

激光与光电子学进展

基于 CNDM-OFDM 的 PLC 与 VLC 级联通信系统

杨博瑞^{1,2}, 赵黎^{2*}, 芦颖³

¹南京华盾电力信息安全测评有限公司, 江苏 南京 210000;

²西安工业大学电子信息工程学院, 陕西 西安 710003;

³中电太极(集团)有限公司西安研发中心, 陕西 西安 710000

摘要 为了解决可见光通信技术(VLC)中的信息孤岛问题,完善上行链路的通信需求,用电力线通信(PLC)对传统 VLC 进行有效补充,使其在提供电源的同时接入上行骨干网。为了保障信号在 PLC 与 VLC 级联系统两级信道中的有效传输,提出了一种基于正交频分复用(OFDM)的中心节点解调调制(CNDM)模型。针对 PLC 多径衰落和 VLC 的反射特点建立级联系统信道模型,并结合 OFDM 与级联系统的信号特点设计了同时适用于 PLC 与 VLC 中直流偏置光 OFDM 系统的传输方案。为了有效抑制级联信道干扰,设计了多段联合控制信号帧结构。实验结果表明:仿真条件下,级联系统在不同调制策略下均能满足通信需求,且信号质量很好,误码率可达 10^{-4} ;实测条件下,级联系统能实现信号的有效传输,保障信号的可靠收发,整体最小误码率为 0。

关键词 光通信; 可见光通信; 电力线通信; 级联通信; 正交频分复用; 信道建模

中图分类号 TN929.1

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP202259.2306002

PLC and VLC Cascade Communication System Based on CNDM-OFDM

Yang Borui^{1,2}, Zhao Li^{2*}, Lu Ying³

¹ Nanjing Huadun Power Information Security Evaluation Co., Ltd., Nanjing 210000, Jiangsu, China;

² College of Information Science and Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710003, Shaanxi, China;

³ China Electronics Technology Group Tai Chi Xi'an R&D Center, Xi'an 710000, Shaanxi, China

Abstract To address the issue of information islands in the visible light communication technology (VLC) and improve the communication requirements of the uplink, power line communication (PLC) is used as an effective supplement for the traditional VLC and enables connection to the uplink backbone network while supplying power. To assure the efficient transmission of signals in the two-level channel of the PLC and VLC technology cascade system, central node demodulation and modulation (CNDM) model based on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is proposed in this paper. According to the multipath fading of PLC and the reflection properties of VLC, the channel model of the cascaded system is developed. Combined with the signal characteristics of OFDM and the cascaded system, the transmission strategy of a direct current biased optical OFDM system appropriate for both PLC and VLC is devised. To suppress the cascaded channel interference effectively, a multisegment joint control signal frame structure is designed. The experimental results show that under the simulation conditions, the cascade system may satisfy the communication requirements using various modulation schemes with acceptable signal quality, and the low bit error rate can reach 10^{-4} . Under the real-world measurement conditions, the cascade system can successfully transmit and receive signals reliably, with an overall minimal bit error rate of 0.

Key words optical communications; visible light communication; power line communication; cascade communication; orthogonal frequency division multiplexing; channel modeling

收稿日期: 2021-11-01; 修回日期: 2021-11-10; 录用日期: 2021-11-16

基金项目: 国家自然科学基金(61271362)、陕西省科技厅一般项目-工业领域(2020GY-054)、西安市科技计划(2020KJRC0040)

通信作者: *1678458207@qq.com

1 引言

可见光通信(VLC)技术作为无线领域从电磁传输走向光传输的切入点,具有无需新的专用网络和无电磁污染的优点,已成为新型通信技术的研发趋势。室内VLC系统具有广播下行的天然优势,但非透明物体会阻断可见光的传播,且使用可见光进行上行链路通信时会对人们造成一定的视觉干扰,对于双向数据传输的应用存在一定局限性。从通信系统层面来讲,孤立的可见光通信系统在信息层面不共享、应用层面脱节,导致其不能与外界保持关联互助。因此,需要引入一种广泛存在的主干网络与VLC系统进行对接,既能承担上行链路的作用又能解决信息孤岛问题。

上行链路一直是制约VLC发展的因素之一,目前国内外研究人员均围绕如何实现VLC的全双工通信展开研究,提出了采用射频、激光和可见光等技术。刘焕淋等^[1]提出的射频上行链路在产生电磁干扰的同时减弱了通信安全,无法将其推广到大多数场景中。Kashef等^[2]将激光传输用作上行链路时,对收发装置的空间位置需求较高且发射功率必须遵循相应的安全标准,限制了上行链路的覆盖范围和通信质量。Dambul等^[3]提出的波分双工可见光上行链路容易产生视觉干扰,极大约束了其使用场景。一般来说,上行链路对数据传输速率的需求相较于下行链路较低,现有的电力线基础设施无疑是实现上行链路数据传输的最佳选择。电力线因其自身特性无法在大范围内广播数据,因此,需要扩展一些调制集成技术。研究发现,正交频分复用(OFDM)技术可以很好地改善载波调制时因通信媒介自身特性引起的多径传播和多噪声干扰。OFDM作为多载波调制最大的优势是选择时域

相互正交的子载波,用面积换速度的策略采用多路并行的数据处理方式,使每个子信道的带宽占比仅是原信道的小部分,同时各个载波之间可以相互重叠以保证在有效的带宽内传输较多的信息,极大抑制了传输过程中的噪声干扰和信道多径衰落。丁举鹏等^[4]提出了将电力线通信(PLC)与VLC集成的想法,这种集成系统也被称为PLC-VLC混合系统。Song等^[5]提出了一种基于PLC和VLC深度集成的新型室内多场景广播系统。Ma等^[6]提出了一种不同于频域、时域和码分复用的集成PLC-VLC系统多业务传输方案。Ma等^[7]提出了一种利用空间光OFDM技术的PLC-VLC混合系统,采用单个激光发光二极管(LED)在有限带宽内实现了数据传输。上述研究主要集中在采用OFDM调制的PLC-VLC融合系统的信道特性和应用场景,均是基于直接重传的概念,信号在两级信道中传输的可靠性并未得到保障。

本文在PLC-VLC级联系统中引入OFDM技术,采用中心节点解调调制(CNDM)方案和多段联合控制信号帧的PLC-VLC集成系统,借鉴路由原理在中心节点处通过CNDM方案实现对经过PLC信道OFDM信号的解调,再对解调信号顺序执行重新调制,使其变为适合在VLC信道传输的OFDM信号。仿真结果表明,该系统能有效解决信号在两级信道直接重传容易出错的问题,实现信号的有效传输和可靠接收。

2 基于CNDM-OFDM的PLC与VLC级联系统信道建模

在环境干扰较小的室内场景中,建立的PLC-VLC级联通信系统如图1所示。在PLC部分,通过

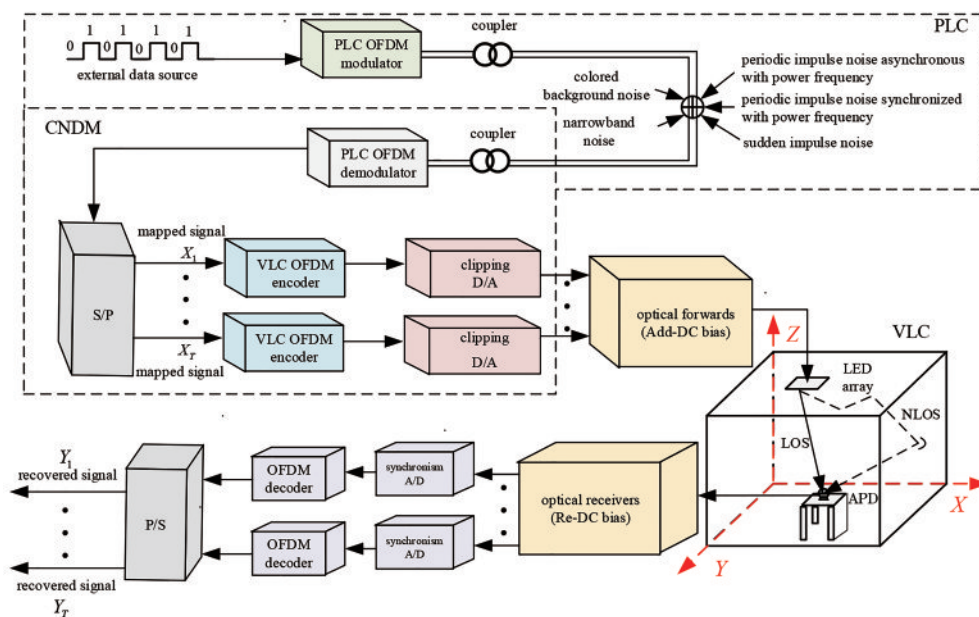


图1 基于CNDM-OFDM的PLC-VLC级联系统结构^[8]

Fig. 1 Structure of the PLC-VLC cascade system based on CNDM-OFDM^[8]

PLC 调制解调器将来自外部数据源的信号转换为适合 PLC 传输的 OFDM 调制方案和频带范围并耦合 (coupler) 到电力线上传输。信号从发射端向接收端传播时会受到各种 PLC 噪声的干扰,且 OFDM 信号在进入 VLC 信道之前被解调。在 CNDM 部分,利用 OFDM 编码器将解调信号经过串并转换(S/P)、OFDM 编码、数模转换(D/A)等操作转换为 OFDM 信号,以便将传输信号重新调制到适合 VLC 系统的模式。在 VLC 部分,对转换后的 OFDM 信号通过 VLC 发射机施加直流偏置(Add-DC bias),确保信号中只包含将被传输到 VLC 信道的正样本,再加载到 LED 的光载波上通过无线光域传输。在接收部分,用光电探测器(APD)将接收到的光脉冲转换为光电流,VLC 接收机移除直流偏置(Re-DC bias),再对译码信号进行并串转换(P/S)、OFDM 解码、模数转换(A/D)等相应逆操作解调,实现 OFDM 调制(解调)信号在 PLC 和 VLC 链路中的传输。

室内 PLC-VLC 系统的几何模型如图 2 所示。其中,发射平面(TX)LED 阵列通过电源线连接,房间尺寸为 $4\text{ m} \times 4\text{ m} \times 3\text{ m}$ 。来自以太网或其他数据源的信号通过 PLC 调制解调器连接到电源线。接收平面(RX)位于地面垂直向上 0.75 m 处,在接收平面上放置光电探测器,光电探测器视场角为 X_{FOV} 。 d 为视距传输(LOS)的反射路径, d_k 、 d_{k-1} 为非视距传输(NLOS)的反射路径。

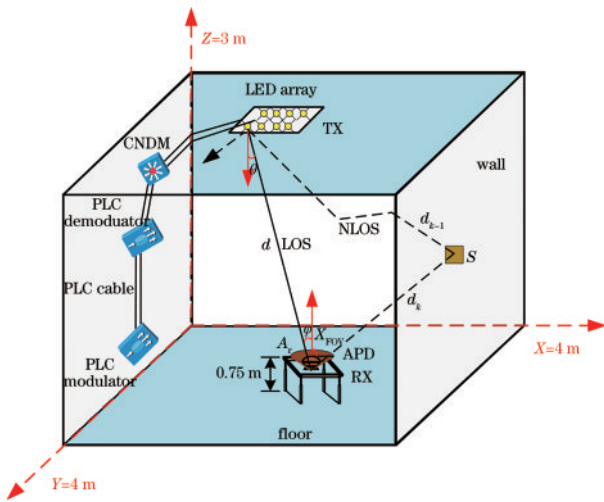


图 2 室内 PLC-VLC 系统的几何模型

Fig. 2 Geometric model of the indoor PLC-VLC system

电力线信道的多支路和阻抗不匹配等因素会导致通信过程中存在多径衰落,使 PLC 链路具有随机性和频率选择性。具有 N 个不同路径的回波信道模型冲激响应^[9]可表示为

$$H_{\text{PCL}}(f) = \sum_{i=1}^N g_i \exp[-d_i \epsilon(f)], \quad (1)$$

式中: i 为路径号; g_i 和 d_i 分别为两个节点的加权拟合

因子和电力线路径长度; $\epsilon(f)$ 为传播常数,是频率 f 的复函数。 $\epsilon(f)$ 的实部 $\gamma(f)$ 和虚部 $\lambda(f)$ ^[10] 可表示为

$$\gamma(f) = -(\alpha_0 + \alpha_1 f^K), \quad (2)$$

$$\lambda(f) = 2\pi f / v_p, \quad (3)$$

式中: α_0 、 α_1 为电力线上的衰减参数; v_p 为电力线媒介上信号的传输速度; K 为衰减因子指数。将式(2)和式(3)代入式(1),得到电力线信道的频率响应为

$$H_{\text{PLC}}(f) = \sum_{i=1}^N g_i \exp[-(\alpha_0 + \alpha_1 f^K) d_i] \cdot \exp\left(-j2\pi f \frac{d_i}{v_p}\right). \quad (4)$$

考虑到 LED 的朗伯辐射模式,当辐射角为 θ 时,接收端的辐射强度 $I(\theta)$ ^[11] 可表示为

$$I(\theta) = \frac{m+1}{2\pi} \cdot P_t \cdot \cos^m(\theta), \quad (5)$$

式中: P_t 为 LED 光源的辐射总功率;朗伯系数^[12] $m = -\ln 2 / \ln \cos(\theta_{1/2})$; $\theta_{1/2}$ 为半功率角。

设光电探测器的有效探测面积为 A_r , 可见光的人射角为 φ , 且 $\varphi \in [0, \pi/2]$, 则接收端的等效接收面积可表示为

$$A_{\text{eff}} = A_r \cos(\varphi) \text{rect}(\varphi / X_{\text{FOV}}), \quad (6)$$

式中: $X_{\text{FOV}} \leq \pi/2$ 为光学集中器的视角; $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形函数。接收端的平均功率可表示为

$$P_r = I(\theta) d\Omega = \frac{m+1}{2\pi} \cdot P_t \cdot \cos^m(\theta) \cdot \frac{A_{\text{eff}}}{d^2}, \quad (7)$$

式中, $d\Omega = A_{\text{eff}} / d^2$ 为立体角。对于采用阵列 LED 照明光源的房间, 设 LED 灯珠数量为 n , 对于图 2 中的 LOS 链路, 其频率响应可表示为

$$H_{\text{LOS}}(f) = \sum_{i=1}^N \eta_{\text{LOS},i} \exp(-j2\pi f \Lambda_{\text{LOS}}), \quad (8)$$

式中: Λ_{LOS} 为 LOS 链路上的信号时延; $\eta_{\text{LOS},i}$ 为 VLC 系统 LOS 链路的信道增益^[13], 可表示为

$$\eta_{\text{LOS},i} = \frac{m+1}{2\pi} \cdot \cos^m(\theta) \cdot \frac{A_{\text{eff}}}{d^2}, \quad (9)$$

对应的系统冲击响应 $h_{\text{LOS},i}^{(k)}(t)$ 可表示为

$$h_{\text{LOS},i}^{(k)}(t) = \frac{m+1}{2\pi} \cdot \cos^m(\theta) \cdot \cos(\varphi) \cdot \frac{A_r}{d^2} \cdot \text{rect}\left(\frac{\varphi}{X_{\text{FOV}}}\right) \delta\left(t - \frac{d}{c}\right), \quad (10)$$

式中, c 为光速。对于图 2 中的 NLOS 链路, 其频率响应可表示为

$$H_{\text{NLOS}}(f) = \frac{\eta_{\text{NLOS}}}{1 + jf/f_0} \exp(-j2\pi f \Lambda_{\text{NLOS}}), \quad (11)$$

式中: f_0 为纯漫反射链路的截止频率; Λ_{NLOS} 为 NLOS 链路的信号时延; η_{NLOS} 为 VLC 系统 NLOS 链路的信道增益, 可表示为

$$\eta_{\text{NLOS}} = \frac{A_{\text{eff}} \beta}{A_{\text{room}} (1 - \beta)}, \quad (12)$$

式中: A_{room} 为房间面积; β 为房间的平均反射率。NLOS 链路冲激的响应函数可表示为

$$h_{\text{NLOS}}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} h_{\text{LOS},i}^{(k)}(t), \quad (13)$$

式中, $h_{\text{LOS},i}^{(k)}(t)$ 为经过 k 次反射信号的冲激响应函数, 当 $k=0$ 时, 即为直射信号的冲击响应函数。可见

光信号经过 $k-1$ 次反射后达到反射面 S 处, 对应的冲激响应函数为 $h_{\text{LOS},i}^{(k-1)}(t)$, 该信号经过 k 次反射到达接收端, 相当于系统接收端的位置从 S 处移动 d_k 的距离到达接收端, 得到对应的 $h_{\text{LOS},i}^{(k)}(t)$ 。当 $k \rightarrow \infty$ 时, $h_{\text{LOS},i}^{(k)}(t) \rightarrow 0$, 相应的 VLC 信道频率响应可表示为

$$H_{\text{VLC}}(f) = \sum_{i=1}^N \eta_{\text{LOS},i} \exp(-j2\pi f \Lambda_{\text{LOS}}) + \frac{\eta_{\text{NLOS}}}{1 + jf/f_0} \exp(-j2\pi f \Lambda_{\text{NLOS}}), \quad (14)$$

PLC-VLC 级联系统的信道频率响应函数可表示为

$$H_{\text{PLC-VLC}}(f) = H_{\text{PLC}}(f) H_{\text{VLC}}(f) = \sum_{i=1}^N g_i \exp[-(\alpha_0 + \alpha_1 \cdot t^{-K}) d_n] \exp\left[-j2\pi t^{-1} \cdot \frac{d_i}{v_p}\right] \cdot \left[\sum_{i=1}^N \eta_{\text{LOS},i} \exp(-j2\pi f \Lambda_{\text{LOS}}) + \frac{\eta_{\text{NLOS}}}{1 + jf/f_0} \exp(-j2\pi f \Lambda_{\text{NLOS}}) \right]. \quad (15)$$

3 级联通信系统传输模型及信号帧结构

3.1 级联通信系统传输模型

基于 VLC 技术的特点, 利用 Hermitian 对称矩阵设计基于快速傅里叶变换 (FFT) DCO-OFDM 的 PLC-VLC 级联系统传输模型, 如图 3 所示。

在快速傅里叶逆变换 (IFFT) 前对输入信号 $\mathbf{X} = [X_0, \dots, X_{M-1}]$ 进行 Hermitian 对称^[14], 可表示为

$$X_m = X_{M-m}^*, \quad 0 < m < M/2, \quad (16)$$

式中: 上标*为矩阵的 Hermitian 运算; X_m 为信号 \mathbf{X} 的第 m 个子载波。将式 (16) 中的分量 X_0 和 $X_{M/2}$ 设置为 0^[15], 即 $X_0 = X_{M/2} = 0$, 则 IFFT 输入信号可表示为

$$\mathbf{X}_{\text{mapping}} = [0, \dots, X_{M/2-1}, 0, X_{M/2+1}, \dots, X_1]^T, \quad (17)$$

IFFT 变换后的第 k 个时域的输出 $s(k)$ ^[16] 可表示为

$$s(k) = X_{\text{IFFT}}(\mathbf{X}_{\text{mapping}}) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{X}_{\text{mapping}} \cdot \exp(j2\pi km/M), \quad 0 < k < M-1. \quad (18)$$

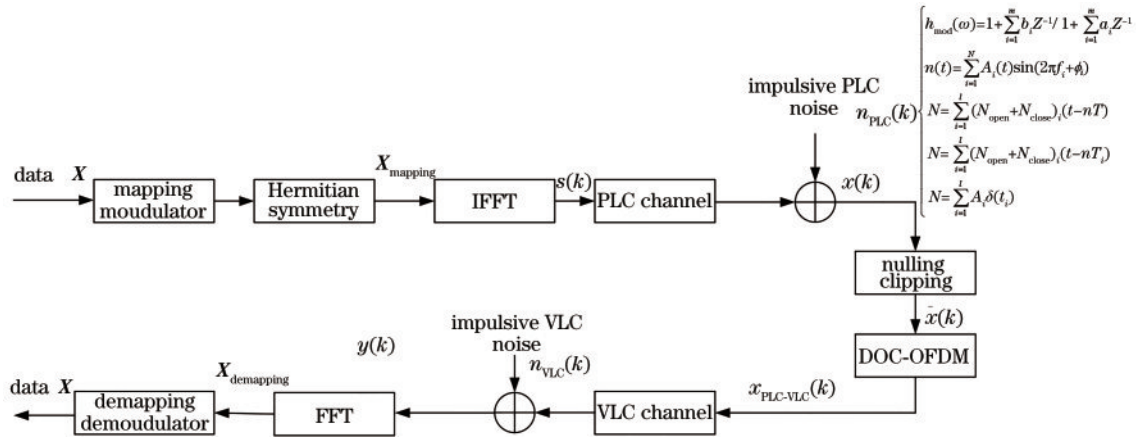


图 3 基于 DCO-OFDM 的 PLC-VLC 级联信号传输模型

Fig. 3 Cascade signal transmission model of PLC-VLC based on DCO-OFDM

实际上, 可将 M 值较大的信号 $s(k)$ 建模为具有零均值和方差的高斯随机噪声电功率, 即 $\delta^2 = E[s^2(k)]$ 。由于 Hermitian 特性的约束, 数据携带的子载波数量为 $M/2$ 。PLC 信道的五种噪声模型 $n_{\text{PLC}}(k)$ 会对传输信号造成干扰, 信号 $s(k)$ 通过 PLC 信道输出信号 $x(k)$, 可表示为

$$x(k) = s(k) + n_{\text{PLC}}(k). \quad (19)$$

为了降低脉冲噪声对 PLC 信道的的影响, 将通过 PLC 信道的 OFDM 信号基于阈值 T_c 进行限幅, 限幅之后的信号^[17]可表示为

$$\tilde{x}(k) = \begin{cases} x(k), & x(k) \leq T_c \\ T_c, & x(k) > T_c \end{cases}. \quad (20)$$

由于 OFDM 信号具有非常高的峰均功率比, 被添加到信号 $\tilde{x}(k)$ 中的直流偏置需保证不小于信号 $\tilde{x}(k)$ 的最大负幅度, 才能确保信号的非负性。为了避免过度使用直流偏置导致信号失真, 设计与电功率平方根 $\sqrt{\delta^2}$ 成正比的直流偏置 B_{DC} , 可表示为

$$B_{\text{DC}} = \mu \delta, \quad (21)$$

式中: μ 为一个限幅因子常数; δ^2 为 $s(k)$ 的方差。以 dB

为单位的直流偏置电压 $X_{DC} = 10 \log_{10}(\mu^2 + 1)$ 调整后的信号 $x_{B_{DC}}(k)$ 可表示为

$$x_{B_{DC}}(k) = \tilde{x}(k) + B_{DC} \quad (22)$$

由于光功率 P_1 和 OFDM 信号的电功率 δ^2 成正比, 限幅因子 μ 与电域和光域的信噪比关系可表示为

$$\frac{P_1}{N_0} = \frac{\mu^2}{1 + \mu^2} \cdot \frac{\delta^2}{N_0} \quad (23)$$

式中, N_0 为光信道的双边功率谱密度。添加 B_{DC} 之后, 任何剩余的负峰值将被削减为 0, 以确保只有正信号出现在光发射机输入端。假设削减噪声为 $n_c(B_{DC})$, 则基于直流偏置光正交频分复用无线光通信 (DCO-

OFDM) 的 PLC-VLC 级联系统的信号可表示为

$$x_{PLC-VLC}(k) = \tilde{x}(k) + B_{DC} + n_c(B_{DC}) \quad (24)$$

3.2 级联通信系统的信号帧结构

在一定带宽的 PLC-VLC 级联系统中, 电力线信道束缚于随机时变特性和频率衰减特性, 可见光信道可以被描述为具有多径特性的信道, 级联后的系统信道环境尤为恶劣。因此, 设计了一种多段联合控制信号帧结构, 将一个 OFDM 数据帧格式分为前导、信号、数据三部分, 如图 4 所示。其中: $t_1 \sim t_{10}$ 为 10 个重复的短符号; T_1 和 T_2 为 2 个重复的长符号; 长、短序列之间键入定长的保护间隔 (GI) 以保证序列间不混叠; 虚线边界为由 IFFT 周期性导致的循环。

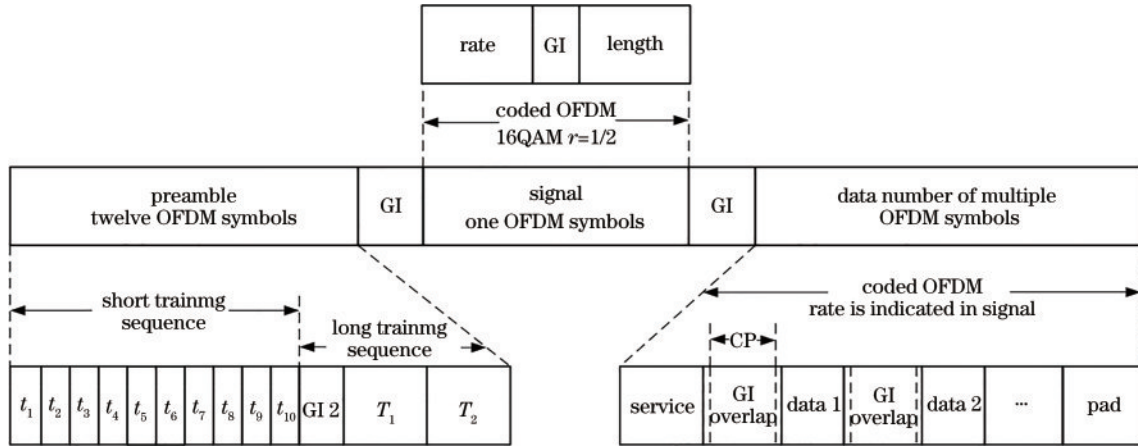


图 4 多段联合控制信号的帧结构

Fig. 4 Frame structure of multi-segment joint control signal

多段联合控制帧结构中, 发送的基带信号由多个 OFDM 符号一起构成, 可表示为

$$r_{\text{Packet}}(t) = r_{\text{Preamble}}(t) + r_{\text{Signal}}(t - t_{\text{Signal}}) + r_{\text{Data}}(t - t_{\text{Data}}) \quad (25)$$

式中: 子帧 $r_{\text{Preamble}}(t)$ 为前导码; 子帧 $r_{\text{Signal}}(t - t_{\text{Signal}})$ 为信号段; 子帧 $r_{\text{Data}}(t - t_{\text{Data}})$ 为数据段。信号的全部子帧可由系数为 C_k 的傅里叶逆变换构成, 可表示为

$$r_{\text{Subframe}}(t) = \omega_{\text{Tsubframe}}(t) \cdot \sum_{k=N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} C_k \exp[j2\pi k \Delta_F (t - T_{\text{Guard}})] \quad (26)$$

式中: $\omega_{\text{Tsubframe}}(t)$ 为时域窗函数; C_k 为训练符号, k 为训练符号序号; Δ_F 为子载波频率间隔; t 为当前 OFDM 符号经历的时间; N_{ST} 为 OFDM 符号的子载波数总数; T_{Guard} 包含用于长训练序列的 T_{GI2} 和用于数据 OFDM 符号的 T_{GI} 。图 5 为 OFDM 的训练结构。

OFDM 的短训练符号通过 12 个由 S 序列组成的元素调制的子载波组成, 可表示为

$$r_{\text{Short}}(t) = \omega_{\text{TShort}}(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} S_k \exp(j2\pi k \Delta_F t) \quad (27)$$

式中: ω_{TShort} 为短训练序列的窗函数; S_k 为短训练符号子载波调制序列。OFDM 的长训练符号通过 53 个由 L 序列组成的元素调制的子载波组成, 可表示为

$$r_{\text{Long}}(t) = \omega_{\text{TLong}}(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} L_k \cdot \exp[j2\pi k \Delta_F (t - T_{\text{GI2}})] \quad (28)$$

式中: ω_{TLong} 为长训练序列的窗函数; L_k 为长训练符号子载波调制序列; T_{GI2} 为训练符号的 GI 持续时间。短循环与长循环连接构成的前导码可表示为

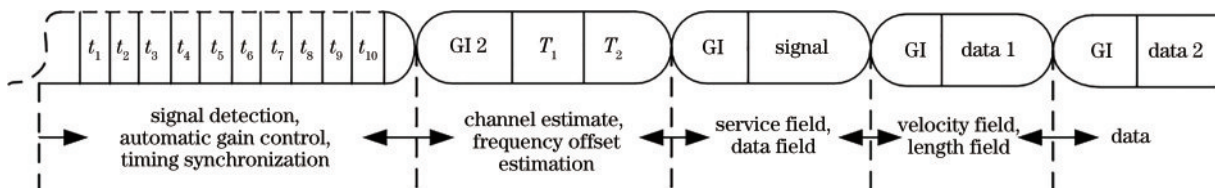


图 5 OFDM 的训练结构

Fig. 5 Training structure of the OFDM

$$r_{\text{Preamble}}(t) = r_{\text{Short}}(t) + r_{\text{Long}}(t - t_{\text{Short}}). \quad (29)$$

信号部分由一个 OFDM 符号承载 OFDM 传输的配置信息,采用 1/2 编码效率的 16QAM 映射方式调制成一个单独的 OFDM 符号,在 rate 和 length 之间设置一定长度的 GI。其中:rate 部分表示数据段的传输策略;length 部分表示负荷的数据长度。

数据部分表示要传输的实际数据,由多个 data 字

$$r_{\text{Data},n}(t) = w_{\text{TSYM}}(t) \left\{ \sum_{k=0}^{N_{\text{SD}}-1} s(k,n) \cdot \exp[j2\pi M(k)\Delta_F(t - T_{\text{GI}})] + p_{n+1} \cdot \sum_{k=-N_{\text{ST}}/2}^{N_{\text{ST}}/2} p_k \cdot \exp[j2\pi k\Delta_F(t - T_{\text{GI}})] \right\}, \quad (31)$$

式中: $w_{\text{TSYM}}(t)$ 为 OFDM 符号的窗函数; N_{SD} 为数据子载波数; M_k 为子载波编号对应频率偏移序号的映射函数; T_{GI} 为 GI 的持续时间; p_{n+1} 为导频子载波的极性序列; p_k 为第 n 个 OFDM 符号的第 k 个导频子载波序列。 N_{SYM} 个 OFDM 符号合并后可表示为

$$r_{\text{Data}}(t) = \sum_{n=0}^{N_{\text{SYM}}-1} r_{\text{Data},n}(t - nT_{\text{SYM}}), \quad (32)$$

式中: N_{SYM} 为 OFDM 符号的数目; T_{SYM} 为 OFDM 的符号间隔。

多段联合控制信号帧参数设置参考 802.11a 物理层 OFDM 的国家标准,具体参数如表 1 所示。

表 1 多段联合控制信号的帧参数

Table 1 Frame parameters of multi-segment joint control signals

Parameter	Value
Data subcarrier N_{SD}	48
Pilot subcarrier N_{SP}	4
Total number of subcarriers N_{ST}	52=48+4
Channel bandwidth /MHz	20
Subcarrier interval Δ_F /MHz	0.315
IFFT/FFT period T_{FFT} / μs	3.2=1/ Δ_F
GI duration T_{GI} / μs	0.8= $T_{\text{FFT}}/4$
Training sequence GI duration T_{GI2} / μs	1.6= $T_{\text{FFT}}/2$
Preamble duration T_{Preamble} / μs	16= $T_{\text{Short}} + T_{\text{Long}}$
Mark space T_{SYM} / μs	1.6= $T_{\text{FFT}} + T_{\text{GI}}$
Short training sequence duration T_{Short} / μs	8=10 $T_{\text{FFT}}/4$
Long training sequence duration T_{Long} / μs	8= $T_{\text{GI2}} + 2T_{\text{FFT}}$
Symbolic number of OFDM N_{SYM}	64

4 实验结果与仿真分析

4.1 级联信道特性仿真实验

为分析级联系统的信道特性,以室内房间为模型,根据图 2 中的室内几何模型对电力线信道和可见光信道进行仿真验证。其中,电力线仿真设置的参数如表 2 所示,仿真结果如图 6 所示。可以发现,电力线信道具有时域周期性和频域选择性,且干扰很大。一般

段构成并通过多个 OFDM 符号承载。复数流以 N_{SD} 为单位分组,第 n 个 OFDM 符号第 k 个子载波对应的复数 $s(k,n)$ 可表示为

$$s(k,n) = s(k + N_{\text{SD}} \times n), k = 0, \dots, N_{\text{SD}} - 1, \\ n = 0, \dots, N_{\text{SYM}} - 1, \quad (30)$$

单个 OFDM 符号 $r_{\text{Data},n}(t)$ 可表示为

表 2 PLC 信道多径衰减的仿真参数(6 路径)

Table 2 Simulation parameters of PLC channel multipath attenuation (6-path)

k	α_0	α_1	i	g_i	d_i /m
			1	0.540	200.0
			2	0.275	221.0
1	-2.1×10^{-3}	8.11×10^{-10}	3	-0.150	242.0
			4	0.080	259.0
			5	-0.030	266.0
			6	-0.020	530.0

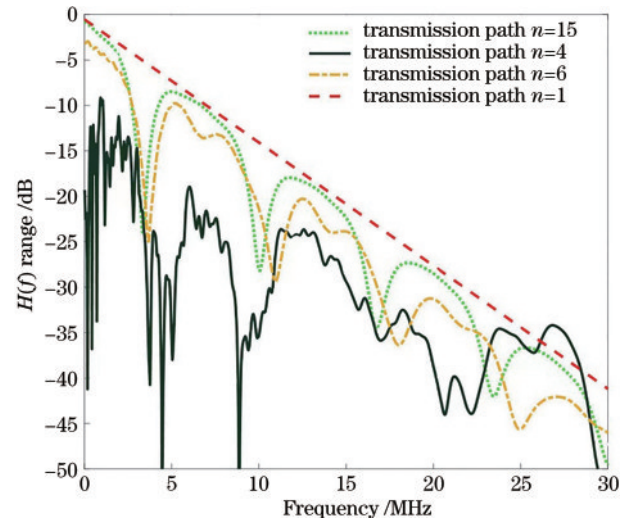


图 6 PLC 信道的频率响应特性

Fig. 6 Frequency response characteristics of PLC channel

来说,总线型的室内电力线网络选用 4 条或 6 条路径的路由传输,选择合适的信号调制方案可以有效抑制信号衰落,保障信号的可靠传输。

可见光信道的仿真参数如表 3 所示,仿真结果如图 7 所示。可以发现,可见光信道的视距链路和非视距链路均受到多径效应和频率选择性影响。一般来说,室内场景下选择 LOS 链路传输信号就能获得很好的传输效果。

基于表 2 和表 3 设置的参数,仿真得到级联 6 路径 PLC 和 LOS 链路 VLC 系统的信道特性如图 8 所示。可

表 3 VLC 信道的增益仿真参数

Table 3 Gain simulation parameters of VLC channel

Parameter	Value
Room size / (m × m × m)	4 × 4 × 3
NLOS cutoff frequency / MHz	8.5
Detector physical area of PD / m ²	5 × 10 ⁻⁶
Distance between LED and PD / m	2.25
FOV of a receiver PD / (°)	60
Radiation angle of emitter LED / (°)	70
Average reflectivity of the wall	0.8
LOS channel gain / dBm	5.3 × 10 ⁻⁴
NLOS channel gain / dBm	1.3 × 10 ⁻⁴

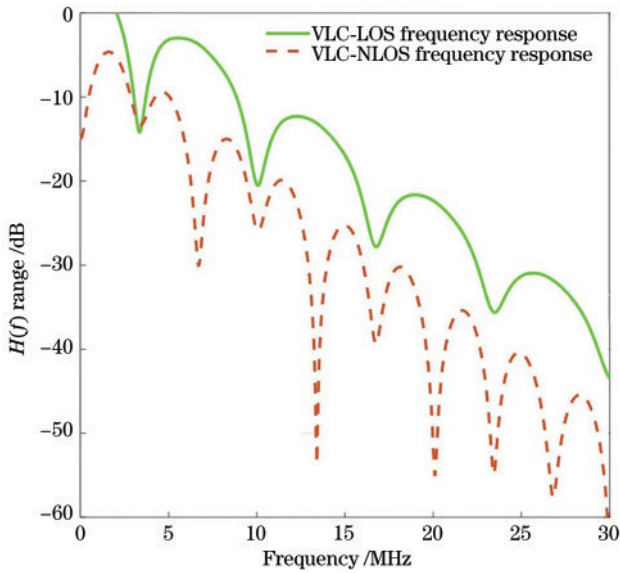


图 7 VLC 信道的频率响应特性

Fig. 7 Frequency response characteristics of VLC channel

可以发现,级联系统的信道呈现出了比较明显的时域周

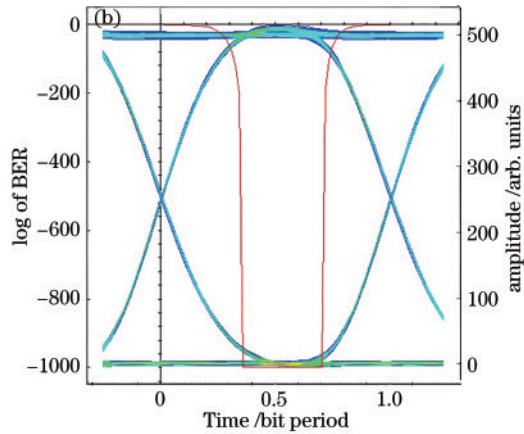
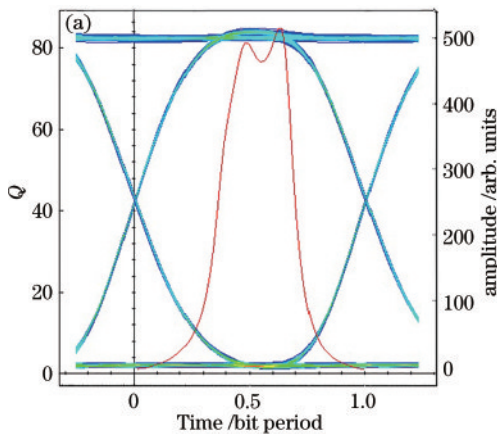


图 9 级联系统的综合特征评估。(a)眼图及 Q 因子;(b)眼图及最小 BER

Fig. 9 Evaluation of integrated characteristics of cascade systems. (a) Eye diagram and Q factor; (b) eye diagram and minimum BER

为了验证图 4 中设计的信号在 PLC-VLC 级联系统中的可靠性。在不同映射方式 DCO-OFDM 中选用 FFT 仿真了不同前端调制下系统的 BER 性能,仿真参数如表 4 所示,测试结果如图 10 所示。可以发

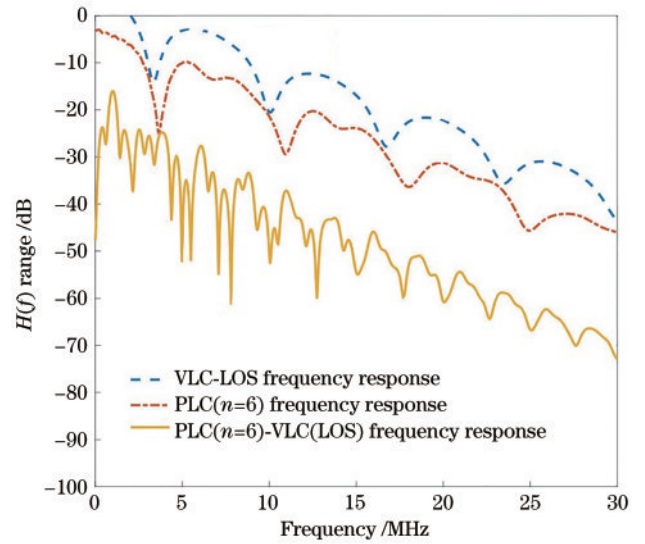


图 8 PLC-VLC 级联信道的频率响应特性

Fig. 8 Frequency response characteristics of PLC-VLC cascade channel

期性和频域选择性。因此,选择 OFDM 调制方式设计合理的多段联合控制信号帧结构,以缓解多径衰落和选择性衰落的不利影响,保障信号的可靠传输。

4.2 级联通信系统的可靠性仿真实验

为了体现级联系统信号的综合特征,评估系统的优劣程度,对接收信号的眼图、眼图的品质因数(Q 因子)及误码率(BER)进行仿真分析,结果如图 9 所示。可以发现:接收信号眼图跳变沿交叉点的上下区域比例基本对称,眼睛张开程度大且未出现损坏和模糊,表明码间串扰很小;“0”电平与“1”电平相对平坦,眼图交叉比约为 50%,且两上缘与下缘交汇部分为一个点,表明时域抖动部分很小,靠近眼图眼睛张开最大处,Q 因子为 84.96,最小误码率为 0,表明信号质量很好。

现:在 DCO-OFDM 系统中,二进制相移键控(BPSK)调制策略下,信噪比(SNR)为 11 dB 时,FFT-DCO-OFDM 系统的 BER 可达 10⁻⁴;在正交相移键控(QPSK)调制下,系统的 SNR 约为 12 dB 时,BER 达

表 4 级联系统分级仿真环境的参数

Table 4 Parameters for the hierarchical simulation environment of the cascaded system

Parameter	Value
PLC-VLC system mapping mode	QPSK/BPSK/16QAM
PLC-VLC system modulation	FFT-OFDM
IFFT/FFT size	64
Number of effective subcarriers	52
Number of cyclic prefixes	16
DC bias coefficient /dB	4
Clipping factor /dB	3

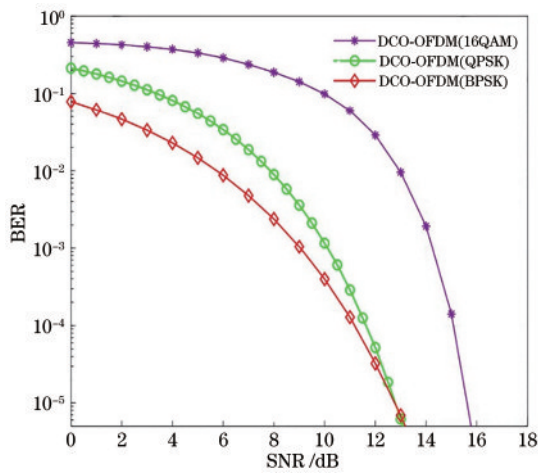


图 10 不同调制方式的 OFDM 性能

Fig. 10 OFDM performance of different modulation methods to 10^{-4} ; 在正交幅度调制 (16QAM) 的映射方式下, 系统 SNR 为 15 dB 时, BER 小于 10^{-4} 。这些系统均能满足通信需求。

4.3 级联系统的实物测试

为了方便调节光发射端和接收端的相对距离且保证其处于同一水平面, 将其放置在光具座的可调导轨上搭建通信平台, 可见光收发端的间距为 20 cm, 用 5 m

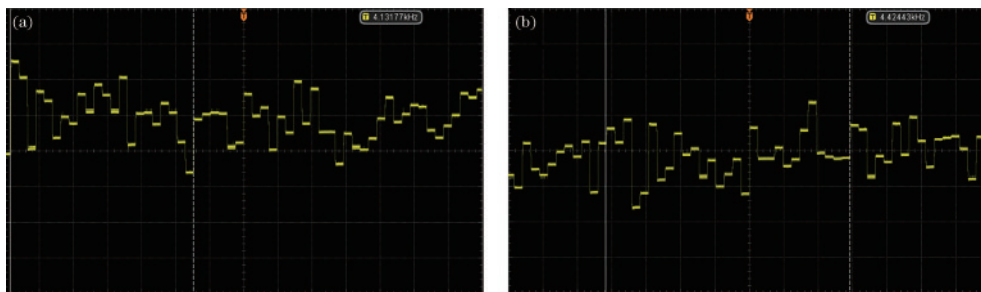


图 12 级联系统离线调制和接收的波形。(a) 发送端离线调制得到的波形; (b) 级联系统接收的波形

Fig. 12 Waveforms of off-line modulation and reception of cascaded systems. (a) Waveform obtained by off-line modulation at the transmitter; (b) waveform received by the cascaded system

在离线传输模式下, 发射端选择 16QAM 方案, 发送与接收的星座图如图 13 所示。其中, 中心圆圈是发送端的星座图, 较大且不规则的圆形区域是经过信道

长的单条电力线作为上行链路, 具体器件参数如表 5 所示, 实验平台如图 11 所示。

表 5 级联系统的参数

Table 5 Parameters of the cascade system

Parameter	Value
LED luminous power /W	1
LED bandwidth /MHz	<5
APD effective photosensitive area $\varphi / \mu\text{m}$	500
APD spectral response range /nm	400-1100
Plano convex lens /mm	80
Blue filter /mm	80
Power line length /m	5
Transceiver distance /cm	20

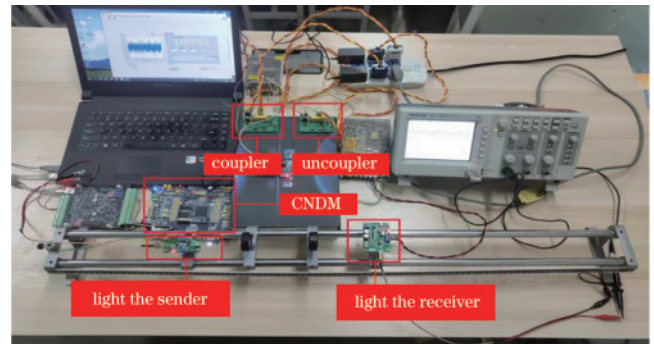


图 11 DCO-OFDM 级联通信的实验平台

Fig. 11 Experimental platform of the DCO-OFDM cascade communication

调制端将离线处理程序结合任意波形发生器生成的 OFDM 信号数字转模拟 (DA) 输出直接接入示波器中得到 OFDM 波形, 如图 12(a) 所示, 将光接收模块输出信号接入示波器中得到经过光信道传输的 OFDM 波形, 如图 12(b) 所示。对比发现, OFDM 波形趋势大致统一且无明显失真, 这表明基于 OFDM 的级联通信系统可实现 OFDM 信号的收发。

后接收端的星座图。可以发现, 接收端 16QAM 星座图的调制误差率 (MER) 为 24.5 dB, 可保证 99.96% 的信号被正确解调。

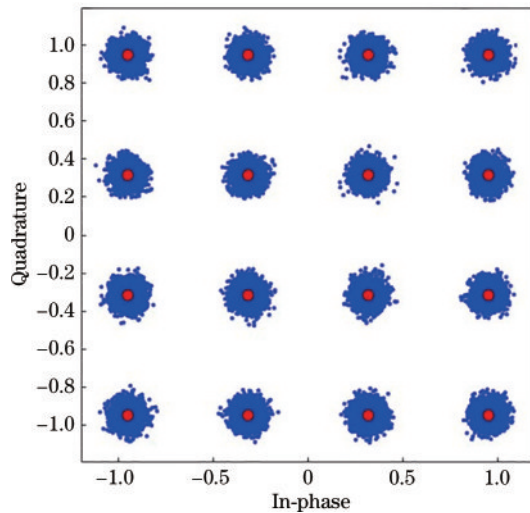


图 13 级联系统接收信号的星座图

Fig. 13 Constellation diagram of the received signal of the cascaded system

5 结 论

为了提高系统的稳定性,将 OFDM 技术应用于 PLC-VLC 级联系统中,提出了一种基于 CNDM 模型的 PLC-VLC 级联系统,并结合多段联合控制信号帧实现了信号在室内环境下稳定高效的传输。通过搭建室内 PLC-VLC 级联通信系统架构,分析了不同传输介质的信道特性,并从仿真层面对其进行验证。根据一般场景下的电力线拓扑形态和光源布局模式,选择 6 路径的 PLC 传输路径、LOS 模式下的 VLC 传输链路以及 DCO-OFDM 信号传输方式,然后仿真了不同调制策略下 DCO-FFT-OFDM 算法的系统性能和数据帧误码率。结果表明,DCO-OFDM 调制方案配合多段联合控制帧结构,能实现信号在级联系统的可靠传输。对比示波器调制发送端、接收端波形和星座图可以发现,OFDM 波形前后无明显失真,且采用 16QAM 时系统的 MER 为 24.5 dB,可保证 99.96% 的信号被正确解调。这表明所设计的 PLC-VLC 级联通信系统具有准确的信号传输性能,且系统的误码率性能良好。

参 考 文 献

- [1] 刘焕淋, 吴兰, 陈勇, 等. 基于 QoS 决策的异构 VLC/WiFi 网络联合收发端需求的接入点选择[J]. 中国激光, 2019, 46(8): 0806002.
Liu H L, Wu L, Chen Y, et al. QoS-based decision-making access-point selection under joint demands of transmitting and receiving in heterogeneous VLC/WiFi networks[J]. Chinese Journal of Lasers, 2019, 46(8): 0806002.
- [2] Kashef M, Abdallah M, Al-Dhahir N. Transmit power optimization for a hybrid PLC/VLC/RF communication system[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2018, 2(1): 234-245.
- [3] Dambul K D, O'Brien D C, Faulkner G. Indoor optical wireless MIMO system with an imaging receiver[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(2): 97-99.
- [4] 丁举鹏, 易芝玲, 王劲涛, 等. 面向智能电力的无线光技术研究及进展[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(21): 210003.
Ding J P, Yi Z L, Wang J T, et al. Research and development of wireless optical technology for smart power[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(21): 210003.
- [5] Song J, Ding W B, Yang F, et al. An indoor broadband broadcasting system based on PLC and VLC[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2015, 61(2): 299-308.
- [6] Ma X, Gao J N, Yang F, et al. Integrated power line and visible light communication system compatible with multi-service transmission[J]. IET Communications, 2017, 11(1): 104-111.
- [7] Ma H, Lampe L, Hranilovic S. Hybrid visible light and power line communication for indoor multiuser downlink[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2017, 9(8): 635-647.
- [8] Kumar A, Ghorai S K. BER performance analysis of OFDM-based integrated PLC and MIMO-VLC system[J]. IET Optoelectronics, 2020, 14(5): 242-251.
- [9] Nlom S M, Ndjiongue A R, Ouahada K. Cascaded PLC-VLC channel: an indoor measurements campaign[J]. IEEE Access, 2018, 6: 25230-25239.
- [10] Lima G S, de Conti A. Narrowband PLC channel attenuation due to a multi-grounded neutral[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(2): 639-650.
- [11] Chen Z X, Huang Z T, Ji Y F. Matching theory based user-grouping for indoor non-orthogonal multiple access visible light communication heterogeneous networks[J]. Chinese Optics Letters, 2020, 18(6): 060602.
- [12] 亢令川, 王超, 穆昱, 等. 室内多小区可见光通信系统孔径阵列接收机的优化设计[J]. 光学学报, 2021, 41(11): 1106002.
Kang L C, Wang C, Mu Y, et al. Optimal design of aperture array receivers for indoor multicell visible light communication system[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(11): 1106002.
- [13] 王旭东, 刘莹, 吴楠, 等. 用于 VLC 的混合多维无载波幅度相位-多脉冲位置调制方案[J]. 中国激光, 2020, 47(6): 0606004.
Wang X D, Liu Y, Wu N, et al. Hybrid multi-dimensional CAP-MPPM modulation scheme for VLC systems[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(6): 0606004.
- [14] Jia K J, Hao L. Modeling of multipath channel and performance analysis of MIMO-DCO-OFDM system in visible light communications[J]. Chinese Journal of Electronics, 2019, 28(3): 630-639.
- [15] 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): 0506002.
Zhao L, Dong H H, Zhang F. Visible DCO-OFDM system based on LWT[J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(5): 0506002.

- [16] Xu J X, Jiang M, Chen Y F. OFDM-based visible light communication with rotated polarity modulation aided complex color shift keying[J]. Chinese Optics Letters, 2019, 17(10): 106-111.
- [17] 贾科军, 杨博然, 陆皓, 等. 可见光通信光正交频分复用系统符号分解技术抑制LED非线性失真研究[J]. 中国激光, 2020, 47(4): 0406002.
- Jia K J, Yang B R, Lu H, et al. LED nonlinearity mitigation for visible light communication optical-orthogonal frequency division multiplexing system with symbol decomposing techniques[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(4): 0406002.