

混合双跳 PLC-FSO 通信系统的性能分析

陈生海, 言小琴, 黎赛, 杨亮

(湖南大学信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘 要: 提出了一种混合双跳 PLC-FSO 通信系统。PLC 链路和 FSO 链路通过放大转发中继连接。具体地, 假设 PLC 链路受附加背景噪声和脉冲噪声影响, 其信道衰落服从对数正态分布, 而 FSO 链路受大气湍流影响信道衰落满足 Gamma-Gamma 分布, 并考虑指向误差影响。基于该模型, 分别推导了中断概率、误码率和信道容量的闭式表达式来分析系统的性能。此外, 给出了中断概率和误码率的渐近分析以及信道容量的上限表达式。最后, 利用蒙特卡罗仿真验证了推导结果的准确性, 结果表明系统中断概率随着指向误差参数的增大而减小; PLC 链路脉冲噪声越小, 误码率越低, 系统整体性能越好; 系统容量随着湍流强度的降低而增加。

关键词: 误码率; 中断概率; 信道容量; 电力线通信和自由空间光通信系统

中图分类号: TN92

文献标识码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2021199

Performance analysis of dual-hop PLC-FSO communication system

CHEN Shenghai, YAN Xiaoqin, LI Sai, YANG Liang

College of Computer Science and Electronic Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China

Abstract: A dual-hop power line communication and free-space optical communication (PLC-FSO) system was proposed, where an amplify-and-forward (AF) relay was applied to help the signal transmission between the PLC link and the FSO link. More specifically, it was assumed that the PLC link was affected by both additive background noise and impulsive noise, and the channel fading followed log-normal distribution, while the fading induced by the atmospheric turbulence in the FSO link followed a Gamma-Gamma distribution, and the effect of pointing errors was also considered. Based on this model, closed-form expressions for the outage probability, bit error rate, and the channel capacity were derived. In addition, asymptotic analysis for the outage probability and BER, and upper bound expression for the channel capacity were presented. Finally, the accuracy of the analytical results was justified through Monte-Carlo simulations. The results show that the system outage probability decreases as the pointing error parameter increases and the smaller the PLC link impulse noise, the lower the bit error rate. The system capacity increases as the turbulence intensity decreases.

Keywords: bit error rate, outage probability, channel capacity, power line communication and free-space optical communication system

1 引言

电力线通信可以利用建筑中已有的电力线网络, 不需要部署新的线路, 建设成本较低, 且信号

传输不易受建筑等环境因素影响^[1-2]。根据不同的电压水平, 电力线通信 (PLC, power line communication) 可以通过低压电缆、中压电缆和高压电缆进行通信^[3-4]。与其他通信方式相比, PLC 具有覆盖范

收稿日期: 2021-05-08; 修回日期: 2021-08-03

通信作者: 杨亮, liangy@hnu.edu.cn

基金项目: 湖南省重点研发计划基金资助项目 (No.2022GK2051); 湖南省高新技术产业科技创新引领计划基金资助项目 (No.2022GK4004)

Foundation Items: The Key Research and Development Program of Hunan Province (No.2022GK2051), The high-tech Industry Science and Technology Innovation Leading Program Project of Hunan Province (No.2022GK4004)

围广、连接方便等特点,且不需要重新布线,可解决小区内智能电表、照明系统和视频监控的“最后一公里”通信问题。文献[5]提出了一种室内窄带 PLC 网络模型,并通过实验仿真给出了合适的电缆和电器类型。文献[6]提出了一种基于 PLC 和可见光通信(VLC, visible light communication)混合的新型室内宽带广播系统。文献[7]研究了室内多输入多输出(MIMO, multiple-input multiple-output) PLC 信道中的空间相关性。此外,PLC 已成为智能电网(SG, smart grid)中双向通信主要技术之一^[8]。

近年来,自由空间光(FSO, free space optical)通信作为一种安全和高传输速率的通信技术受到了通信行业广泛关注,FSO 通信具有非授权频谱、安装便捷、功耗低以及与射频(RF, radio frequency)通信兼容的优点^[9-10]。目前,针对 FSO 混合系统学者开展了系列研究,文献[11-15]研究了混合 FSO-RF 通信系统的性能。文献[16]提出了混合 RF-FSO 通信系统,并对推导出的中断概率进行了仿真验证。文献[17]研究了混合 RF-FSO 通信系统误码率(BER, bit error rate)和中断概率性能。文献[18]研究了混合 RF-FSO 通信系统在深空通信中的应用。文献[19]研究了基于毫米波的 RF-FSO 链路组成的多跳和网状网络系统的性能。文献[20-21]研究了混合 RF-FSO-RF 通信系统的性能。

在智慧城市中,成千上万的智能电表、视频监控及照明系统接入网络中,尽管单条 PLC 链路是低速率传输,但是众多低速率的 PLC 链路汇聚后再同时传输,对传输速率提出了要求。此外,由于 PLC 信道衰落较大,为了增加 PLC 链路覆盖距离,最有效的方法就是采用中继方案,已有文献提出各种 PLC 中继方案,如 PLC-RF、PLC-VLC 等^[22-24]。基于此,本文提出一种新的异构方案,即采用一条 FSO 链路来实现对低速率 PLC 链路的汇聚,从而起到连接 PLC 链路用户和远处核心网的作用。本文异构方案具有如下优点。1) 在建筑物楼顶搭建 FSO 收发装置,而不需要在地面铺设光纤来实现大容量传输需求,从而节省大量时间、经济等资源;2) 采用异构组网方案,即每条链路工作在不同的频段,从而克服了信号干扰问题。

另外,文献[25-27]考虑了基于三相电的电力线通信系统,即 MIMO PLC,但此类文献侧重于系统方案设计,主要通过仿真实验来探讨方案的优缺点,而不是给出性能分析来研究其特性,如从中断概率、误码率或系统容量等常用通信系统性能指标来研究方案

特性。基于此,本文从性能分析的角度来探讨所提方案。本文注意到文献[28]也考虑了类似系统,但是其只给出解码转发(DF, decode-and-forward)协议下的系统性能分析。目前尚未有文献给出放大转发(AF, amplify-and-forward)协议下的 PLC-FSO 通信系统性能分析。因此,本文提出一种 AF 协议下 PLC-FSO 异构方案,为了分析方便,只考虑图 1 中单发射器接入电力线网络的情况并研究其系统性能,重点运用数学统计的方法对该系统性能进行全面分析。

本文的主要研究工作如下。

1) 提出并分析了一种混合 PLC-FSO 通信系统,FSO 链路通过放大转发中继连接到 PLC 链路。PLC 链路受附加背景噪声和脉冲噪声影响,信道衰落建模为对数正态(log-normal)分布,而 FSO 信道衰落服从 Gamma-Gamma 分布,并考虑指向误差影响。

2) 推导了系统端到端信噪比(SNR, signal-to-noise)的概率密度函数(PDF, probability density function)和累积分布函数(CDF, cumulative distribution function)的闭式表达式。同时,推导出中断概率、平均误码率和信道容量相应的表达式。

3) 通过蒙特卡罗仿真验证了关键参数对系统整体性能的影响,并进行分析。

2 系统与信道模型

本文研究了一个混合双跳 PLC-FSO 通信系统,主要由 3 个部分组成:发射端、带有 FSO 发送器的中继和具有 FSO 探测器的接收端,系统模型如图 1 所示。发射端在 T_1 时隙通过 PLC 链路将数据发送至中继 R, R 处的光电探测器将接收到的数据转换为光信号,光信号在 T_2 时隙通过 FSO 链路传输到接收端。

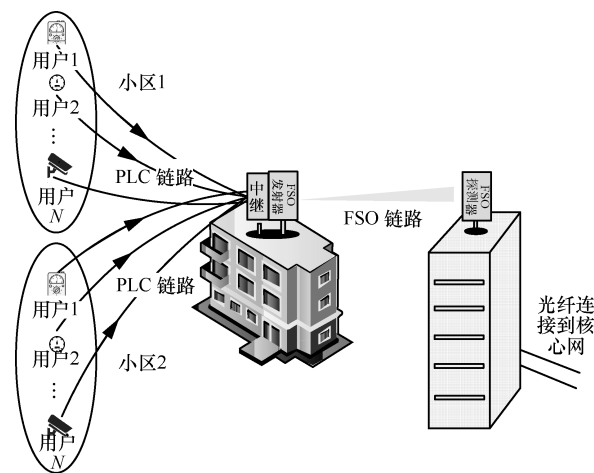


图 1 混合双跳 PLC-FSO 通信系统模型

2.1 PLC 链路

数据 x 经过二进制调制后在 T_1 时隙通过电力线传送至中继 R。因此, R 处接收到的信号为^[24]

$$y_{\text{SR}} = \sqrt{P_{\text{S}}} h_{\text{SR}} x + n_{\text{SR}} \quad (1)$$

其中, P_{S} 是发送端的功率, h_{SR} 是信道衰落系数, n_{SR} 是 PLC 信道的附加噪声。使用对数正态分布对 h_{SR} 进行建模, 其 PDF 表示为^[24]

$$f_{h_{\text{SR}}}(h_{\text{SR}}) = \frac{1}{h_{\text{SR}} \sqrt{2\pi\sigma_{\text{SR}}^2}} \exp\left(-\frac{(\ln(h_{\text{SR}}) - \mu_{\text{SR}})^2}{2\sigma_{\text{SR}}^2}\right) \quad (2)$$

其中, σ_{SR}^2 和 μ_{SR} 分别表示 $\ln(h_{\text{SR}})$ 的方差和均值。由于 PLC 链路中连接电缆的低功率组件和电气设备的随机瞬态切换, 除了背景噪声对系统的影响外, 还需考虑脉冲噪声的影响。在此情形下, 采用泊松-高斯混合统计对噪声进行建模^[24]。因此, PLC 链路的噪声转化为 $n_{\text{SR}} = n_{\text{b}} + n_{\text{i}} n_{\text{p}}$, 其中, n_{b} 是背景噪声, 建模为均值为零、方差为 σ_{b}^2 的加性白高斯噪声 (AWGN, additive white Gaussian noise); $n_{\text{i}} n_{\text{p}}$ 是脉冲噪声, n_{p} 是每秒中脉冲出现的次数, 服从泊松分布, n_{i} 是均值为零、方差为 σ_{i}^2 的加性白高斯噪声。假设仅考虑噪声 n_{SR} 的实部, 其 PDF 为^[24]

$$f_{n_{\text{SR}}}(n_{\text{SR}}) = \frac{1 - P_{\text{i}}}{\sqrt{2\pi\sigma_{\text{b}}^2}} \exp\left(-\frac{n_{\text{SR}}^2}{2\sigma_{\text{b}}^2}\right) + \frac{P_{\text{i}}}{\sqrt{2\pi\sigma_{\text{b}}^2(1+\eta)}} \exp\left(-\frac{n_{\text{SR}}^2}{2\sigma_{\text{b}}^2(1+\eta)}\right) \quad (3)$$

其中, $P_{\text{i}} = \lambda T_{\text{i}}$ 为脉冲噪声到达的概率, $\eta = \sigma_{\text{i}}^2 / \sigma_{\text{b}}^2$ 为脉冲噪声与背景噪声的功率比。

假设发送节点的功率 P_{S} (单位为 dB), 接收节点的功率为 P_{R} (单位为 dB), 距离衰减因子为 P_{L} (单位为 dB/km)。则中继接收到的功率与距离 d_{i} 的关系可表示为^[29]

$$P_{\text{R}} = P_{\text{S}} - P_{\text{L}} d_{\text{i}} \quad (4)$$

将式(4)中的各功率转换为以 W 为单位, 则有 $P_{\text{dB}} = 10 \lg P_{\text{W}}$, P_{dB} 和 P_{W} 分别为以 dB 和 W 为单位的功率。

由于脉冲噪声并不存在于整个 T_1 时隙内。因此, 当 PLC 链路中只有背景噪声时, PLC 链路的瞬时 SNR 为^[24]

$$\gamma_{\text{SR1}} = \frac{P_{\text{R}} |h_{\text{SR}}|^2}{\sigma_{\text{b}}^2} = \bar{\gamma}_{\text{SR1}} |h_{\text{SR}}|^2 \quad (5)$$

其中, $\bar{\gamma}_{\text{SR1}}$ 表示仅有背景噪声时 PLC 链路的平均信噪比。当脉冲噪声和背景噪声同时出现在 PLC 链路中时, 信噪比为^[24]

$$\gamma_{\text{SR2}} = \frac{P_{\text{R}} |h_{\text{SR}}|^2}{\sigma_{\text{b}}^2(1+\eta)} = \bar{\gamma}_{\text{SR2}} |h_{\text{SR}}|^2 \quad (6)$$

其中, $\bar{\gamma}_{\text{SR2}}$ 表示 PLC 链路同时存在脉冲噪声和背景噪声时的平均信噪比。

结合上述 2 种情况, 可得 PLC 链路信噪比 $\gamma_{\text{SR}} = P_{\text{R}} |h_{\text{SR}}|^2 / N_{0,p}$, 其中 $N_{0,p}$ 为 σ_{b}^2 或 $\sigma_{\text{b}}^2(1+\eta)$ 。由文献[29]可知, 衰落幅度 h_{SR} 服从 log-normal 分布, 则信噪比 γ_{SR} 服从 log-normal 分布, 可表示为

$$f_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma) = (1 - P_{\text{i}}) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\text{u}}^2\gamma}} \exp\left(-\frac{(\ln \gamma - \mu_{\text{u}})^2}{2\sigma_{\text{u}}^2}\right) + P_{\text{i}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\text{v}}^2\gamma}} \exp\left(-\frac{(\ln \gamma - \mu_{\text{v}})^2}{2\sigma_{\text{v}}^2}\right) \quad (7)$$

其中, $\mu_{\text{u}} = 2\mu_{\text{SR}} + \ln P_{\text{R}} / \sigma_{\text{b}}^2$, $\sigma_{\text{u}} = 2\sigma_{\text{SR}}$, $\mu_{\text{v}} = 2\mu_{\text{SR}} + \ln P_{\text{R}} / ((1+\beta)\sigma_{\text{b}}^2)$, $\sigma_{\text{v}} = 2\sigma_{\text{SR}}$ 。

根据文献[24], 瞬时信噪比 γ_{SR} 的 PDF 可表示为

$$f_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma) = (1 - P_{\text{i}}) \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} \frac{\gamma^{m_1-1}}{\Gamma(m_1)} \exp\left(-\frac{m_1}{\Omega_1} \gamma\right) + P_{\text{i}} \left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2} \frac{\gamma^{m_2-1}}{\Gamma(m_2)} \exp\left(-\frac{m_2}{\Omega_2} \gamma\right) \quad (8)$$

其中, $m_1 = m_2 = 1 / (\exp(4\sigma_{\text{SR}}^2) - 1)$ 为 Gamma 分布 PDF 中的阴影程度参数, $\Omega_1 = \bar{\gamma}_{\text{SR1}} \exp(2\mu_{\text{SR}}) \cdot \sqrt{(1+m_1)/m_1}$ 和 $\Omega_2 = \bar{\gamma}_{\text{SR2}} \exp(2\mu_{\text{SR}}) \sqrt{(1+m_2)/m_2}$ 为 Gamma 分布 PDF 中的阴影区域的平均功率, $\Gamma(\cdot)$ 是伽玛函数^[30]。从而, γ_{SR} 的 CDF 可表示为^[24]

$$F_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma) = (1 - P_{\text{i}}) \left[\frac{1}{\Gamma(m_1)} G_{1,2}^{1,1} \left[\frac{m_1}{\Omega_1} \gamma \middle| \frac{1}{m_1}, 0 \right] \right] + P_{\text{i}} \left[\frac{1}{\Gamma(m_2)} G_{1,2}^{1,1} \left[\frac{m_2}{\Omega_2} \gamma \middle| \frac{1}{m_2}, 0 \right] \right] \quad (9)$$

其中, $G_{p,q}^{m,n}[\cdot]$ 是 Meijer-G 函数^[30]。

2.2 FSO 链路

在 T_2 时隙, 中继 R 将接收到的信号通过 FSO 信道传输到目的端。具体信号处理流程如图 2 所示。在中继 R 处将 PLC 电信号转换为光信号, 为了确保发射的光信号在 FSO 信道中不失真, 需要在信源

的主调制模块将直流 (DC, direct current) 偏置 B 与 PLC 交流电信号 x 进行叠加, 保持调制信号的非负性。因此, 在 R 处的光信号可表示为 $y_{SR} = \sqrt{P_R} h_{SR} (\zeta x + B) + n_{SR}$, 其中 ζ 是电光转换系数。因此, 在目的端光探测器处接收到的光信号可以表示为

$$y_{RD} = G h_{RD} y_{SR} + n_{RD} \quad (10)$$

其中, G 表示固定放大增益, n_{RD} 表示均值为零且方差为 N 的 AWGN, h_{RD} 表示 FSO 信道系数。在式(10)中, $h_{RD} = h_a h_l h_p$, 其中, h_a 为受大气湍流影响的衰落系数, $h_l = \exp(-\sigma L)$ 是由衰减系数 σ 和激光距离 L 确定的路损常数, h_p 表示指向误差损失因子。根据文献[31], $h_p \approx A \exp(-\frac{2r^2}{w_z^2})$, 其中,

$$A = \text{erf}^2(v), \quad v = \frac{\sqrt{\pi a}}{\sqrt{2w}} \text{ 为孔径半径 } a \text{ 和束腰 } w \text{ 之比, 等效光束半径 } w_z^2 = \frac{w^2 \sqrt{\pi} \text{erf}(v)}{2v \exp(-v^2)}, \quad r \text{ 为 } D \text{ 处的径向位移。}$$

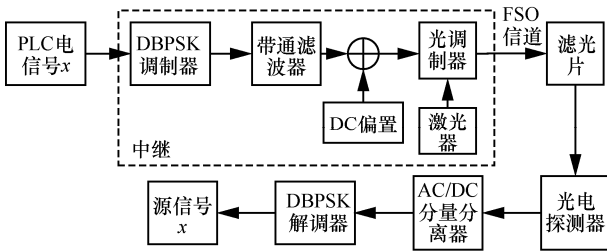


图2 信号处理流程

在目的端, 在光电转换器的协助下, 光信号被转换为电信号。AC/DC 分离器将电信号分离成 AC 分量和 DC 分量, 再通过解调器把原始信号解调出来。因此, 系统端到端信噪比为

$$\gamma_o = \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{C + \gamma_{RD}} \quad (11)$$

其中, C 是由中继增益 G 确定的常数; 信噪比 $\gamma_{RD} = \frac{P_R h_a^2 h_l^2 h_p^2}{N} = \bar{\gamma}_{RD} h_a^2 h_l^2 h_p^2$, $\bar{\gamma}_{RD}$ 表示 FSO 链路的平均 SNR。 γ_{RD} 的 PDF 和 CDF 表示为^[29]

$$f_{\gamma_{RD}}(\gamma) = \frac{\xi^2}{2x \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)} G_{1,3}^{3,0} \left[\frac{\alpha \beta}{A} \sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{RD}}} \middle| \xi^2, \alpha, \beta \right] \quad (12)$$

$$F_{\gamma_{RD}}(\gamma) = \frac{\xi^2}{\Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)} G_{2,4}^{3,1} \left[\frac{\alpha \beta}{A} \sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{RD}}} \middle| 1, \xi^2, \alpha, \beta \right] \quad (13)$$

其中, $\xi = \frac{w_z}{2\sigma_s}$ 是 w_z 与指向误差位移标准偏差 σ_s 之间的比值; 参数 α 和 β 由大气条件决定, 其值取决于 $\kappa^2 = k_w D_a^2 / (4L)$ 和 $\sigma_R^2 = 0.5 C_n^2 k_w^{\frac{7}{6}} L^{\frac{11}{6}}$, 光波数 $k_w = 2\pi / \lambda_w$, 接收机孔径 $D_a = 2a$, λ_w 是波长, C_n^2 是湍流强度决定的折射结构参数中受高度影响的系数。

根据文献[32], 系统整体瞬时信噪比 γ_o 的 PDF 如式(14)所示。

$$f_{\gamma_o}(\gamma) = \frac{(1-P_1) \xi^2 \exp(-\frac{m_1}{\Omega_1} \gamma)}{\pi \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta) \Gamma(m_1) \gamma} \sum_{k=0}^{m_1} \binom{m_1}{k} \left(\frac{m_1}{\Omega_1} \gamma \right)^{m_1-k} \cdot G_{7,2}^{0,7} \left[\frac{M_1}{\gamma} \middle| 1-k, \frac{1-\xi^2}{2}, \frac{2-\xi^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \right] + \frac{P_1 \xi^2 \exp(-\frac{m_2}{\Omega_2} \gamma)}{\pi \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta) \Gamma(m_2) \gamma} \sum_{k=0}^{m_2} \binom{m_2}{k} \left(\frac{m_2}{\Omega_2} \gamma \right)^{m_2-k} \cdot G_{7,2}^{0,7} \left[\frac{M_2}{\gamma} \middle| 1-k, \frac{1-\xi^2}{2}, \frac{2-\xi^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \right] \quad (14)$$

其中, $M_1 = \frac{16 \Omega_1 A^2 \bar{\gamma}_{RD}}{m_1 \alpha^2 \beta^2 C}$, $M_2 = \frac{16 \Omega_2 A^2 \bar{\gamma}_{RD}}{m_2 \alpha^2 \beta^2 C}$, m_1 和 m_2 为整数。具体推导如附录 1 所示。

3 性能分析

1) 中断概率分析

系统中断概率为

$$P_{out} = \Pr \left\{ \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{C + \gamma_{RD}} < \gamma_{th} \right\} = F_{\gamma_o}(\gamma_{th}) \quad (15)$$

其中, $F_{\gamma_o}(\gamma_{th})$ 为 $\gamma = \gamma_{th}$ 时端到端信噪比 γ_o 的 CDF。

$$F_{\gamma_o}(\gamma) = \Pr \left\{ \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{C + \gamma_{RD}} < \gamma \right\} = \int_0^\infty \Pr \left\{ \frac{x \gamma_{RD}}{C + \gamma_{RD}} < \gamma \right\} f_{\gamma_{SR}}(x) dx = \int_0^\gamma \Pr \{ (x - \gamma) \gamma_{RD} < C \gamma \} f_{\gamma_{SR}}(x) dx + \int_\gamma^\infty \Pr \left\{ \gamma_{RD} < \frac{C \gamma}{x - \gamma} \right\} f_{\gamma_{SR}}(x) dx \quad (16)$$

由于 $\Pr \{ (x - \gamma) \gamma_{RD} < C \gamma \} = 1$, 当 $0 < x < \gamma$ 时,

式(16)简化为

$$F_{\gamma_o}(\gamma) = F_{\gamma_{SR}}(\gamma) + \int_{\gamma}^{\infty} F_{\gamma_{RD}}\left(\frac{C\gamma}{x-\gamma}\right) f_{\gamma_{SR}}(x) dx \quad (17)$$

将式(8)、式(9)和式(13)代入式(17)，可得 γ_o 的 CDF 表达式如式(18)所示。把 $\gamma = \gamma_{th}$ 代入式(18)中，可得系统的中断概率。

$$F_{\gamma_o}(\gamma) = \frac{1-P_i}{\Gamma(m_1)} G_{1,2}^{1,1} \left[\frac{m_1}{\Omega_1} \gamma \middle| \begin{matrix} 1 \\ m_1, 0 \end{matrix} \right] + \frac{P_i}{\Gamma(m_2)} G_{1,2}^{1,1} \left[\frac{m_2}{\Omega_2} \gamma \middle| \begin{matrix} 1 \\ m_2, 0 \end{matrix} \right] + \frac{(1-P_i)2^{\alpha+\beta-3} \xi^2 \exp\left(-\frac{m_1}{\Omega_1} \gamma\right)}{\pi \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta) \Gamma(m_1)} \sum_{k=0}^{m_1-1} \binom{m_1-1}{k} \left(\frac{m_1 \gamma}{\Omega_1}\right)^{m_1-k-1} G_{9,4}^{2,7} \left[\frac{M_1}{\gamma} \middle| \begin{matrix} -k, \frac{1-\xi^2}{2}, \frac{2-\xi^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2}, \frac{1}{2} \\ 0, \frac{1}{2}, \frac{\xi^2}{2}, \frac{1-\xi^2}{2} \end{matrix} \right] + \frac{P_i 2^{\alpha+\beta-3} \xi^2 \exp\left(-\frac{m_2}{\Omega_2} \gamma\right)}{\pi \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta) \Gamma(m_2)} \sum_{k=0}^{m_2-1} \binom{m_2-1}{k} \left(\frac{m_2 \gamma}{\Omega_2}\right)^{m_2-k-1} G_{9,4}^{2,7} \left[\frac{M_2}{\gamma} \middle| \begin{matrix} -k, \frac{1-\xi^2}{2}, \frac{2-\xi^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2}, \frac{1}{2} \\ 0, \frac{1}{2}, \frac{\xi^2}{2}, \frac{1-\xi^2}{2} \end{matrix} \right] \quad (18)$$

2) 平均 BER 分析

假设采用 DBPSK 调制方式， $P_{BER} = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \exp(-\gamma) \gamma^{-1} F_{\gamma_o}(\gamma) d\gamma$ 。经过代数运算后，可以得出平均 BER，如式(19)所示。

$$P_{BER} = \frac{1-P_i}{2\Gamma(m_1)} G_{2,2}^{1,2} \left[\frac{m_1}{\Omega_1} \middle| \begin{matrix} 0, 1 \\ m_1, 0 \end{matrix} \right] + \frac{P_i}{2\Gamma(m_2)} G_{2,2}^{1,2} \left[\frac{m_2}{\Omega_2} \middle| \begin{matrix} 0, 1 \\ m_2, 0 \end{matrix} \right] + \frac{(1-P_i)2^{\alpha+\beta-4} \Omega_1 \xi^2}{\pi m_1 \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta) \Gamma(m_1)} \sum_{k=0}^{m_1-1} \binom{m_1-1}{k} \left(\frac{m_1 + \Omega_1}{m_1}\right)^{k-m_1} G_{5,9}^{7,3} \left[\frac{m_1 \alpha^2 \beta^2 C}{16(m_1 + \Omega_1) A^2 \bar{\gamma}_{RD}} \middle| \begin{matrix} 1-m_1+k, 1, \frac{1}{2}, \frac{2+\xi^2}{2}, \frac{1+\xi^2}{2} \\ 1+k, \frac{1+\xi^2}{2}, \frac{\xi^2}{2}, \frac{1+\alpha}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{1+\beta}{2}, \frac{\beta}{2}, \frac{1}{2}, 0 \end{matrix} \right] + \frac{P_i 2^{\alpha+\beta-4} \Omega_2 \xi^2}{\pi m_2 \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta) \Gamma(m_2)} \sum_{k=0}^{m_2-1} \binom{m_2-1}{k} \left(\frac{m_2 + \Omega_2}{m_2}\right)^{k-m_2} G_{5,9}^{7,3} \left[\frac{m_2 \alpha^2 \beta^2 C}{16(m_2 + \Omega_2) A^2 \bar{\gamma}_{RD}} \middle| \begin{matrix} 1-m_2+k, 1, \frac{1}{2}, \frac{2+\xi^2}{2}, \frac{1+\xi^2}{2} \\ 1+k, \frac{1+\xi^2}{2}, \frac{\xi^2}{2}, \frac{1+\alpha}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{1+\beta}{2}, \frac{\beta}{2}, \frac{1}{2}, 0 \end{matrix} \right] \quad (19)$$

3) 信道容量

系统信道容量为

$$C = \frac{1}{2} \mathbb{E}\{\ln(1+\gamma_o)\} = \frac{1}{2 \ln(2)} \int_0^{\infty} \ln(1+\gamma) f_{\gamma_o}(\gamma) d\gamma \quad (20)$$

把式(14)代入式(20)并利用 $\ln(1+\gamma) = G_{2,2}^{1,2}[\gamma_{1,0}^{1,1}]$ ， $\exp(-bz) = G_{0,1}^{1,0}[bz_{1,0}^-]$ 变换和文献[33]中的积分公式，信道容量 C 可以写为式(21)。

$$C = \frac{(1-P_i) \xi^2 2^{\alpha+\beta-4}}{\pi \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta) \Gamma(m_1) \ln(2)} \sum_{k=0}^{m_1} \binom{m_1}{k} \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1-k} G_{2,2,0,1;2,7}^{2,1,1,0;7,0} \left[\begin{matrix} k-m_1, 1+k-m_1 \\ k-m_1, k-m_1 \end{matrix} \middle| \begin{matrix} \frac{2+\xi^2}{2}, \frac{1+\xi^2}{2} \\ \rho_3 \end{matrix} \middle| \frac{m_1}{\Omega_1}, \frac{1}{M_1} \right] + \frac{P_i \xi^2 2^{\alpha+\beta-4}}{\pi \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta) \Gamma(m_2) \ln(2)} \sum_{k=0}^{m_2} \binom{m_2}{k} \left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2-k} G_{2,2,0,1;2,7}^{2,1,1,0;7,0} \left[\begin{matrix} k-m_2, 1+k-m_2 \\ k-m_2, k-m_2 \end{matrix} \middle| \begin{matrix} \frac{2+\xi^2}{2}, \frac{1+\xi^2}{2} \\ \rho_3 \end{matrix} \middle| \frac{m_2}{\Omega_2}, \frac{1}{M_2} \right] \quad (21)$$

其中 $\rho_3 = \left\{ k, \frac{1+\xi^2}{2}, \frac{\xi^2}{2}, \frac{1+\alpha}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{1+\beta}{2}, \frac{\beta}{2} \right\}$ 。根据文献[34]，信道容量的上边界为

$$C_{bound} \leq \frac{1}{2} \ln(1 + \mathbb{E}(\gamma_o)) \quad (22)$$

其中， $\mathbb{E}(\gamma_o) = \int_0^{\infty} \gamma f_{\gamma_o}(\gamma) d\gamma$ 。

因此，信道容量的上边界 C_{bound} 为

$$C_{bound} = \frac{(1-P_i) \Omega_1 \xi^2 2^{\alpha+\beta-3}}{\pi m_1 \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta) \Gamma(m_1)} \sum_{k=0}^{m_1} \binom{m_1}{k} G_{3,7}^{7,1} \left[\frac{\Omega_1}{m_1 M_1} \middle| \rho_3 \right] + \frac{P_i \Omega_2 \xi^2 2^{\alpha+\beta-3}}{\pi m_2 \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta) \Gamma(m_2)} \sum_{k=0}^{m_2} \binom{m_2}{k} G_{3,7}^{7,1} \left[\frac{\Omega_2}{m_2 M_2} \middle| \rho_3 \right] \quad (23)$$

其中， $\rho_4 = \left\{ k-m_1, \frac{2+\xi^2}{2}, \frac{1+\xi^2}{2} \right\}$ ，

$\rho_5 = \left\{ k-m_2, \frac{2+\xi^2}{2}, \frac{1+\xi^2}{2} \right\}$ 。

4 数值仿真分析

本节通过基于蒙特卡罗仿真方法的数值仿真来验证分析结果。根据文献[27,31]，并假设 $\bar{\gamma}_{SR} = \bar{\gamma}_{RD} = \bar{\gamma}$ ，相关参数的具体设置如表 1 和表 2 所示。

参数	值
P_i	0.05, 0.14, 0.32
m_1	8
m_2	8
η	15
C	1.2
G	3

参数	值
σ_{SR}	0.23
h_1	1
σ_s	0.3
a	2.5
w	2.7
γ_{th}	0

图 3 给出了参数 $(\alpha, \beta) = (4.08, 1.48)$, ξ 不同取值时系统的中断概率。可以观察到, 增加 ξ 的值能显著改善中断性能, 因为 ξ 的值越大, 光束的抖动值越小, 指向误差对 FSO 信道的影响越弱。图 3 同时给出了 PLC-FSO 通信系统分别工作在 AF 和 DF 协议下的中断概率, 从图 3 可以看出, 系统工作于 AF 协议下时有更低的中断概率。原因是采用 AF 协议可以获得分集增益, 而 DF 协议没有, 相比于 DF 协议, 尽管 AF 协议也同时放大了噪声, 但此时分集增益在改善系统性能中占了主导因素。

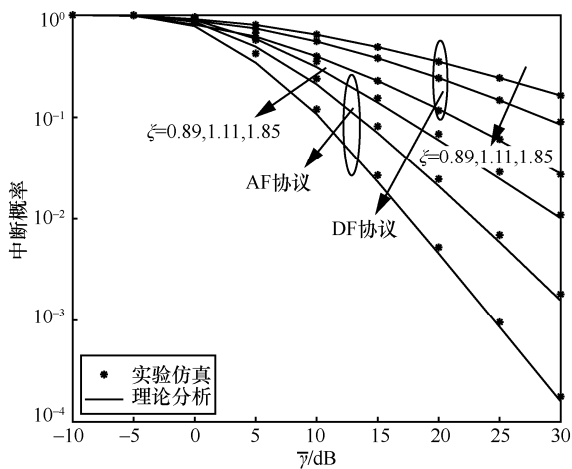


图 3 ξ 不同取值时系统中断概率

脉冲噪声到达概率 P_i 不同取值对系统误码率的影响如图 4 所示。由图 4 可知, 降低 PLC 信道中

脉冲噪声到达概率能减小系统的误码率, 从而改善系统性能。原因是随着系统中脉冲噪声的减少, 与背景噪声相比, 脉冲噪声对系统的影响降低了, 从而提高了系统的性能。同时, 与系统中断概率结果一致, 混合系统工作于 AF 协议下有更低的误码率。

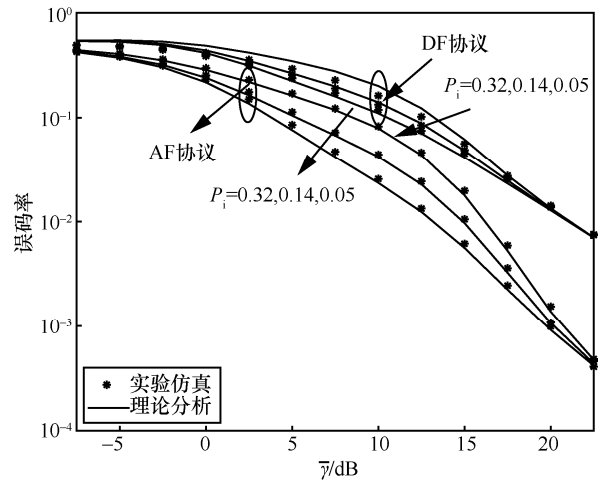


图 4 P_i 不同取值时系统误码率

图 5 给出了 σ_R^2 不同取值时的系统容量。由图 5 可知, 随着 σ_R^2 的减小, 系统信道容量增大。原因是, 与 $\sigma_R^2 = 1.8$ (中等或强湍流) 相比, $\sigma_R^2 = 0.5$ (弱湍流环境) 对系统性能影响相对较小, 从而系统容量增大。

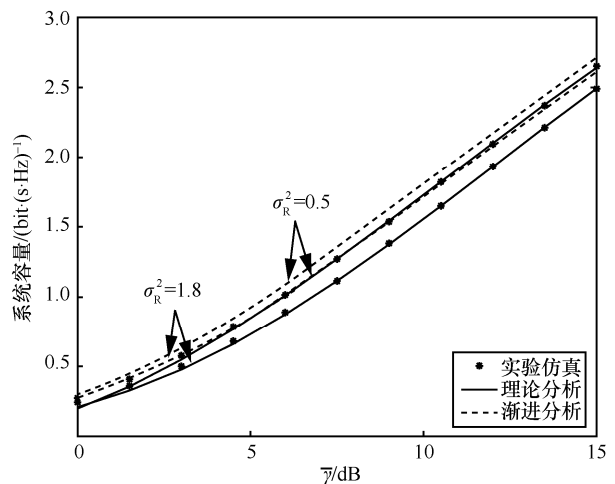


图 5 σ_R^2 不同取值时系统容量

5 结束语

基于电力线和自由空间光的双媒质协作通信技术可以整合优势通信能力和资源, 提升系统的整体性能。本文对 AF 中继协议下电力线和自由空间光的异构通信系统进行了数学建模、性能推导与分

析, 得出了端到端信噪比 γ_0 的 PDF 和 CDF 的闭式表达式, 推导出中断概率、平均误码率和信道容量的闭式表达式, 并通过蒙特卡罗仿真验证了推导结果的准确性。

此外, 本文还分析了指向误差、脉冲噪声和大气湍流强度对系统性能的影响, 结果表明系统中断概率随着指向误差参数的增加而减小; PLC 链路脉冲噪声越小, 误码率越低, 系统整体性能越好; 系统容量随着湍流强度的降低而增加, 同时当系统分别工作于 AF 协议和 DF 协议时, 前者的系统性能更优。本文研究结果将为 PLC-FSO 混合异构通信系统的应用提供必要的理论支撑。

附录 1 端到端信噪比 γ_0 的 PDF

根据文献[32]推导系统端到端的整体信噪比 γ_0 的 PDF 表达式。

$\gamma_0 = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{C + \gamma_{RD}}$ 的 PDF 表达式为

$$f_{\gamma_0}(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} \Pr\left\{\frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{C + \gamma_{RD}} < \gamma\right\} = \frac{d}{d\gamma} \left[\int_0^\gamma \Pr\{\gamma_{RD}(x - \gamma) < C\gamma\} f_{\gamma_{SR}}(x) dx + \int_\gamma^\infty \Pr\{\gamma_{RD}(x - \gamma) < C\gamma\} f_{\gamma_{SR}}(x) dx \right] \quad (24)$$

由于 $0 < x < \gamma$, $\Pr\{\gamma_{RD}(x - \gamma) < C\gamma\} = 1$, 式(24)可以写成

$$f_{\gamma_0}(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} \left[\int_0^\gamma f_{\gamma_{SR}}(x) dx + \int_\gamma^\infty \Pr\left\{\gamma_{RD} < \frac{C\gamma}{x - \gamma}\right\} f_{\gamma_{SR}}(x) dx \right] = f_{\gamma_{SR}}(\gamma) - \lim_{x \rightarrow \gamma^+} \Pr\left\{\gamma_{RD} < \frac{C\gamma}{x - \gamma}\right\} f_{\gamma_{SR}}(\gamma) + \int_\gamma^\infty f_{\gamma_{RD}}\left(\frac{C\gamma}{x - \gamma}\right) \frac{Cx}{(x - \gamma)^2} f_{\gamma_{SR}}(x) dx \quad (25)$$

因为, $\lim_{x \rightarrow \gamma^+} \Pr\left\{\gamma_{RD} < \frac{C\gamma}{x - \gamma}\right\} = 1$, 从而可以得到

$$f_{\gamma_0}(\gamma) = \int_\gamma^\infty f_{\gamma_{RD}}\left(\frac{C\gamma}{x - \gamma}\right) \frac{Cx}{(x - \gamma)^2} f_{\gamma_{SR}}(x) dx \quad (26)$$

把 $t = x - \gamma$ 代入式(26), 并运用式(8)和式(12), $f_{\gamma_0}(\gamma)$ 转化为

$$f_{\gamma_0}(\gamma) = \frac{(1 - P_i)\xi^2 \left(\frac{m_1}{\Omega}\right)^{m_1} \exp\left(-\frac{m_1\gamma}{\Omega}\right)}{2\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)\Gamma(m_1)\gamma} I_1 + \frac{P_i\xi^2 \left(\frac{m_2}{\Omega}\right)^{m_2} \exp\left(-\frac{m_2\gamma}{\Omega}\right)}{2\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)\Gamma(m_2)\gamma} I_2 \quad (27)$$

其中, I_1 和 I_2 的表达式为

$$I_1 = \int_0^\infty \left(1 + \frac{\gamma}{t}\right)^{m_1} t^{m_1-1} \exp\left(-\frac{m_1 t}{\Omega}\right) G_{1,3}^{3,0} \left[\frac{\alpha\beta}{A} \sqrt{\frac{C\gamma}{\gamma_{RD} t}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, \beta \end{matrix} \right. \right] dt \quad (28)$$

$$I_2 = \int_0^\infty \left(1 + \frac{\gamma}{t}\right)^{m_2} t^{m_2-1} \exp\left(-\frac{m_2 t}{\Omega}\right) G_{1,3}^{3,0} \left[\frac{\alpha\beta}{A} \sqrt{\frac{C\gamma}{\gamma_{RD} t}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, \beta \end{matrix} \right. \right] dt \quad (29)$$

通过积分变换^[33], 并把表达式 $(1 + \gamma/t)^m$ ^[30]展开, 可得表达式(14)。

参考文献:

- [1] FERREIRA H C, LAMPE L, NEWBURY J. Power line communications: theory and applications for narrowband and broadband communications over power lines[M]. Piscataway: IEEE Press, 2010.
- [2] MAJUMDER A, CAFFERY J. Power line communications: an overview[J]. IEEE Potentials, 2004, 23(4): 4-8.
- [3] KHARLAMOV V V, ROMANOV S E, SHKARIN Y P, et al. Characteristics of PLC channels over high voltage power cables and mixed cable-overhead high voltage power lines[C]//Proceedings of 2019 1st Global Power, Energy and Communication Conference. Piscataway: IEEE Press, 2019: 35-40.
- [4] UNSAL D B, KOC A H, YALCINOZ T, et al. Medium voltage and low voltage applications of new power line communication model for smart grids[C]//Proceedings of 2016 IEEE International Energy Conference. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [5] PAPADOPOULOS T A, ARGYROPOULOS G C, SARANTINOS B D, et al. Analysis of indoor PLC networks: laboratory tests and simulation results[C]//Proceedings of 2007 IEEE Lausanne Power Tech. Piscataway: IEEE Press, 2007: 1935-1940.
- [6] MA H, LAMPE L, HRANILOVIC S. Integration of indoor visible light and power line communication systems[C]//Proceedings of 2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications. Piscataway: IEEE Press, 2013: 291-296.
- [7] KHALIL K, GAZALET M G, CORLAY P, et al. An MIMO random channel generator for indoor power-line communication[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(4): 1561-1568.
- [8] SENDIN A, SIMON J, URRUTIA I, et al. PLC deployment and architecture for smart grid applications in Iberdrola[C]// Proceedings of 18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications. Piscataway: IEEE Press, 2014: 173-178.
- [9] CHAN V W S. Free-space optical communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2006, 24(12): 4750-4762.
- [10] KHALIGHI M A, UYSAL M. Survey on free space optical communication: a communication theory perspective[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 16(4): 2231-2258.
- [11] 邵军虎, 刘晓楠, 孙莹. 外差检测下 FSO/RF 混合系统中断概率研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(9): 137-143.
SHAO J H, LIU X N, SUN Y. Study on outage probability of FSO/RF hybrid system under heterodyne detection[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(9): 137-143.
- [12] RAKIA T, YANG H C, ALOUINI M S, et al. Outage analysis of practical FSO/RF hybrid system with adaptive combining[J]. IEEE Com-

- munications Letters, 2015, 19(8): 1366-1369.
- [13] AL-ERYANI Y F, SALHAB A M, ZUMMO S A, et al. Protocol design and performance analysis of multiuser mixed RF and hybrid FSO/RF relaying with buffers[J]. IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, 2018, 10(4): 309-321.
- [14] SHARMA S, MADHUKUMAR A S, SWAMINATHAN R. Switching-based cooperative decode-and-forward relaying for hybrid FSO/RF networks[J]. IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, 2019, 11(6): 267-281.
- [15] LI R J, CHEN T, FAN L H, et al. Performance analysis of a multiuser dual-hop amplify-and-forward relay system with FSO/RF links[J]. IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, 2019, 11(7): 362-370.
- [16] LEE E, PARK J, HAN D, et al. Performance analysis of the asymmetric dual-hop relay transmission with mixed RF/FSO links[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(21): 1642-1644.
- [17] 张韵, 王翔, 赵尚弘. 基于 2×2 放大转发中继的混合 RF/FSO 系统性能分析[J]. 激光与红外, 2019, 49(4): 424-431.
ZHANG Y, WANG X, ZHAO S H. Performance of 2×2 AF relay-assisted RF/FSO communication system[J]. Laser & Infrared, 2019, 49(4): 424-431.
- [18] 刘宏展, 姜婷, 郝源. 利用混合 RF-FSO 系统改善深空通信的研究[J]. 通信学报, 2020, 41(10): 148-155.
LIU H Z, JIANG T, HAO Y. Research on improving deep space communication using hybrid RF-FSO system[J]. Journal on Communications, 2020, 41(10): 148-155.
- [19] MAKKI B, SVENSSON T, BRANDT-PEARCE M, et al. On the performance of millimeter wave-based RF-FSO multi-hop and mesh networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(12): 7746-7759.
- [20] ANEES S, HARSHA P S S, BHATNAGAR M R. On the performance of AF based mixed triple-hop RF/FSO/RF communication system[C]//Proceedings of 2017 IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [21] ANEES S, BHATNAGAR M R, RAM P. On the performance of DF based mixed triple-hop RF-FSO-RF cooperative system[C]//Proceedings of 2017 International Conference on Recent Innovations in Signal processing and Embedded Systems. Piscataway: IEEE Press, 2017: 55-61.
- [22] YANG L, YAN X Q, LI S, et al. Performance analysis of dual-hop mixed PLC/RF communication systems[J]. IEEE Systems Journal, 2019, 13(1): 1-12.
- [23] NLOM S M, NDJONGUE A R, OUAHADA K. Cascaded PLC-VLC channel: an indoor measurements campaign[J]. IEEE Access, 2018, 6: 25230-25239.
- [24] JANI M, GARG P, GUPTA A. Performance analysis of a mixed cooperative PLC-VLC system for indoor communication systems[J]. IEEE Systems Journal, 2020, 14(1): 469-476.
- [25] VERSOLATTO F, TONELLO A M. An MTL-based channel model for indoor broadband MIMO power line communications[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 1710-1717.
- [26] 曹旺斌, 尹成群, 谢志远, 等. 多输入多输出宽带电力线载波通信信道模型研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(4): 1136-1142.
- CAO W B, YIN C Q, XIE Z Y, et al. Research on broadband MIMO power line communications model[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(4): 1136-1142.
- [27] CORCHADO J A, CORTES J A, CANETE F J, et al. Analysis of the spatial correlation of indoor MIMO PLC channels[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(1): 40-43.
- [28] LE-TRAN M, KIM S. Performance analysis of dual-hop mixed power line communication/free-space optical cooperative systems[J]. Photonics, 2021, 8(6): 230.
- [29] DUBEY A, MALLIK R K, SCHOBBER R. Performance analysis of a multi-hop power line communication system over log-normal fading in presence of impulsive noise[J]. IET Communications, 2015, 9(1): 1-9.
- [30] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series, and products, 6th ed[M]. New York: Academic Press, 2000.
- [31] CHEN J C, YANG L, WANG W J, et al. A novel energy harvesting scheme for mixed FSO-RF relaying systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(8): 8259-8263.
- [32] YANG L L, CHEN H H. Error probability of digital communications using relay diversity over Nakagami-m fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(5): 1806-1811.
- [33] YANG L, MENG F X, ZHANG J Y, et al. On the performance of RIS-assisted dual-hop UAV communication systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(9): 10385-10390.
- [34] PARK J, LEE E, PARK G, et al. Performance analysis of asymmetric RF/FSO dual-hop relaying systems for UAV applications[C]//2013 IEEE Military Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2013: 1651-1656.

[作者简介]



陈生海 (1989-)，男，湖南怀化人，湖南大学博士生，主要研究方向为电力线通信、智能通信。



言小琴 (1996-)，女，江西南昌人，湖南大学硕士生，主要研究方向为电力线通信。

黎赛 (1996-)，女，湖南长沙人，湖南大学博士生，主要研究方向为光无线通信性能分析。

杨亮 (1977-)，男，湖南邵阳人，博士，湖南大学教授，主要研究方向为无线通信、光无线通信、无人机通信、物理层安全。