

同频干扰下混合MUD-RF/FSO航空中继通信系统性能分析

刘文亚, 王翔, 赵尚弘, 牟迪
(空军工程大学信息与导航学院, 陕西西安710077)

摘要: 为了建立同频干扰条件下的混合射频/自由空间光(Radio Frequency/Free Space optical, RF/FSO)航空中继通信系统链路精确模型, 提出多用户分集(Multi-User Diversity, MUD)的航空平台RF/FSO混合链路性能分析方法. 以独立且同分布的Nakagami- m 衰落信道表征射频(Radio Frequency, RF)用户信号和同频干扰(Co-Channel Interference, CCI)信号信道; 构建了指数Weibull分布大气湍流与Rayleigh分布指向误差的FSO信道传输模型; 在电光转换中继节点采用解码转发协议降低噪声累积. 基于系统端到端等价信噪比累积分布函数, 获得了RF/FSO混合链路中断概率及平均误码率表达式. 研究表明, 采用相干二进制相移键控调制时, 系统误码性能最优; 可通过增加用户数的方式来减弱干扰信号的影响.

关键词: RF/FSO通信; 多用户分集; 同频干扰; 指数-威布尔分布; 平均误码率; 中断概率

中图分类号: TN929.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2021)10-1960-09

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20201123

Performance Analysis of Mixed MUD-RF/FSO Airborne Relay Communication System with Co-Channel Interference

LIU Wen-ya, WANG Xiang, ZHAO Shang-hong, MU Di

(College of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China)

Abstract: In order to establish an accurate model of the hybrid radio frequency/free space optical(Radio Frequency/Free Space optical, RF/FSO) aviation relay communication system link under the condition of co-channel interference, a multi-user diversity(Multi-User Diversity, MUD) airborne platform RF/FSO hybrid link performance analysis method is proposed. The independent and identically distributed Nakagami- m fading channel is used to characterize the RF user signal and the co-channel interference(Co-Channel Interference, CCI) signal channel, while the FSO link between relay to destination is assumed to be affected by Exponentiated Weibull distributed atmospheric turbulence and the Rayleigh distributed pointing error. The decoding and forwarding protocol is adopted at the relay node to avoid accumulation of noise. Based on the cumulative distribution function of the system's end-to-end equivalent signal-to-noise ratio, the closed expressions for link outage probability and average bit error rate are derived. The research results show that when using coherent binary phase shift keying modulation, the system has the best error performance. The influence of interference signals can be reduced by increasing the number of users.

Key words: RF/FSO communication system; multiuser diversity; co-channel interference; exponentiated weibull distribution; average bit error rate; outage probability

1 引言

现有的射频通信系统基本能满足航空通信中导航、语音等低速率业务的需求, 但因其带宽的局限以及同频干扰的影响, 限制了高速率业务的发展^[1,2]. 自由

空间光(Free Space Optical, FSO)通信因其无需申请频谱许可、容量大、功耗低、抗干扰能力强及部署迅速的优点而被考虑应用到航空通信之中^[3,4], 然而FSO通信严格受到大气效应的限制^[5-7], 为了抑制这种影响, 由

RF 和 FSO 混合应用的航空通信系统被广泛研究^[8,9],其提升了航空通信容量、通信范围及鲁棒性. 混合 RF/FSO 双跳通信作为混合应用中基础的构型而被广泛研究^[10],将考虑到同频干扰的对 RF 链路的影响不可忽略. 很多学者都研究了 CCI 信号对混合 RF/FSO 双跳通信系统的影响^[11-13]. 在文献[11~13]中,针对多路 CCI 信号的影响,结合不同的中继节点转发协议,基于传统的 RF 信道模型和大气湍流模型,研究了 RF/FSO 混合链路的中断性能. 以上研究分都是基于一条 RF 链路和一条 FSO 链路的双跳混合链路系统模型下进行研究.

王平^[14]等人基于指数-威布尔分布大气湍流 FSO 信道,重点分析了多用户分集下的光链路误码及容量性能,并指出了 MUD 技术在强湍流下改善容量作用明显. 文献[15]建立了多用户分集的对多点多路并行 FSO/RF 链路模型,基于 Gamma-Gamma 信道模型和 Nakagami- m 信道模型分析了系统误码及中断性能,并给出了系统分集阶数. 易湘^[16]等人研究了适用于云无线电接入网络中的 RF/FSO 中继通信系统,将 MUD 技术用于多用户接入的 RF 端,RF 衰落信道以 κ - μ 分布模型表征,FSO 信道采用指数 Weibull 结合指向误差进行信道建模,中继节点采用解码转发协议,分析了系统的中断及误码性能. 在文献[17]中,将 MUD 技术用于第一跳 RF 端,RF 衰落信道采用 η - μ 分布模型,第二跳为 FSO 信道,采用 Málaga- M 分布结合指向误差进行信道建模,中继节点采用可变增益放大转发协议,分析了系统的中断及误码性能. 在文献[18]中,RF 端采用了多用户分集技术,中继节点采用了解码转发协议,基于 Nakagami- m 分布的 RF 信道模型和 α - μ 分布的大气湍流的 FSO 信道模型,分析了系统的中断及误码性能. 文献[14~18]中均体现了 MUD 技术在不同应用场景下所带来分集增益的优势.

因此,本文综合考虑同频干扰的影响,基于多用户分集,建立了一种改进型混合 RF/FSO 航空通信系统模型. 基于该系统模型,导出了端到端等价信噪比表达式及其分布密度函数,利用 Meijer G、第二类合流超几何函数及 FOX-H 函数推导出混合 MUD-RF/FSO 航空通信系统中断概率及平均误码率闭合表达式,通过闭合表达式进行数值模拟,对比分析了用户数量、干扰信号平均干噪比 (Interference to Noise Ratio, INR) 及其数量、指向误差、RF 信道衰落指数及大气湍流强度对系统中断、误码性能的影响.

2 系统及信道模型

2.1 系统模型

基于多用户分集的中继 RF/FSO 航空通信系统模

型如图 1 所示. 共有 K 个子节点用户通过 RF 链路接入到中继节点,中继节点拥有各个用户信道状态信息,总是选取 K 个节点信道质量最好的用户进行通信,从而产生分集增益,同时,考虑中继节点会受 L 路同频干扰信号的影响. 中继节点采用解码转发协议,通过 FSO 链路传输到终端,接入到航空骨干网络.

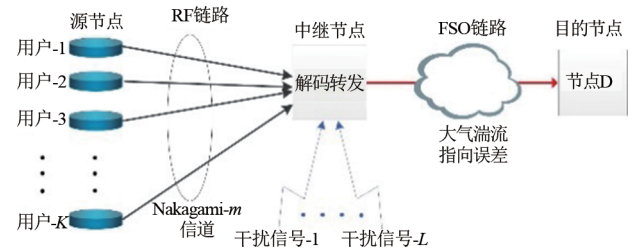


图 1 基于多用户分集技术的混合 RF/FSO 航空中继通信系统

为了表征信道衰落特性,考虑用户 RF 信道为独立同分布的 Nakagami- m 信道模型,多路的干扰信号信道也服从独立同分布的 Nakagami- m 信道模型,FSO 信道同时考虑了大气湍流及指向误差的影响.

多用户分集技术下及同频干扰影响下,中继节点的接收信号为

$$y_R = \sqrt{P_S} h_{SR} x_{SR} + \sum_{i=1}^L \sqrt{P_i} h_{L,i} x_i + n_R \quad (1)$$

其中, x_{SR} 为 K 个用户中信道质量最好的用户的发射信号, h_{SR} 为对应的信道衰落因子, P_S 为其信号发射功率; x_i 是第 i 个干扰信号, P_i 为其功率, $h_{L,i}$ 为其信道衰落因子; n_R 为幅度均值为 0, 功率为 σ_{RF}^2 的加性高斯白噪声信号.

中继节点采用解码转发协议,解码后,通过直接调制/强度检测 (Direct Modulation/Intensity Detection, IM/DD) 由 FSO 链路传输到目的节点 D ,则节点 D 接收的信号为

$$y_D = \tau \sqrt{P_R} I_{FSO} x_R + n_D \quad (2)$$

其中, τ 为光电转换效率, I_{FSO} 是光强波动系数, P_R 为节点 R 重构信号 x_R 的发射功率, n_D 为幅度均值为 0, 功率为 σ_{FSO}^2 的加性高斯白噪声信号.

中继节点采用解码转发协议,则端到端等价信噪比 γ_D^{eq} 为

$$\gamma_D^{eq} = \min(\gamma_{RF}^{eq}, \gamma_{FSO}) \quad (3)$$

其中, RF 链路等价信噪比为 $\gamma_{RF}^{eq} = P_S |h_{SR}|^2 / \left(\sum_{i=1}^L P_i |h_{L,i}|^2 + \sigma_{RF}^2 \right)$, FSO 链路信噪比为 $\gamma_{FSO} = \eta^2 P_R |I_{FSO}|^2 / \sigma_{FSO}^2 = \overline{\gamma_{FSO}} |I_{FSO}|^2$, $\overline{\gamma_{FSO}}$ 为其平均信噪比. 因此到端等价信噪比为

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{RF}}^{\text{eq}} &= \frac{P_S |h_{\text{SR}}|^2}{\sum_{i=1}^L P_i |h_{L,i}|^2 + \sigma_{\text{RF}}^2} = \frac{P_S |h_{\text{SR}}|^2 / \sigma_{\text{RF}}^2}{\sum_{i=1}^L P_i |h_{L,i}|^2 / \sigma_{\text{RF}}^2 + 1} \\ &= \frac{\gamma_{\text{SR}}}{\sum_{i=1}^L \gamma_{L,i} + 1} = \frac{\max_{1 \leq k \leq K} (\gamma_k)}{\gamma_I + 1} \end{aligned} \quad (4)$$

其中, γ_{SR} 为信道质量最好的用户的瞬时信噪比, γ_k 为第 k 个用户的瞬时信噪比, 满足 $\gamma_{\text{SR}} = \max_{1 \leq k \leq K} (\gamma_k)$; $\gamma_{L,i}$ 为第 i 个干扰信号的瞬时干噪比, $\gamma_I = \sum_{i=1}^L \gamma_{L,i}$ 为其总和.

2.2 RF 链路

考虑多用户接入的 RF 衰落信道采用独立同分布的 Nakagami- m 信道模型, 则 γ_k 的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 和分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 分别如式 (5) 和式 (6) 所示^[19].

$$f_{\gamma_k}(\gamma) = \frac{\mu^{m_{\text{SR}}} \gamma^{m_{\text{SR}}-1}}{\Gamma(m_{\text{SR}})} \exp(-\mu\gamma) \quad (5)$$

$$F_{\gamma_k}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(m_{\text{SR}})} \gamma(m_{\text{SR}}, \mu\gamma) \quad (6)$$

其中, $\mu = m_{\text{SR}} / \bar{\gamma}_k$, $\bar{\gamma}_k$ 为用户信号的平均信噪比, m_{SR} 为 Nakagami- m 信道衰落指数, $m_{\text{SR}} \geq 1/2$ 且 m_{SR} 越大, 信道衰落越弱. $\gamma(s, t)$ 为下不完全 Gamma 函数. 当 $m_{\text{SR}} \geq 1$ 且为整数时, 由文献 [20] 可得: $F_{\gamma_k}(\gamma) = 1 - \exp(-\mu\gamma) \sum_{c=0}^{m_{\text{SR}}-1} \frac{1}{c!} (\mu\gamma)^c$.

假设各个用户信道独立且同分布, 由 $\gamma_{\text{SR}} = \max_{1 \leq k \leq K} (\gamma_k)$ 可得, 则在多用户分集方案下 γ_{SR} 的 CDF 和 PDF 闭合表达式如式 (7) 和式 (8) 所示.

$$F_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma) = [F_{\gamma_k}(\gamma)]^K = \left[1 - \exp(-\mu\gamma) \sum_{c=0}^{m_{\text{SR}}-1} \frac{1}{c!} (\mu\gamma)^c \right]^K \quad (7)$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{i=0}^K \sum_{c=0}^{i(m_{\text{SR}}-1)} (-1)^i \binom{K}{i} \mu^c \beta_{ci}(\gamma)^c \exp(-\mu i \gamma) \\ f_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma) &= \frac{K \mu^{m_{\text{SR}}}}{\Gamma(m_{\text{SR}})} \times \sum_{i=0}^{K-1} \sum_{c=0}^{i(m_{\text{SR}}-1)} (-1)^i \binom{K-1}{i} \\ &\quad \mu^c \beta_{ci}(\gamma)^{c+m_{\text{SR}}-1} \exp(-\mu\gamma(i+1)) \end{aligned} \quad (8)$$

其中 β_{ci} 为多项式展开系数, 其递推公式为^[19]:

$$\beta_{ci} = \sum_{n=c-m_{\text{SR}}+1}^c \frac{\beta_{n(i-1)}}{(c-n)!} I_{[0, (i-1)(m_{\text{SR}}-1)]}(n), \quad \text{其中}, \quad \beta_{n(i-1)} = I_{[0, (i-1)(m_{\text{SR}}-1)]}(n).$$

假设 L 路同频干扰信号衰落信道采用 Nakagami- m 信道模型, 且信道独立且衰落参数相同. 可得总的干扰

信号的瞬时干噪比 γ_I 的 PDF 为^[19]

$$f_{\gamma_I}(\gamma) = \left(\frac{m_1}{\gamma_1} \right)^{m_1 L} \frac{\gamma^{m_1 L - 1}}{\Gamma(m_1 L)} \exp\left(-\frac{m_1}{\gamma_1} \gamma\right) \quad (9)$$

其中, m_1 为 Nakagami- m 信道衰落指数, $\bar{\gamma}_I$ 为干扰信号的平均干噪比. 由 $\gamma_{\text{RF}}^{\text{eq}} = \gamma_{\text{SR}} / \gamma_I + 1$, 结合式 (8) 和式 (9), 可以得出 $\gamma_{\text{RF}}^{\text{eq}}$ 的 CDF 与 PDF 分别为

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{\text{RF}}^{\text{eq}}}(\gamma) &= \sum_{i=0}^K \sum_{c=0}^{i(m_{\text{SR}}-1)} (-1)^i \binom{K}{i} \exp(-\mu i \gamma) \\ &\quad \times \psi(m_1 L, m_1 L + 1 + c, \mu i \gamma + \frac{m_1}{\gamma_1}) \mu^c \beta_{ci} \left[\left(\frac{m_1}{\gamma_1} \right)^{m_1 L} \gamma^r \right] \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{\text{RF}}^{\text{eq}}}(\gamma) &= \sum_{i=0}^{K-1} \sum_{c=0}^{i(m_{\text{SR}}-1)} \frac{K \mu^{m_{\text{SR}}}}{\Gamma(m_{\text{SR}})} (-1)^i \binom{K-1}{i} \mu^c \beta_{ci} \left(\frac{m_1}{\gamma_1} \right)^{m_1 L} \gamma^{c+m_{\text{SR}}-1} \\ &\quad \times \exp(-\mu(i+1)\gamma) \psi(m_1 L, m_1 L + m_{\text{SR}} + c + 1, \\ &\quad \mu(i+1)\gamma + \frac{m_1}{\gamma_1}) \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $\psi(a, b, z)$ 为第二类合流超几何函数^[20].

2.3 FSO 链路

FSO 链路采用 IM/DD 调制, 接收端采用大孔径接收. I_{FSO} 为由大气湍流及指向误差引起的接收孔径上的光强波动系数, $I_{\text{FSO}} = I_t I_p$, I_t 和 I_p 分别为大气湍流和指向误差造成的光强波动系数. 考虑孔径平均效应, I_t 服从指数-威布尔分布模型, 其 PDF 为^[21]

$$f_{I_t}(I_t) = \frac{\alpha \beta}{\eta} \left(\frac{I_t}{\eta} \right)^{\beta-1} \exp\left[-\left(\frac{I_t}{\eta}\right)^\beta\right] \left\{ 1 - \exp\left[-\left(\frac{I_t}{\eta}\right)^\beta\right] \right\}^{\alpha-1} \quad (12)$$

其中 α, β 和 η 为与大气湍流强度及湍流尺度有关的参数且 $\alpha > 0, \beta > 0, \eta > 0$ ^[21], 文献 [21] 中给出了 α, β, η 通过曲线拟合得到的参数经验公式, 具体参数值可通过公式计算得到.

由于航空平台的抖动, 会造成光束的指向误差, 从而影响接收光的强度. 假设到达光束中心无偏移且指向误差服从瑞利分布, 则 I_p 的 PDF 可表示为^[22]

$$f_{I_p}(I_p) = \frac{\rho^2}{A_0^{\rho}} I_p^{\rho-1}, \quad 0 \leq I_p \leq A_0 \quad (13)$$

其中 $A_0 = [\text{erf}(v)]^2$, ρ 为接收端处的等效光束半径和指向误差偏移量标准差两者的比值, $\rho = \omega_{z, \text{eq}} / (2\sigma_s)$; $\omega_{z, \text{eq}}$ 表示接收端到达波束宽度, $w_{z, \text{eq}}^2 = w_z^2 \sqrt{\pi} \text{erf}(v) / [2v \exp(-v^2)]$, 式中 $\text{erf}(\cdot)$ 为误差函数, $v =$

$\sqrt{\pi} r / (\sqrt{2} w_z)$ 与接收器半径 r 有关, $w_z = \theta z$ 为高斯波束理想化到达光束半径, θ 为光束发散角; σ_s 表示接收端指向误差偏移量, 也就是抖动标准差。

光强波动系数 $I_{\text{FSO}} = I_t I_p$ 的联合 PDF 可计算为

$$f_{I_{\text{FSO}}}(I) = \int_{I/A_0}^{\infty} \frac{1}{I_t} f_{I_p}\left(\frac{I}{I_t}\right) f_{I_t}(I_t) dI_t \quad (14)$$

由广义二项式定理及 Meijer G 函数的相关性质^[20] 可得 I_{FSO} 的联合 PDF 的闭合表达式为

$$f_{I_{\text{FSO}}}(I) = \frac{\alpha \rho^2 I^{\rho^2 - 1}}{(\eta A_0)^{\rho^2}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j}{j! \Gamma(\alpha - j)(1+j)^{1 - \frac{\rho^2}{\beta}}} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{(1+j)I^\beta}{(\eta A_0)^\beta} \middle| \begin{matrix} 1 \\ 0, 1 - \frac{\rho^2}{\beta} \end{matrix} \right) \quad (15)$$

其中, $G_{p,q}^{m,n}(\bullet)$ 为 Meijer G 函数. γ_{FSO} 和 $\overline{\gamma_{\text{FSO}}}$ 分别为 FSO 链路的瞬时信噪比与平均信噪比, 由 $I_{\text{FSO}} = \sqrt{\gamma_{\text{FSO}} / \overline{\gamma_{\text{FSO}}}}$ 可得, 瞬时信噪比 γ_{FSO} 的 PDF 表示为^[4]; 利用 Meijer G 函数性质^[23], 由得 γ_{FSO} 的 PDF 和 CDF 闭合表达式分别为^[4]

$$f_{\gamma_{\text{FSO}}}(\gamma) = \frac{1}{2\sqrt{\gamma \overline{\gamma_{\text{FSO}}}} \left(\eta A_0\right)^{\rho^2}} \left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma_{\text{FSO}}}}\right)^{\rho^2 - 1} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j \Gamma(\alpha)}{j! \Gamma(\alpha - j)(1+j)^{1 - \frac{\rho^2}{\beta}}} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{(1+j)\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma_{\text{FSO}}}\right)^\beta}{\left(\eta A_0\right)^\beta} \middle| \begin{matrix} 1 \\ 0, 1 - \frac{\rho^2}{\beta} \end{matrix} \right) \quad (16)$$

$$F_{\gamma_{\text{FSO}}}(\gamma) = \frac{\alpha \rho^2}{\beta \left(\eta A_0\right)^{\rho^2}} \left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma_{\text{FSO}}}\right)^{\rho^2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j \Gamma(\alpha)}{j! \Gamma(\alpha - j)(1+j)^{1 - \frac{\rho^2}{\beta}}} G_{2,3}^{2,1} \left(\frac{(1+j)\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma_{\text{FSO}}}\right)^\beta}{\left(\eta A_0\right)^\beta} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{\rho^2}{\beta}, 1 \\ 0, 1 - \frac{\rho^2}{\beta}, -\frac{\rho^2}{\beta} \end{matrix} \right) \quad (17)$$

3 性能分析

3.1 中断概率

由式(5)可得, 接收端 D 接收信号的瞬时信干噪比

γ_D^{sq} 的 CDF 为

$$F_{\gamma_D^{\text{sq}}}(\gamma) = F_{\gamma_{\text{FSO}}}(\gamma) + F_{\gamma_{\text{RF}}^{\text{sq}}}(\gamma) - F_{\gamma_{\text{FSO}}}(\gamma) F_{\gamma_{\text{RF}}^{\text{sq}}}(\gamma) \quad (18)$$

将式(11)和式(17)代入式(18)得其闭合表达式为

$$F_{\gamma_D^{\text{sq}}}(\gamma) = \frac{\alpha \rho^2}{\beta \left(\eta A_0\right)^{\rho^2}} \left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma_{\text{FSO}}}\right)^{\rho^2} \left\{ \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j \Gamma(\alpha)}{j! \Gamma(\alpha - j)(1+j)^{1 - \frac{\rho^2}{\beta}}} \times G_{2,3}^{2,1} \left(\frac{(1+j)\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma_{\text{FSO}}}\right)^\beta}{\left(\eta A_0\right)^\beta} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{\rho^2}{\beta}, 1 \\ 0, 1 - \frac{\rho^2}{\beta}, -\frac{\rho^2}{\beta} \end{matrix} \right) \right\} + \left[\sum_{i=0}^K \sum_{c=0}^{i(m_{\text{SR}} - 1)} (-1)^i \binom{K}{i} \mu^c \beta_{ci} \left(\frac{m_1}{\gamma_1}\right)^{m_1 L} \times \exp(-\mu i \gamma) \gamma^c \psi(m_1 L, m_1 L + 1 + c, \mu i \gamma + \frac{m_1}{\gamma_1}) \right] - \frac{\alpha \rho^2}{\beta \left(\eta A_0\right)^{\rho^2}} \left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma_{\text{FSO}}}\right)^{\rho^2} \left\{ \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j \Gamma(\alpha)}{j! \Gamma(\alpha - j)(1+j)^{1 - \frac{\rho^2}{\beta}}} \times G_{2,3}^{2,1} \left(\frac{(1+j)\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma_{\text{FSO}}}\right)^\beta}{\left(\eta A_0\right)^\beta} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{\rho^2}{\beta}, 1 \\ 0, 1 - \frac{\rho^2}{\beta}, -\frac{\rho^2}{\beta} \end{matrix} \right) \right\} \times \left[\sum_{i=0}^K \sum_{c=0}^{i(m_{\text{SR}} - 1)} (-1)^i \binom{K}{i} \mu^c \beta_{ci} \left(\frac{m_1}{\gamma_1}\right)^{m_1 L} \times \exp(-\mu i \gamma) \gamma^c \psi(m_1 L, m_1 L + 1 + c, \mu i \gamma + \frac{m_1}{\gamma_1}) \right] \quad (19)$$

给定中断信噪比阈值 γ_{th} , 则中断概率可表示为

$$P_{\text{out}} = \Pr(\gamma_D^{\text{sq}} \leq \gamma_{\text{th}}) = F_{\gamma_D^{\text{sq}}}(\gamma_{\text{th}}) \quad (20)$$

由式(20)可知, 在式(19)中, 将 γ 替换为 γ_{th} , 可得系统中断概率的闭合表达式. 由表达式可以看出, 中断概率的大小取决于用户数量 K 、干扰源数量 L 、干扰信号平均干噪比及其数量、大气湍流强度、指向误差及 RF 信道衰落指数等因素, 通过闭合解可量化分析。

3.2 平均误码率

在该模型下, 考虑采用二进制调制方案, 调制方案包括: 相干二进制频移键控 (Coherent Binary Frequency Shift Keying, CBFSK), 相干二进制相移键控 (Coherent Binary Phase Shift Keying, CBPSK), 非相干二进制频移

键控 (No-coherent Binary Frequency Shift Keying, NBFSK) 和差分二进制相移键 (Differential Binary Phase Shift Key, DBPSK). 则系统的平均误码率为^[24]

$$\bar{P}_e = \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \int_0^\infty \gamma^{p-1} \exp(-q\gamma) F_{\gamma_{\text{DB}}^{\text{sq}}}(\gamma) d\gamma \quad (21)$$

其中 p 和 q 的不同组合代表不同二进制调制方式, 如表 1 所示.

表 1 不同调制方式下 p 与 q 取值表

调制方式	p	q
相干二进制频移键控 (CBFSK)	0.5	0.5
相干二进制相移键控 (CBPSK)	0.5	1
非相干二进制频移键控 (NBFSK)	1	0.5
差分二进制相移键 (DBPSK)	1	1

将式 (18) 代入式 (21), 可求得系统平均误码率, 展开共分为三项, 从上至下分别记为 Φ_1 、 Φ_2 与 Φ_3 , 如式 (22) 所示.

$$\begin{aligned} \bar{P}_e = & \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \int_0^\infty \gamma^{p-1} \exp(-q\gamma) F_{\gamma_{\text{FSO}}}(\gamma) d\gamma \\ & + \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \int_0^\infty \gamma^{p-1} \exp(-q\gamma) F_{\gamma_{\text{RF}}^{\text{sq}}}(\gamma) d\gamma \\ & - \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \int_0^\infty \gamma^{p-1} \exp(-q\gamma) F_{\gamma_{\text{FSO}}}(\gamma) F_{\gamma_{\text{RF}}^{\text{sq}}}(\gamma) d\gamma \\ = & \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 \end{aligned} \quad (22)$$

对于 Φ_1 , 将式 (17) 代入, 利用文献 [23] 可得其闭合解为

$$\begin{aligned} \Phi_1 = & \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \frac{\alpha \rho^2}{\beta \left(\eta A_0 \sqrt{\gamma_{\text{FSO}}} \right)^{\rho^2}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j \Gamma(\alpha)}{j! \Gamma(\alpha-j)(1+j)^{1-\frac{\rho^2}{\beta}}} \\ & \frac{l^{\rho^2/2+p-1/2}}{(2\pi)^{(l+k)/2-1} k^{(\rho^2/\beta+1/2)} q^{(\rho^2/2+p)}} \\ & \times G_{2k+l, 3k}^{2k, k+l} \left[\left(\frac{1+j}{\left(\eta A_0 \sqrt{\gamma_{\text{FSO}}} \right)^\beta k} \right)^k \left(\frac{l}{q} \right)^l \right] \\ & \left(\Delta\left(l, 1-\frac{\rho^2}{2+p}\right), \Delta\left(k, 1-\frac{\rho^2}{\beta}\right), \Delta(k, 1) \right) \\ & \left(\Delta(k, 0), \Delta\left(k, 1-\frac{\rho^2}{\beta}\right), \Delta\left(k, -\frac{\rho^2}{\beta}\right) \right) \end{aligned} \quad (23)$$

其中, l 和 k 为满足 $l/k=\beta/2$ 的正整数且 $\text{gcd}(l, k)=1$ (gcd 为最大公约数), $\Delta(B, A) = \frac{A}{B}, \frac{A+1}{B}, \dots, \frac{A+B-1}{B}$.

对于 Φ_2 , 将式 (10) 代入, 将 Φ_2 中第二类合流超几何函数依下式 (24) 展开:

$$\psi(a, a+n+1, z) = \frac{1}{\Gamma(a)} \sum_{s=0}^n \binom{s}{n} \frac{\Gamma(s+a)}{(z)^{s+a}} \quad (24)$$

利用文献 [23] 可得 Φ_2 闭合解为

$$\begin{aligned} \Phi_2 = & \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \sum_{i=0}^K \sum_{c=0}^{i(m_{\text{sq}}-1)} (-1)^i \binom{K}{i} \mu^c \beta_{ri} \left(\frac{m_1}{\gamma_1} \right)^{m_1 L} \frac{1}{\Gamma(m_1 L)} \\ & \times \sum_{s=0}^c \binom{c}{s} \left(m_1 / \gamma_1 \right)^{-s-m_1 L} \times \left(\mu i \bar{\gamma}_1 / m_1 \right)^{1-c-p} (q+\mu i)^{-1} \\ & \times G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\mu i \bar{\gamma}_1}{(q+\mu i) m_1} \middle| \begin{matrix} 0, c+p-s-m_1 L \\ c+p-1 \end{matrix} \right) \end{aligned} \quad (25)$$

对于 Φ_3 , 将第二类合流超几何函数展开, 并将其化为三个 Meijer G 函数的积分^[23], Meijer G 函数可视为 FOX-H 函数的一种特殊形式, 由文献 [25] 可得闭合解为

$$\begin{aligned} \Phi_3 = & - \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j \Gamma(\alpha)}{j! \Gamma(\alpha-j)(1+j)^{1-\frac{\rho^2}{\beta}}} \frac{\alpha \rho^2}{\beta \left(\eta A_0 \right)^{\rho^2}} \\ & \times \left(\sqrt{\frac{1}{\gamma_{\text{FSO}}}} \right)^{\rho^2} \sum_{i=0}^K \sum_{c=0}^{i(m_{\text{sq}}-1)} (-1)^i \binom{K}{i} \mu^c \beta_{ci} \\ & \times \left(\frac{m_1}{\gamma_1} \right)^{m_1 L} \frac{1}{\Gamma(m_1 L)} \sum_{s=0}^c \binom{c}{s} \left(\frac{m_1}{\gamma_1} \right)^{-s-m_1 L} \\ & \left(\mu i \bar{\gamma}_1 / m_1 \right)^{1-c-p-\rho^2/2} (q+\mu i)^{-1} \\ & \times H \left[\begin{matrix} \left(\begin{matrix} 0, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right) \left(\begin{matrix} 0; 1, \beta/2 \\ - \end{matrix} \right) \\ \left(\begin{matrix} 1, 1 \\ 1, 1 \end{matrix} \right) \left(\begin{matrix} c+p+\rho^2/2-s-m_1 L; 1 \\ \rho^2/2+c+p-1; 1 \end{matrix} \right) \\ \left(\begin{matrix} 2, 1 \\ 2, 3 \end{matrix} \right) \left(\begin{matrix} 1-\rho^2/\beta, 1; 1, 1 \\ 0, 1-\rho^2/\beta, -\rho^2/\beta; 1, 1, 1 \end{matrix} \right) \end{matrix} \right] \\ & \left. \frac{\mu i \bar{\gamma}_1}{m_1 (q+\mu i)}, \frac{(1+j)}{\left(\eta A_0 \sqrt{\gamma_{\text{FSO}}} \right)^\beta (q+\mu i)^{\beta/2}} \right] \end{aligned} \quad (26)$$

其中, $H(\cdot|\cdot)(X, Y)$ 为双变量 FOX-H 函数, 定义见文献 [25], 第二类合流超几何函数和 Meijer G 函数可以在 Matlab 和 Mathematica 等软件中进行数值计算, 双变量 FOX-H 函数可以利用文献 [26] 中算法进行数值计算.

4 数值仿真

基于得到的中断概率和平均误码率的闭合表达式,数值仿真分析了用户数量、干扰信号平均干噪比及其数量、大气湍流强度、指向误差及 RF 信道衰落指数对系统中断、误码性能的影响. 表 2 和表 3 中列出了系统参数及大气湍流参数,FSO 链路距离 L 为 100km,FSO 接收孔径半径 r 为 100mm, σ_s/r 为归一化的抖动标准差, w_z/r 为归一化的波束半径, C_n^2 为大气折射率结构常数, σ_R^2 为 Rytov 方差, α 、 β 和 η 的取值由文献[21]中的经验公式计算得到. 在数值仿真中,假设系统中断的信噪比阈值 $\gamma_{th} = 5\text{dB}$,对于表达式中的无穷级数形式,在仿真时设置 $j = 70$,此时结果可基本收敛.

表 2 系统参数

参数	符号	值
光链路距离/km	L	100
光链路波长/nm	λ	1550
光电转换效率	τ	0.9
接收孔径半径/mm	r	100
抖动标准差/mm	σ_s	75, 150
波束半径/mm	w_z	100, 150

表 3 大气湍流参数

参数	C_n^2	σ_R^2	α	β	η
弱湍流	2.7×10^{-18}	0.24	3.64	1.94	0.74
强湍流	1.9×10^{-17}	1.79	5.54	0.69	0.27

在图 2 中,给出了用户数量、干扰信号数量及其平均干噪比对系统中断概率的影响. 假设两跳平均信噪比相同,在弱湍流及指向误差 $w_z/r = 1$ 、 $\sigma_s/r = 0.75$ 的条件下进行数值仿真. 结果表明,随着平均信噪比的增加,中断概率随之下降. 中继节点上的干扰信号数量增加使系统中断性能恶化,在用户数量及干扰信号干噪比固定时,干扰源数量从 1 增加到 3,中断概率随之增大. 干扰信号的强度也极大地影响了链路的中断性能,如:存在 1 路干扰信号且其平均干噪比为 6dB 时系统的中断概率要大于存在 3 路干扰信号且其平均干噪比为 1dB 时系统的中断概率. 此外,当 $\bar{\gamma}_i = 1\text{dB}$ 时,用户的数量从 $K=1$ 增加到 $K=2$,中断概率明显减小,用户数量的增加使系统性能得到了改善.

图 3 给出了用户平均信噪比及干扰信号平均干噪比固定的情况下($\bar{\gamma}_k = 15\text{dB}$, $\bar{\gamma}_i = 1\text{dB}$),湍流强度、用户数量及干扰信号数量对中断概率的影响. 当 FSO 链路平均信噪比低于 45dB 时,弱湍流时中断概率明显低于强湍流时中断概率. 强湍流时,当 FSO 链路平均信噪比在 45dB 以上时,系统的中断概率主要取决于 RF 链路性能. 用户数量固定时,当干扰源数量逐渐增多时,中

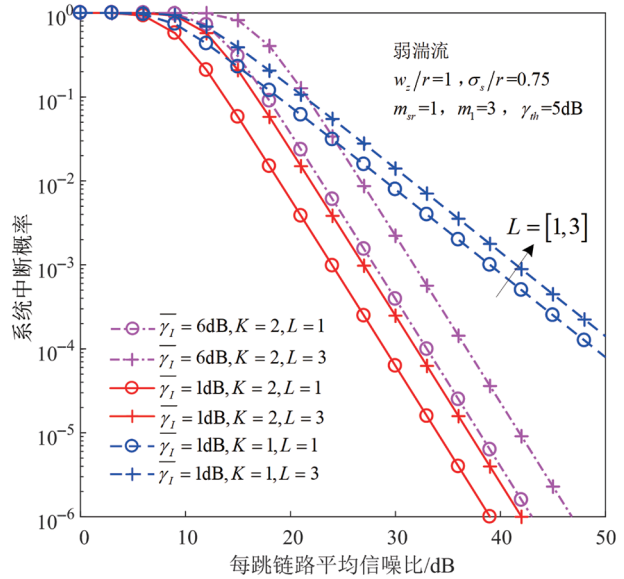


图 2 用户数量、干扰信号数量及其平均干噪比与中断概率变化规律

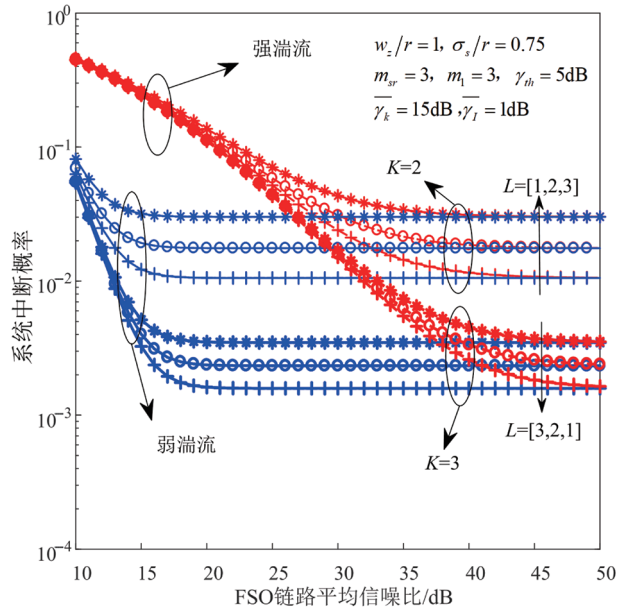


图 3 湍流强度、用户数量及干扰信号数量与中断概率变化规律

断概率逐渐增大,而当用户数量由 $K=2$ 到 $K=3$,中断概率有明显改善.

图 4 中给出了用户数量、干扰源数量及指向误差对系统中断概率的影响,设定 FSO 平均信噪比和干扰信号干噪比固定($\bar{\gamma}_{FSO} = 25\text{dB}$, $\bar{\gamma}_i = 1\text{dB}$)且为弱湍流. 当 RF 链路平均信噪比在 25dB 以上,系统的中断概率主要受 FSO 链路指向误差的影响. 指向误差由 $\sigma_s/r = 1.5$ 到 $\sigma_s/r = 0.75$,系统中断概率明显降低. 当 RF 链路平均信噪比低于 15dB 时,用户数量的增多对中断性能有明显改善,当干扰源数量逐渐增多时,中断概率逐渐增大.

图 5 中给出了用户数量、干扰信号平均干噪比及其

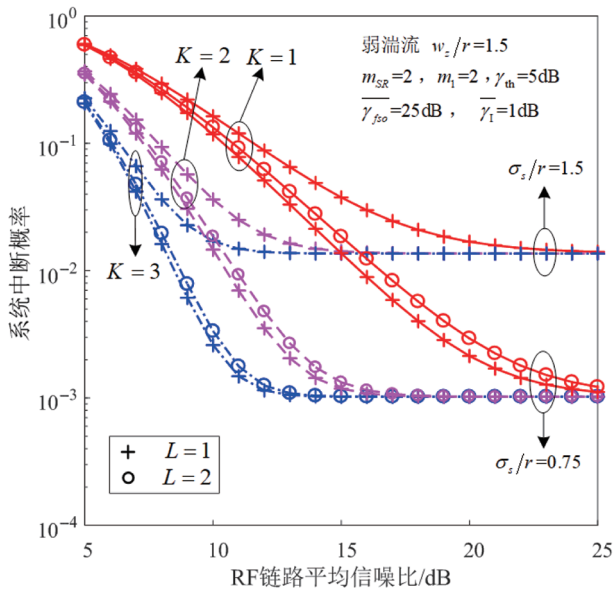


图4 用户数量、干扰信号数量及指向误差与中断概率变化规律

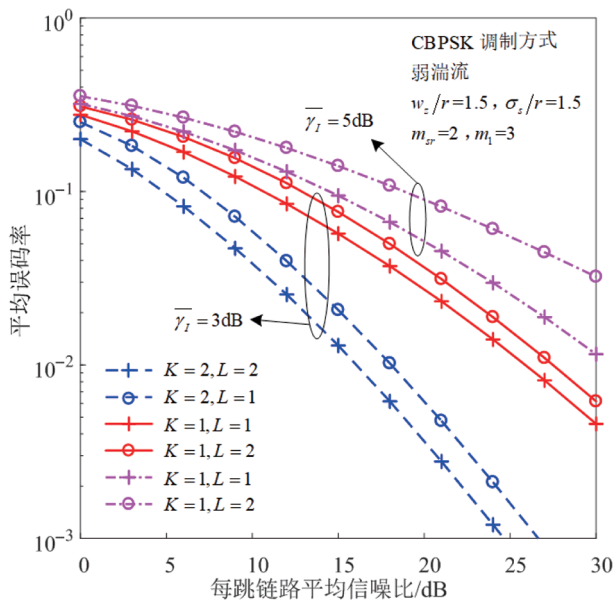


图5 用户数量、干扰信号数量及其平均干噪比与平均误码率变化规律

数量变化对系统平均误码率的影响. 采用CBPSK调制, 在弱湍流且指向误差为($w_z/r=1, \sigma_s/r=0.75$)条件下进行, 分别模拟了干扰信号平均干噪比分别为 $\bar{\gamma}_i=3\text{dB}$ 、 $\bar{\gamma}_i=5\text{dB}$ 两种情况. 随着每跳平均信噪比的增加, 系统的平均误码率下降. 干扰源信号强度增强, 系统的误码率明显增高, 如当平均信噪比为24dB, 用户数量 $K=1$ 及干扰源数量 $L=2$ 时, 干噪比由3dB增强到5dB时, 系统误码率由 1.403×10^{-2} 上升到 2.977×10^{-2} . 此外, 随着用户数量的增多, 系统的误码率有明显的下降, 用户数量的增加能有效改善系统误码性能.

图6中给出了不同调制方式对平均误码率的影

响. 在弱湍流、干扰信号数量 $L=2$ 及干噪比固定($\bar{\gamma}_i=1\text{dB}$)且用户数为 $K=1$, 指向误差($w_z/r=1.5, \sigma_s/r=1.5$)固定的情况下, 分析了四种调制方式下系统误码率随平均信噪比的变化情况. 结果表明, 以误码率低为标准, 在这四种二进制调制中, CBPSK(优于) $>CBFSK > DBPSK > NBFSK$, CBPSK为其中最佳的调制方式.

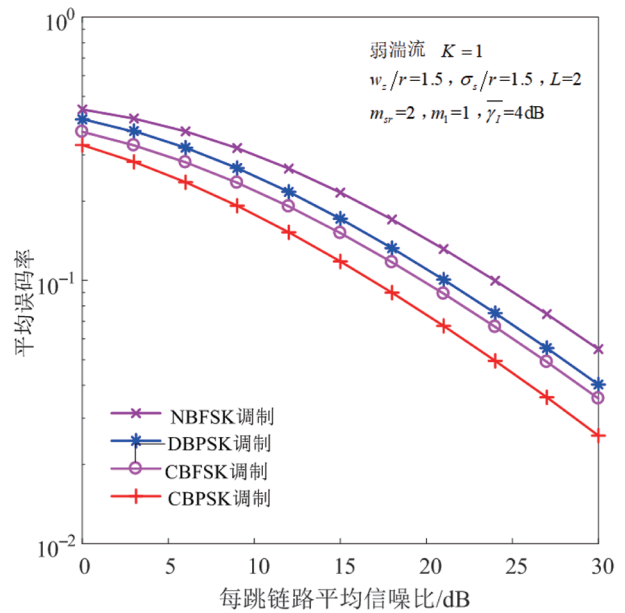


图6 不同调制方式与平均误码率变化规律

图7中给出了在FSO平均信噪比固定的情况下, 湍流强度及干扰源数量对系统误码率的影响. 在RF平均信噪比大于25dB时, 误码率趋于稳定, 此时系统性能主

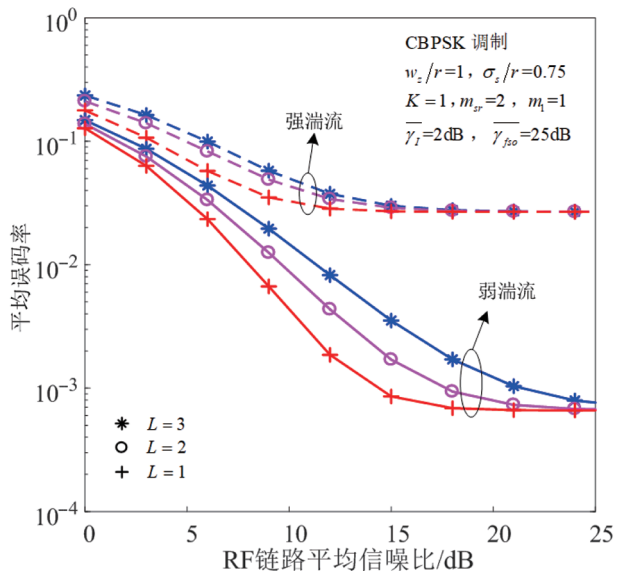


图7 不同湍流强度及干扰信号数量与平均误码率变化规律

要由 FSO 链路主导,弱湍流情况下系统误码率明显低于强湍流情况. 在弱湍流情况下,RF 链路平均信噪比小于 25dB 时,干扰源数量的增加会导致系统误码性能的恶化.

5 结论

在本文中,研究了基于 MUD 技术的改进型混合 RF/FSO 航空中继通信链路性能,考虑了多路同频干扰信号对系统性能的影响,中继节点采用解码转发协议,基于系统端到端等价信噪比的累积分布函数,推导了中断概率和平均误码率的闭合表达式,并进行了数值分析. 结果表明,干扰信号的数量及其平均干噪比、用户的数量、指向误差、大气湍流及 RF 信道质量对链路性能均有不同程度的影响. 当中继节点依据信道状态信息选择最佳用户进行通信时,接入用户的数量增多,端到端性能显著提高. 在四种二进制调制方式中,采用 CBPSK 调制时,系统通信性能最好. 当用户平均信噪比较高时,FSO 链路主导系统性能,湍流强度越强及指向误差越大,系统性能越差. 当 FSO 链路平均信噪比较高时,射频链路主导系统性能,干扰信号数量和平均干噪比的增加会导致系统性能下降,可通过增加用户数的方式来减弱干扰信号的影响. 推导的闭合表达式有助于量化各个因素对系统性能的影响,为系统设计提供参考.

参考文献

- [1] Schnell M, Epple U, Shutin D, et al. LDACS: Future aeronautical communications for air-traffic management[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 104 – 110.
- [2] Cao X, Yang P, Alzenad M, et al. Airborne communication networks: a survey[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36(9): 1907 – 1926.
- [3] Stotts L B, Andrews L C, Cherry P C, et al. Hybrid optical RF airborne communications[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(6): 1109 – 1127.
- [4] 赵静, 赵尚弘, 赵卫虎, 等. 大气湍流和指向误差下混合 RF/FSO 航空通信系统性能分析[J]. 中国激光, 2017, 44(9): 170 – 178.
Zhao J, Zhao S H, Zhao W H, et al. Performance analysis for mixed RF/FSO airborne communication systems over atmospheric turbulence and pointing error[J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(9): 170 – 178. (in Chinese)
- [5] 柯熙政, 王晨昊, 陈丹. Malaga 大气湍流信道下副载波调制系统相位噪声分析[J]. 通信学报, 2018, 39: 80 – 86.
Ke X Z, Wang C H, Chen D. Effects of phase noise on sub-carrier modulation performance over Malaga turbulence channel[J]. Journal on Communications, 2018, 39(11): 80 – 86. (in Chinese)
- [6] 李晓燕, 张鹏, 佟首峰. 大气湍流影响下基于自适应判决门限的逆向调制自由空间光通信系统误码率性能分析[J]. 中国激光, 2018, 45(6): 161 – 170.
Li X Y, Zhang P, Tong S F. Bit error rate performance for modulating retro-reflector free space optical communication system based on adaptive threshold under atmospheric turbulence[J]. Chinese Journal of Lasers, 2018, 45(6): 161 – 170. (in Chinese)
- [7] 孙晶, 黄普明, 么周石. Gamma-Gamma 大气湍流下相干光通信分集接收技术研究[J]. 光学学报, 2018, 38(7): 45 – 51.
Sun J, Huang P M, Yao Z S. Diversity reception technology in coherent optical communication over gamma-gamma atmospheric turbulence channel[J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(7): 45 – 51. (in Chinese)
- [8] 刘红军. 美军机载射频与 FSO 混合通信发展评述[J]. 电讯技术, 2014, 54(12): 1711 – 1716.
Liu H J. Overview of U. S. military airborne RF and FSO hybrid communication[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(12): 1711 – 1716. (in Chinese)
- [9] 张韵, 王翔, 赵尚弘. 2 × 2 中继混合射频/自由空间光航空通信系统性能分析[J]. 光学学报, 2019, 39(3): 30 – 36.
Zhang Y, Wang X, Zhao S H. Performance analysis of 2×2 relay-assisted mixed radio frequency/free space optical airborne communication system[J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(3): 30 – 36. (in Chinese)
- [10] Ashrafzadeh B, Soleimani-Nasab E, Kamandar M, et al. A framework on the performance analysis of dual-hop mixed FSO-RF cooperative systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(07): 4939 – 4954.
- [11] Petkovic M I, Cvetkovic A M, Djordjevic G T, et al. Outage performance of the mixed RF/FSO relaying channel in the presence of interference[J]. Wireless Personal Communications, 2017, 96: 2999 – 3014.
- [12] Triguí I, Cherif N, Affes S, et al. Interference-limited mixed Málaga-*m* and generalized-*k* dual-hop FSO/RF systems[A]. 2017 IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC) [C]. Montreal: IEEE, 2017. 1 – 6.
- [13] Balti E, Guizani M. Mixed RF/FSO cooperative relaying systems with co-channel interference[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(9): 4014 – 4027.
- [14] Wang P, Xiang N, Gao Q X, et al. On the performances

- of n th best user selection scheme in multiuser diversity free-space optical systems over exponentiated-weibull turbulence channels[J]. IEEE Photonics Journal, 2016, 8(2): 1 – 15.
- [15] Chen L, Wang W D, Zhang C. Multiuser diversity over parallel and hybrid FSO/RF links and its performance analysis[J]. IEEE Photonics Journal, 2016, 8(3): 1 – 9.
- [16] Yi X, Ao Q Q, Yue P, et al. Performance analysis for mixed κ - μ shadowed and exponentiated Weibull distributed dual-hop system with multiuser diversity in C-RAN[J]. Optics Communications, 2020, 460: 103 – 111.
- [17] Yang L, Hasna M, Ansari I. Unified performance analysis for multiuser mixed η - μ and m -distribution dual-hop RF/FSO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(8): 3601 – 3613.
- [18] Upadhyaya A, Dwivedi K, Singh G. Multiuser diversity for mixed RF/FSO cooperative relaying in the presence of interference[J]. Optics Communications, 2019, 442: 77 – 83.
- [19] Simon M K, Alouini M S. Digital Communication over Fading Channels[M]. Hoboken: John Wiley and Sons, 2005.30 – 35.
- [20] Gradshteyn I S, Ryzhik I M. Table of Integrals, Series, and Products[M]. New York: Academic Press, 2014.120 – 135.
- [21] Barrios R, Dios F. Exponentiated Weibull distribution family under aperture averaging for Gaussian beam waves [J]. Optics Express, 2012, 20(12): 13055 – 13064.
- [22] 王红星, 宋博, 吴晓军, 等. 指向误差对海上无线光通信误码率性能的影响分析[J]. 光学学报, 2016, 36(9): 1 – 10.
- Wang H X, Song B, Wu X J, et al. Influence of pointing error on bit error rate of free space optics system at sea[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(9): 1 – 10. (in Chinese)
- [23] Wolfram. The Wolfram Functions Site [EB/OL]. <https://functions.wolfram.com/HypergeometricFunctions/MeijerG/>, 1998-08-06/2020-10-13.
- [24] Torabi M, Effatpanahi R. Performance analysis of hybrid RF-FSO systems with amplify-and-forward selection relaying[J]. Optics Communications, 2019, 434: 80 – 90.
- [25] Mittal P K, Gupta K C. An integral involving generalized function of two variables[J]. Proceedings Mathematical Sciences, 1972, 75(3): 117 – 123.
- [26] Alhennawi H R, Ayadi M M H E, Ismail M H, et al. Closed-form exact and asymptotic expressions for the symbol error rate and capacity of the H-function fading channel[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(4): 1957 – 1974.

作者简介



刘文亚 男, 1996年出生于河南省杞县. 现为空军工程大学信息与导航学院研究生. 主要研究方向为航空激光通信、混合激光/微波通信技术.

E-mail: 617642371@qq.com



王翔(通信作者) 男, 1984年出生于山西省太原市. 博士. 现为空军工程大学信息与导航学院讲师. 从事空间激光信息技术, 航空信息网络技术.

E-mail: lleafwx626@126.com



赵尚弘 男, 1964年出生于甘肃省临洮县. 现为空军工程大学信息与导航学院教授, 博士生导师. 从事空间激光信息技术, 航空信息网络技术.

E-mail: zhaoshangh@aliyun.com



牟迪 男, 1996年出生于吉林省四平市. 现为空军工程大学信息与导航学院研究生. 主要研究方向为无人机激光通信、智能光通信技术.

E-mail: 122992542@qq.com