communications[C]. Global Oceans 2020: Singapore-US Gulf Coast. Singapore: IEEE, 2020: 1-5.
- [9] ZUBERI H H, LIU S, SOHAIL M Z, et al. Multi-user underwater acoustic communication using binary phase-coded hyperbolic frequency-modulated signals[J]. *IET Communications*, 2022, 16(12): 1415-1427.
- [10] LIU S, ZUBERI H H, LOU Y, et al. M-ary nonlinear sine chirp spread spectrum for underwater acoustic communication based on virtual time-reversal mirror method[J]. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2021, 2021(1): 1-20.
- [11] 赵黎, 董航航, 张峰. 基于 LWT 的可见光 DCO-OFDM 系统[J]. 光子学报, 2021, 50(5): 129-137.
- ZHAO Li, DONG Hanghang, ZHANG Feng. Visible DCO-OFDM system based on LWT[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2021, 50(5): 129-137.
- [12] LIAN J, GAO Y, WU P, et al. Indoor MIMO VLC systems using optical orthogonal frequency division multiple access[J]. *Optics Communications*, 2021, 485: 126728.
- [13] 贾科军, 郝莉, 白利军, 等. 基于非正交多址接入的室内可见光通信系统[J]. 光学学报, 2017, 37(8): 77-87.
- JIA Kejun, HAO Li, BAI Li Jun, Indoor visible light communication system based on non-orthogonal multiple access[J]. *Acta Optica Sinica*, 2016, 36(7): 57-68.
- [14] 尹艳玲, 乔钢, 刘淞佐. 基于虚拟时间反转镜的水声OFDM 信道均衡[J]. 通信学报, 2015, 36(1): 94-103.
- YIN Yanling, QIAO Gang, LIU Songzuo, et al. Underwater acoustic OFDM channel equalization based on virtual time reversal mirror[J]. *Journal on Communications*, 2015, 36(1): 94-103.
- [15] ZHOU F, LIU B, NIE D, et al. M-ary cyclic shift keying spread spectrum underwater acoustic communications based on virtual time-reversal mirror[J]. *Sensors*, 2019, 19(16): 3577.
- [16] 凌锦炜, 张峰, 沈波, 等. G3-PLC 系统压缩感知信道估计的 LS-SAMP 算法[J]. 电讯技术, 2023, 63(10): 1-8.
- LING Jinwei, ZHANG Feng, SHEN Bo, et al. LS-SAMP algorithm for compressed sensing channel estimation in G3-PLC system[J]. *Telecommunication Engineering*, 2023, 63(10): 1-8.
- [17] CAI Y, CHEN M, DENG A, et al. Experimental demonstration of 16QAM/QPSK OFDM-NOMA VLC with LDPC codes and analog pre-equalization[J]. *Applied Optics*, 2022, 61(19): 5585-5591.