

引用本文:赵辉,李静,万辉,等. 智能反射面辅助的混合 FSO/RF 系统建模和分析[J]. 光通信技术,2023,47(3):1-8.

智能反射面辅助的混合 FSO/RF 系统建模和分析

赵辉,李静,万辉,邓文超

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院,重庆 400065)

摘要:针对自由空间光(FSO)链路视距受限问题,提出了一种光智能反射面(OIRS)辅助的混合 FSO/射频(RF)系统,介绍了系统模型。OIRS 用于解决障碍物遮挡问题,其辅助的 FSO 链路服从几何和抖动误差下的 Malaga 分布,RF 链路服从任意相关的 Nakagami-m 分布,并在目的节点采用等增益合并接收技术。推导了混合 FSO/RF 系统的中断概率、平均误码率的闭合表达式,并对中断概率进行渐近分析。仿真结果表明:OIRS 辅助的混合 FSO/RF 系统中断和误码性能取决于质量更差的一条信道,二进制相移键控调制误码性能优于二进制频移键控调制。

关键词:智能反射面;自由空间光通信;混合双跳系统;性能分析

中图分类号:TN92 **文献标志码:**A **文章编号:**1002-5561(2023)03-0001-08

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2023.03.001

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Modeling and analysis of intelligent reflecting surface-assisted hybrid FSO/RF systems

ZHAO Hui, LI Jing, WAN Hui, DENG Wenchao

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: Aiming at the problem of free-space optical (FSO) link line-of-sight constraint, this paper proposes an optical intelligent reflective surface (OIRS)-assisted hybrid FSO/radio frequency (RF) system, introduces the system model. OIRS is used to solve the obstacle occlusion problem, its auxiliary FSO link obeying the Malaga distribution under geometric and jitter errors, the RF link obeying the Nakagami-m distribution with arbitrary correlation and using equal-gain combined reception technique at the destination node. The closed-form expressions for the outage probability and average bit error rate of the hybrid FSO/RF system are derived, and asymptotic analysis of the outage probability is performed. The simulation results show that the interrupt and bit error performance of the OIRS-assisted hybrid FSO/RF system depends on the one channel with worse quality, and the bit error performance of the binary phase-shift keying modulation is better than the binary frequency-shift keying modulation.

Key words: intelligent reflecting surface, free space optical communication, mixed dual-hop system, performance analysis

0 引言

自由空间光(FSO)通信具有带宽容量大、无需频谱许可、与射频(RF)通信兼容且易于安装等优势,有

望满足下一代无线通信网络高速率和高安全性的需求^[1]。然而,光信号通过大气信道进行传输时会受到大气湍流效应的影响,导致 FSO 通信系统性能严重恶化^[2]。此外,由于 FSO 通信以自由空间为传输媒介,传输光信号可能会被障碍物遮挡,造成非视距传输的问题。非对称混合双跳 RF/FSO 系统可以结合 RF 和 FSO 的优势,填补“最后一公里”RF 接入网和 FSO 主干网络之间的链路缺口,从而构建覆盖范围大和带宽高的无线网络^[3]。

针对路径损耗和各种衰落条件,FSO 链路和 RF 链路可建模为不同的衰落模型,相关学者开展了不同条件下混合中继 FSO/RF 系统的通信性能研究。文献[4]考虑了一种混合中继 FSO/RF 系统,并在假设 FSO 链

收稿日期:2022-10-17。

基金项目:国家自然科学基金项目(批准号:12104078)资助;重庆市自然科学基金项目(批准号:csts2021jcyj-msxmX0836)资助。

作者简介:赵辉(1980—),女,黑龙江哈尔滨人,博士,重庆邮电大学教授,博士生导师,美国佛罗里达大学访问学者,主要研究方向为空间光通信与光网络。主持和参研国家 863 项目、973 项目、国家自然科学基金项目、重庆市自然科学基金项目、哈尔滨工业大学优秀团队支持计划项目等科研项目 10 余项;作为第一作者或通信作者发表高水平 SCI 论文 30 余篇;获发明专利 5 项;获重庆市自然科学二等奖 1 项。



赵辉,李静,万辉,等:智能反射面辅助的混合 FSO/RF 系统建模和分析

路服从 Gamma-Gamma 分布、RF 链路服从 Rayleigh 分布的场景下,推导了系统的误码率,但未在大气光链路中考虑决定链路性能的指向误差问题。基于此,文献[5]考虑了 FSO 链路中的指向误差问题,增加了对遍历容量和高阶衰落量 2 个指标的分析,但 Gamma-Gamma 分布仅适用于模拟中强湍流大气场景。文献[6]考虑了 FSO 链路和 RF 链路分别服从更具一般性的 Malaga 分布和 κ - μ 分布场景,推导出系统的中断概率、误码率和遍历容量的闭合表达式。然而,上述研究均假设存在视距条件,未考虑 FSO 通信的非视距传输问题。文献[7]构建了一种新型混合三跳中继 RF-FSO-FSO 系统以解决城市环境中非视距传输的问题。然而,此系统的中继节点必须配备部分或完整的 FSO 收发链路,大大增加了系统的复杂性和安全隐患。

光智能反射面(OIRS)具有低功耗、可调控和成本效益高等优势,能有效解决 FSO 链路的非视距传输问题^[8]。一方面,作为一种新型无源器件,OIRS 是一块由大量反射单元构成的人造二维表面,每个元件能够独立地诱导入射信号的振幅或相位变化,进而控制波前相位分布,使入射光束被反射到任何期望的方向上^[9-10];另一方面,OIRS 无需复杂的编译码算法,很容易集成到现有的无线通信系统中。因此,OIRS 被认为是未来无线光通信中最有前景的研究方向之一^[11]。为解决城市环境中非视距传输问题且降低成本,本文提出一种利用 OIRS 辅助的混合 FSO/RF 系统。

1 系统模型

本文构建的 OIRS 辅助的混合 FSO/RF 系统应用场景如图 1 所示,该系统由 1 个发射源 S、1 个解码转发中继器 R、1 个 OIRS 和 1 个目的节点 D 构成。假设 S 和 R 都配备单根天线,D 配备多根接收天线,S 和 R、D 之间由于障碍不存在直接链路。光信号首先从 S 传输到 OIRS (S-OIRS 链路),OIRS 将信号反射到 R

(OIRS-R 链路),在 R 处经过解码转发,再通过 RF 链路重新传输信号至 D,通信一直保持连接状态且 2 段链路相互独立互不干扰。

1.1 FSO 链路

第一跳 FSO 链路中继器 R 处接收信号 y_{SR} 可以表示为

$$y_{SR} = h_{SR} M(t) + n(t) = h_{SR} \sqrt{P_s} \zeta R(t) + h_{SR} \sqrt{P_s} B + n(t) \quad (1)$$

其中, $M(t)$ 是发射源发送的调制信号, P_s 是传输功率, ζ 是光/电转换系数, $R(t)$ 是传输的 RF 信号, $n(t)$ 是均值为 0、方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声(AWGN)。 B 是偏置直流,确保光信号为正且能正常插入 RF 信号。 h_{SR} 是 FSO 链路中发射源到中继器的端到端信道增益,为正实数。 h_{SR} 受多种因素影响,将其建模为联合分布,即 $h_{SR} = \eta h_p h_a h_g$, η 是光电探测器的响应系数, h_p 是大气路径损耗, h_a 是大气湍流衰落, h_g 是几何和抖动误差。

1.1.1 大气信道衰落

在实际情况中,OIRS 可能吸收或散射部分光束功率。本文用 η_{OIRS} 表示 OIRS 反射的功率效率,其数值取决于工作频率以及施加到 OIRS 表面的偏置电压。对于激光波长 $\lambda=1\ 550\ \text{nm}$ 的 FSO 链路, η_{OIRS} 的典型取值在 $[0.7, 1]$ 范围内^[12]。因此, h_p 可建模^[13]为

$$h_p = \eta_{OIRS} 10^{-\kappa d_s/10} 10^{-\kappa d_r/10} = \eta_{OIRS} 10^{-\kappa d_{se}/10} \quad (2)$$

其中, κ 为 FSO 链路的天气相关衰减系数, d_s 和 d_r 分别为发射源到 OIRS 和 OIRS 到光接收机透镜的链路长度, d_{se} 为发射源到目的节点的端到端链路长度, $d_{se} = d_s + d_r$ 。

1.1.2 大气湍流模型

本文采用的 Malaga 衰落模型属于广义湍流模型^[14],此湍流衰落 h_a 的概率密度函数(PDF)可以定义为

$$f_{h_a}(h_a) = A \sum_{k=1}^{\beta} a_k h_a^{\frac{\alpha+k}{2}-1} K_{\alpha-k} \left(2\sqrt{\frac{\alpha\beta h_a}{g\beta+\Omega'}} \right), h_a > 0 \quad (3)$$

其中, $K_{\alpha-k}(\cdot)$ 为第二类 $\alpha-k$ 阶修正贝塞尔函数, α 、 β 均为与大气湍流强度有关的参数, g 为离轴涡旋接收到的散射分量的平均功率, Ω' 为相干贡献的平均功率, A 和 a_k 分别表示为

$$A \triangleq \frac{2\alpha^{\alpha/2}}{g^{1+\alpha/2} \Gamma(\alpha)} \left(\frac{g\beta}{g\beta+\Omega'} \right)^{\beta+\alpha/2} \quad (4)$$

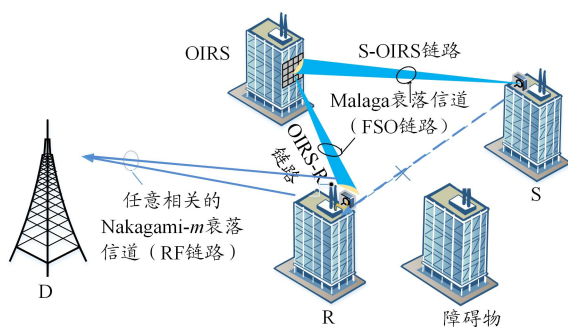


图 1 OIRS 辅助的混合 FSO/RF 中继系统模型

$$a_k \triangleq \binom{\beta-1}{k-1} \frac{(g\beta+\Omega')^{1-k/2}}{(k-1)!} \left(\frac{\Omega'}{g}\right)^{k-1} \left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^{k/2} \quad (5)$$

其中, $\Gamma(\cdot)$ 是 Gamma 函数, g 是离轴涡旋接收到的散射分量的平均功率, k 是阶数。

1.1.3 几何和抖动误差

本文采用一个等效的 3D 镜辅助系统^[15], OIRS、激光光源和光接收机透镜的 3D 未对准坐标系如图 2 所示。将激光光源、OIRS 和光接收机透镜的相对位置对光强分布的影响都整合到以透镜所在平面 (x - y 平面)、透镜法线为 z 轴的 3D 坐标系上, 得到 OIRS 上的光强分布, 在此基础上研究透镜处的光场强度 (几何误差)。该系统中, 来自激光光源的高斯光束不能提供与任何期望反射角 $\Psi_1=(\theta_1, \phi_1)$ 相同的光强分布, 而像散高斯光束可以产生此分布^[16]。假设等效镜面中的镜像足够大, 激光光源可以相对于镜像平面进行镜像, 构造一个入射角与期望的反射角相同的虚拟光源 LS_1 , 即 $\hat{\Psi}_2=(\hat{\theta}_2, \hat{\phi}_2)=\Psi_1$, 从而创建一个虚拟的光源 VS 发送与原始光源相同的光束直接到达透镜, 同时其与透镜之间的直接链路距离亦为 d_{2e} 。等效镜面 2D 模型如图 3 所示。

在 FSO 链路中, 建筑物摇摆引起发射源、OIRS 和

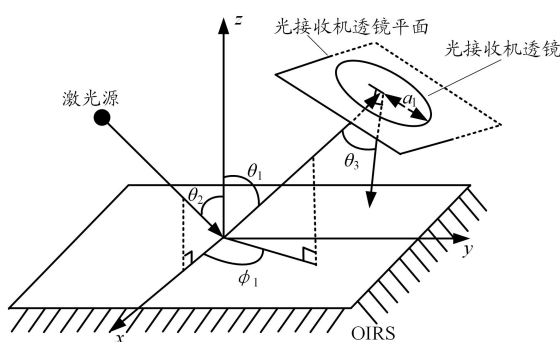


图 2 OIRS、激光光源和光接收机透镜的 3D 未对准图

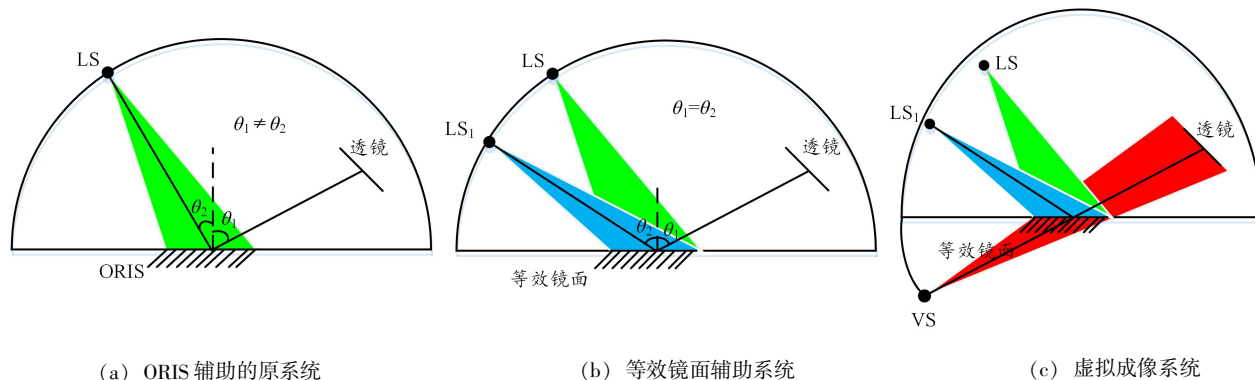


图 3 等效镜面 2D 模型

光接收机的抖动会使光斑在一定范围内出现漂移现象。本文中, 光束足迹中心到透镜处接收光斑中心的位移矢量 u 可以表示为

$$u = \tan \theta' d_{tl} \approx \theta' d_{tl} \quad (6)$$

其中, θ' 为 OIRS 抖动和发射源抖动的叠加偏转角, 服从瑞利分布。

在光接收机处的光功率的归一化空间分布 (几何和抖动误差) 可以表示为

$$h_g(u) \approx A_0 \exp\left(-\frac{2u^2}{t}\right) \quad (7)$$

其中, t 表示光接收机处束腰半径的平方。当 $u=0$ 时, A_0 是光接收机透镜捕获到的最大光场强度, 通常设置为 1。

θ' 的 PDF^[17] 为

$$f_{\theta'}(\theta') = \frac{\theta'}{\left(1 + \frac{d_{sr}}{d_{tl}}\right)^2 \sigma_1^2 + 4\sigma_2^2} \times \exp\left[-\frac{\theta'^2}{2\left(1 + \frac{d_{sr}}{d_{tl}}\right)^2 \sigma_1^2 + 8\sigma_2^2}\right] \quad (8)$$

其中, σ_1 和 σ_2 分别是 OIRS 抖动角和激光光源抖动角的标准差。根据位移矢量和偏转角之间的关系, 结合式(6)~式(8), 得到 h_g 的 PDF 为

$$f_{h_g}(h_g) = \frac{\xi}{A_0} \left(\frac{h_g}{A_0}\right)^{\xi-1} \quad (9)$$

其中, $\xi = \frac{t}{4(d_{sr} + d_{tl})^2 \sigma_1^2 + 16\sigma_2^2 d_{tl}^2}$ 。

1.1.4 FSO 链路累积分布函数(CDF)

根据联合分布原理, 结合式(3)和式(9)可得 FSO 链路端到端信道增益 h 的 PDF 为

$$f_h(h) = \frac{A\xi}{A_0 h_p} h^{\xi-1} \sum_{k=1}^{\beta} a_k \int_{\frac{h}{A_0 h_p}}^{\infty} h_a^{\frac{\alpha+k}{2}-1-\xi} \times$$

赵辉,李静,万辉,等: 智能反射面辅助的混合 FSO/RF 系统建模和分析

$$K_{\alpha-k} \left(2\sqrt{\frac{\alpha\beta h_a}{g\beta+\Omega'}} \right) dh_a \quad (10)$$

参照文献[18],将 $K_{\alpha-k}(\cdot)$ 按照 Meijer-G 函数表示,并根据 Meijer-G 的积分计算可得

$$f_h(h) = \frac{\xi A}{2h} \sum_{k=1}^{\beta} b_k G_{1,3}^{3,0} \left[\frac{\alpha\beta}{(g\beta+\Omega')} \frac{h}{A_0 h_p} \middle| \begin{matrix} \xi+1 \\ \xi, \alpha, k \end{matrix} \right] \quad (11)$$

其中, $b_k = a_k \frac{\alpha\beta}{g\beta+\Omega'} \frac{-\frac{\alpha+k}{2}}{\quad}$ 。

当使用外差检测(HD)技术^[19],输入平均信噪比 $\mu_1 = \eta_e \frac{h_p A_0 \xi(g+\Omega')}{(1+\xi) N_0}$,其中, η_e 为光/电转化效率, N_0 为噪声的功率密度。当 FSO 链路瞬时信噪比 $\gamma_{SR} = \frac{\eta_e h}{N_0}$ 时,可得 $h = \frac{h_p A_0 \xi(g+\Omega') \gamma}{\mu_1 (\xi+1)}$, 利用随机变量变换可以得到

FSO 链路瞬时信噪比 γ_{SR} 的 PDF 为

$$f_{\gamma_{SR}}(\gamma) = \frac{\xi A}{2\gamma} \sum_{k=1}^{\beta} b_k G_{1,3}^{3,0} \left[O \frac{\gamma}{\mu_1} \middle| \begin{matrix} \xi+1 \\ \xi, \alpha, k \end{matrix} \right] \quad (12)$$

其中, $O = \frac{\xi\alpha\beta(g+\Omega')}{(\xi+1)(g\beta+\Omega')}$ 。

类似地,考虑强度调制/直接检测(IM/DD)技术,输入平均信噪比 $\mu_2 = \frac{\eta_e^2 E_h^2(h)}{N_0} = \frac{h_p^2 A_0^2 \eta_e^2 \xi(g+\Omega')^2}{(1+\xi)^2 N_0}$, 进而可得信噪比的 PDF 为

$$f_{\gamma_{SR}}(\gamma) = \frac{\xi A}{2\gamma} \sum_{k=1}^{\beta} b_k G_{1,3}^{3,0} \left[O \frac{\gamma}{\mu_1} \middle| \begin{matrix} \xi+1 \\ \xi, \alpha, k \end{matrix} \right] \quad (13)$$

根据文献[18]可推导出 FSO 链路瞬时信噪比 γ_{SR} 的 CDF 为

$$F_{\gamma_{SR}}(\gamma) = \int_0^{\gamma} f_{\gamma_{SR}}(t) dt = J \sum_{k=1}^{\beta} c_k G_{r+1,3r+1}^{3r,1} \left[E \frac{\gamma}{\mu_r} \middle| \begin{matrix} 1, \kappa_1 \\ \kappa_2, 0 \end{matrix} \right] \quad (14)$$

其中, $J = \frac{\xi A}{2^r (2\pi)^{r-1}}$; $c_k = b_k r^{\alpha+k-1}$; $E = \frac{O^r}{r^{2r}}$; $\kappa_1 = \frac{\xi+1}{r}$, $\dots$,

$\frac{\xi+r}{r}$; $\kappa_2 = \frac{\xi}{r}, \dots, \frac{\xi+r-1}{r}, \frac{\alpha}{r}, \frac{\alpha+r-1}{r}, \dots, \frac{k+r-1}{r}$ 。 $r=1$

对应 HD 技术, $r=2$ 对应 IM/DD 技术。

1.2 RF 链路

在 FSO 链路中部署 OIRS, 相当于增添了一条辅助性反射链路, 通信距离变长导致系统的整体性能下降。因此,本文在目的节点配置多根天线,采用等增益合并 (EGC) 技术无需获取每路支路信号的瞬时信噪

比,由于各支路同相信号组合时权重相同,使得 FSO 通信系统能够更大程度地发挥其容量大、速率快的优势。

对于第二跳 RF 链路, 中继节点采用解码转发 (DF) 协议解码后传输到目的节点 D, 则节点接收的信号 y_D 为

$$y_D = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \sqrt{P_R} h_{i, RD} x_R(t) + n_D(t) \quad (15)$$

其中, L 是目的节点 D 配备的天线数量, P_R 是中继节点 R 重构信号 $x_R(t)$ 的发射功率, $h_{i, RD}$ 是 RF 链路中第 i 根发射天线的信道增益, $n_D(t)$ 是均值为 0、方差为 σ_D^2 的加性高斯白噪声信号。

本文考虑实际应用场景中最通用的任意相关模型,将无线信道建模为具有 2 根天线 EGC 分集的任意相关 Nakagami- m 衰落模型。因此,目的节点 D 处瞬时信噪比 γ_{RD} 的 PDF^[20]可表示为

$$f_{\gamma_{RD}}(\gamma) = \frac{(1-\rho)^m}{\Gamma(m)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{B(2Q, \frac{1}{2}) C^{2Q} \rho^k}{k! \Gamma(Q) 2^{2(Q-1)}} \times \gamma^{2Q-1} e^{-2C\gamma} {}_1F_1\left(2Q; 2Q + \frac{1}{2}; C\gamma\right) \quad (16)$$

其中, $C = \frac{m}{\gamma(1-\rho)}$, $Q = m + k$, ρ 是天线相关系数, m 是衰落系数, $\bar{\gamma}$ 是 L 个等增益分集的 Nakagami- m 衰落信道的平均信噪比, $B(\alpha, \beta) = \frac{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)}{\Gamma(\alpha+\beta)}$ 是 Beta 函数, 合

流超几何函数^[21] ${}_1F_1(\alpha; \beta; x) = \frac{\Gamma(\beta)}{\Gamma(\alpha)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(\alpha+n) x^n}{\Gamma(\beta+n) n!}$ 。经过代数运算,目的节点 D 处瞬时信噪比 γ_{RD} 的 PDF 可以表示为

$$f_{\gamma_{RD}}(\gamma) = H \gamma^{v-1} e^{-2C\gamma} \quad (17)$$

其中, $H = \frac{(1-\rho)^m}{\Gamma(m)} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{U C^v \rho^k}{k! n! \Gamma(A) 2^{2(A-1)}}$, $U = \Gamma(v) \times$

$$\frac{\Gamma(\frac{1}{2})}{\Gamma(v + \frac{1}{2})}, v = 2A + n。$$

RF 链路瞬时信噪比 γ_{RD} 的 CDF 可以表示为

$$F_{\gamma_{RD}}(\gamma) = Z \left(1 - e^{-2C\gamma} \sum_{i=0}^{v-1} \frac{(2C\gamma)^i}{i!} \right) \quad (18)$$

其中, $Z = \frac{(1-\rho)^m}{\Gamma(m)} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{B \rho^k (v-1)!}{k! n! \Gamma(A) 2^{4A+\rho-2}}$ 。

2 性能分析

对于 DF 协议下的 OIRS 辅助的混合 FSO/RF 系统,当两跳的信道相互独立互不干扰时链路端到端瞬时信噪比 γ 为

$$\gamma = \min(\gamma_{\text{SR}}, \gamma_{\text{RD}}) \quad (19)$$

端到端瞬时信噪比 γ 的 CDF 为

$$F_{\gamma}(\gamma) = 1 - [1 - F_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma)][1 - F_{\gamma_{\text{RD}}}(\gamma)] = F_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma) + F_{\gamma_{\text{RD}}}(\gamma) - F_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma)F_{\gamma_{\text{RD}}}(\gamma) \quad (20)$$

其中, $\gamma \leq \min(\gamma_{\text{SR}}, \gamma_{\text{RD}})$ 。

2.1 中断概率

衰落信道中,中断概率是常用来描述系统性能的一个关键指标,表示接收端信噪比低于某个阈值信噪比 γ_{th} 的概率。对于混合 FSO/RF 系统,FSO 链路或 RF 链路中任意一条链路中断,均会导致通信过程结束。因此,中断概率 P_{out} 可以表示为

$$P_{\text{out}} = F_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma_{\text{th}}) + F_{\gamma_{\text{RD}}}(\gamma_{\text{th}}) - F_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma_{\text{th}})F_{\gamma_{\text{RD}}}(\gamma_{\text{th}}) \quad (21)$$

其中, $\gamma_{\text{SR}} < \gamma_{\text{th}}$ 或 $\gamma_{\text{RD}} < \gamma_{\text{th}}$ 。

2.2 中断概率渐近分析

从系统中断概率精确的闭合表达式中得到任何参数对系统性能的影响规律比较困难,因此有必要对其进行渐近分析,以获得分集度等信息。在高信噪比条件下,RF 链路采用等增益合并带来更高的接收信噪比,中断概率接近零,系统的中断性能将取决于 FSO 链路。

利用 Meijer G 函数的性质^[18]可推导出中断概率 P_{out} 的渐近表达式为

$$P_{\text{out}} = \left(1 - J \sum_{k=1}^{\beta} c_k G_{r+1,3r+1}^{3r,1} \left[\frac{E\gamma}{\mu_r} \middle| \begin{matrix} 1, \kappa_1 \\ \kappa_2, 0 \end{matrix} \right] \right) \times \left(1 - G \left(1 - e^{-2C\gamma} \sum_{i=0}^{v-1} \frac{(2C\gamma_{\text{RD}})^i}{i!} \right) \right) \rightarrow J \sum_{k=1}^{\beta} c_k \sum_{i=1}^{3r} \left(\frac{\mu_r}{E} \frac{1}{\gamma} \right)^{-\kappa_{2,i}} \times \frac{\prod_{i=1, i \neq j}^{3r} \Gamma(\kappa_{2,i} - \kappa_{2,j}) \Gamma(\kappa_{2,k})}{\Gamma(1 + \kappa_{2,k}) \prod_{l=2}^{r-1} (\kappa_{1,l} - \kappa_{2,k})} \quad (22)$$

其中, $\kappa_{x,y}$ 表示集合 κ_x 中的第 y 项。分集度^[22]的定义式为

$$P_{\text{out}} \rightarrow G_c \mu_r^{-G_d} \quad (23)$$

其中, G_c 为编码增益; G_d 为分集增益,也称为分集度。根据式(22)和式(23)可知,OIRS 辅助的混合 FSO/RF 系统的分集度为

$$G_d = \min(\xi, \alpha, \beta) \quad (24)$$

2.3 平均误码率

根据文献[23]可知,当采用解码转发协议时,中继系统的总体误码率可表示为

$$P_{\text{BER}} = P_{\text{E1}} + P_{\text{E2}} - 2P_{\text{E1}}P_{\text{E2}} \quad (25)$$

其中, P_{E1} 是 FSO 链路的平均误码率, P_{E2} 是 RF 链路的平均误码率。

根据文献[23]可得,与混合 FSO/RF 系统整体相关的平均误码率 P_{E} 为

$$P_{\text{E}} = \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \int_0^{\infty} \exp(-q\gamma) \gamma^{p-1} F_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (26)$$

其中,参数 p, q 的不同组合对应不同二进制调制方式,具体如表 1 所示。

表 1 不同 p, q 值对应的调制方式

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
无相干二进制频移键控(NBFSK)	1	0.5
差分二进制相移键控(DBPSK)	1	1

采用 OIRS 辅助的 FSO 链路的平均误码率为

$$P_{\text{E1}} = \frac{J}{2\Gamma(p)} \sum_{k=1}^{\beta} c_k G_{r+2,3r+1}^{3r,2} \left[\frac{E}{\mu_r q} \middle| \begin{matrix} 1-p, 1, \kappa_1 \\ \kappa_2, 0 \end{matrix} \right] = \frac{J}{2} \sum_{k=1}^{\beta} c_k G_{r+2,3r+1}^{3r,2} \left[\frac{E}{\mu_r} \middle| \begin{matrix} 0, 1, \kappa_1 \\ \kappa_2, 0 \end{matrix} \right] \quad (27)$$

采用 EGC 合并的 RF 链路的平均误码率为

$$P_{\text{E2}} = \frac{1}{2} G \left(1 - \frac{q^p}{\Gamma(p)} \sum_{i=0}^{v-1} \frac{(2C)^i}{i!} \frac{\Gamma(1+i)}{(1+2C)^{1+i}} \right) \quad (28)$$

将式(27)和式(28)代入式(25)中,即可得系统的总体误码率。

3 链路性能分析

根据得到的通信链路性能闭合表达式,本文仿真分析了大气湍流强度、建筑物抖动带来的指向误差、RF 信道衰落系数、天线相关系数、检测技术以及调制方式对混合 FSO/RF 系统中断、误码率性能的影响。仿真参数设置如表 2、表 3 所示,其中,OIRS 处反射角为系统期望反射角。

设 OIRS、发射源和目的节点的抖动误差一定, $\sigma_{\theta} = 1 \times 10^{-3}$, $\sigma_{\beta} = 2 \times 10^{-3}$, $\gamma_{\text{RD}} = 30$ dB, $m=1$, $\rho=0.01$,得到不同湍流强度及不同检测技术下,混合 FSO/RF 系统的中断概率随 FSO 链路平均信噪比 μ_r 的变化规律如图 4 所

赵辉,李静,万辉,等: 智能反射面辅助的混合 FSO/RF 系统建模和分析

表 2 系统参数设置

参数	数值
FSO 链路随天气变化的衰减系数/ m^{-1}	0.43×10^{-3}
FSO 链路波长/ nm	1 550
OIRS 的反射系数	1
OIRS 处入射角 ($\Psi_2=(\theta_2, \phi_2)$)/rad	$(\pi/6, 0)$
OIRS 处反射角 ($\Psi_1=(\theta_1, \phi_1)$)/rad	$(5\pi/6, 7\pi/8)$
OIRS 处反射光线和光接收机透镜法线之间的夹角/rad	π
光接收机透镜半径/cm	2.5
R 到 OIRS 的距离/m	300
OIRS 到 D 的距离/m	600
FSO 链路光接收机透镜处的光束宽度/cm	$8a$
阈值信噪比/dB	1

表 3 大气湍流参数设置

湍流强度	α	β
弱湍流	8.1	4
中湍流	4.2	3
强湍流	2.296	2

示。可以看出,当湍流强度增大时,混合 FSO/RF 系统中断概率增大,这是因为 FSO 链路的信道质量随湍流强度的增加而变差。

在强湍流情况下,设 $\gamma_{\text{RD}}=30 \text{ dB}$, $m=1$, $\rho=0.01$,此时抖动角标准差 σ_1 和 σ_2 与混合 FSO/RF 系统的中断概率之间的关系如图 5 所示。可以看出,当抖动角标准差减小(指向误差减小),中断概率也随之降低。

在弱湍流强度和 IM/DD 技术下,设 $\mu_r=30 \text{ dB}$, $\sigma_r=1 \times 10^{-3}$, $\sigma_\beta=2 \times 10^{-3}$,此时 RF 链路衰落系数 m 和天线相关系数 ρ 对混合 FSO/RF 系统中断概率的影响如图 6 所示。可以看出,随着衰落系数 m 的增大(信道衰落程度越弱),中断概率变低;与采用单天线相比,RF 链路采用 EGC 技术降低了混合 FSO/RF 系统的中断概率;天线相关系数 ρ 越大(天线间干扰越大),中断概率越大。

另外,结合图 4~图 6 可知,在高信噪比下,中断概率的渐近结果与式(22)的计算结果紧密贴合,且当 RF 链路平均信噪比增加到一定程度时,中断性能受到 FSO 链路的湍流强度和 RF 链路平均信噪比的约束不再变化,这都证明了式(22)的准确性;相比 IM/DD 技

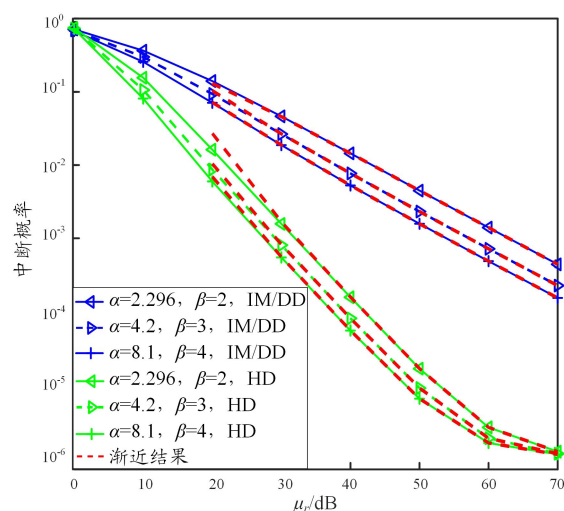


图 4 不同湍流强度和检测技术下混合 FSO/RF 系统的中断概率

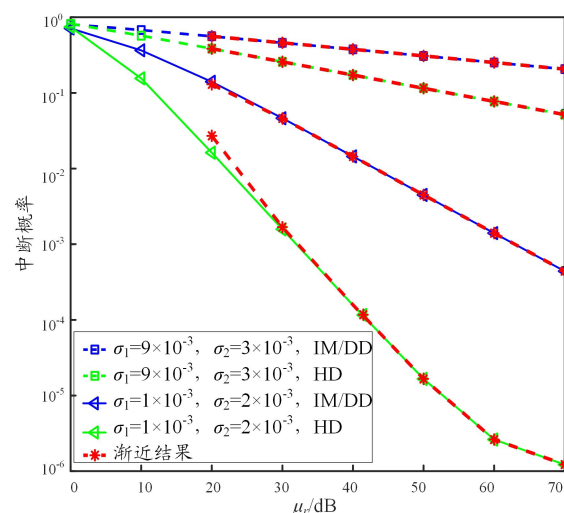


图 5 不同抖动角标准差和检测技术下混合 FSO/RF 系统的中断概率

术,HD 技术虽然会增加混合 FSO/RF 系统整体复杂度,但能显著降低系统的中断概率。

设 $\gamma_{\text{RD}}=25 \text{ dB}$, $m=1$, $\rho=0.01$, 调制方式采用 CBPSK,得到不同湍流强度和检测技术下,混合 FSO/RF 系统平均误码率与 FSO 链路平均信噪比 μ_r 之间的关系,如图 7 所示。可以看出,随着湍流强度增大,混合 FSO/RF 系统平均误码率增大,与 3.3 节的理论分析结果吻合;相较于采用 IM/DD 技术,采用 HD 技术的混合 FSO/RF 系统平均误码率明显降低。

在弱湍流强度下,设 $\mu_r=30 \text{ dB}$, $m=1$, $\rho=0.01$,采用不同调制方式和检测技术,此时混合 FSO/RF 系统平均误码率随 RF 链路平均信噪比的变化规律如图 8 所示。可以看出,在相同检测技术下,调制方式为 CBPSK 时混合 FSO/RF 系统的误码性能最优,调制方式为 NBFSK 时混合 FSO/RF 系统误码性能最差;同时,当

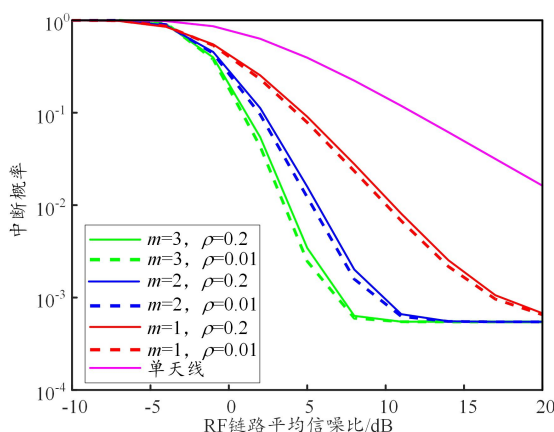


图6 不同 RF 链路衰落系数和天线相关系数下混合 FSO/RF 系统的中断性能

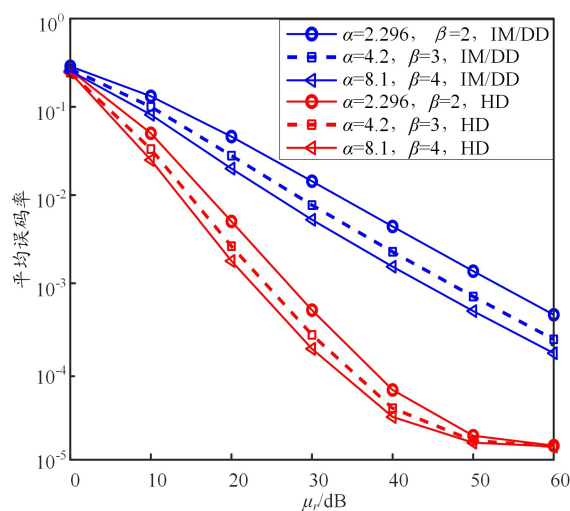


图7 不同湍流强度和检测技术下混合 FSO/RF 系统的平均误码率

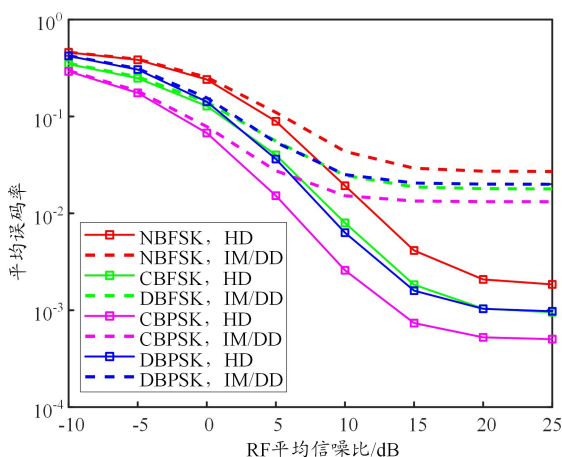


图8 不同调制方式和检测技术下的平均误码率

RF 链路平均信噪比增大至 25 dB 后,混合 FSO/RF 系统的误码性能主要由 FSO 链路主导,因此此时系统误码率趋于稳定。

4 结束语

混合 FSO/RF 系统中,障碍物是导致通信中断的主要因素。因为 OIRS 可以等效为一个能改变反射光束相位的镜面系统对光进行异常反射,所以本文提出 OIRS 辅助的混合 FSO/RF 系统,其中 OIRS 辅助的 FSO 链路具有几何和抖动误差的 Malaga 衰落,RF 链路服从 Nakagami-m 衰落,接收端采用 EGC 技术。本文推导并分析了该混合 FSO/RF 系统的中断概率和误码率。同时,为了得到更显性的结论,还仿真了中断概率的渐近结果。仿真结果表明:系统的分集度取决于指向误差参数和 FSO 链路的衰落参数;RF 链路中的天线相关系数也会影响系统性能,相关系数越小,中断概率越低,系统整体性能越好;在 4 种调制方式中,CBPSK 调制误码性能最优。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 韩立强,江红兵. 双跳混合 RF/MIMO FSO 放大转发中继通信系统性能分析[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(13): 130103-104-130103-113.
- [3] ADITI M, PREETI S. Free space optics: current applications and future challenges[J]. International Journal of Optics, 2015, 2015(6): 1-7.
- [4] 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.
- [5] ANSARI I S, YILMAZ F, ALOUINI M S. Impact of pointing errors on the performance of mixed RF/FSO dual-hop transmission systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2013, 2(3): 351-354.
- [6] XU G J, SONG Z H. Performance analysis for mixed κ - μ fading and M-distribution dual-hop radio frequency/free space optical communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(3): 1517-1528.
- [7] ASHRAFZADEH B, SOLEIMANI-NASAB E, ZAIMBASHI A, et al. Outage performance of mixed RF/FSO systems over DGG and Nakagami-m channels [J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2020, 9 (12): 2135-2139.
- [8] RENZO M D, ZAPPONE A, DEBBAH M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: how it works, state of research, and road ahead[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(11): 2450-2525.
- [9] YU N, GENEVET P, KATS M A, et al. Light propagation with phase discontinuities: generalized laws of reflection and refraction [J]. Science, 2011, 334: 333-337.
- [10] MINOVICH A E, MIROSHNICHENKO A E, BYKOV A Y. Functional and nonlinear optical metasurfaces[J]. Laser & Photonics Reviews, 2015, 9(2): 195-213.
- [11] RATNI B, LUSTRAC A D, PIAU G P, et al. Reconfigurable meta-mir-

赵辉,李静,万辉,等:智能反射面辅助的混合 FSO/RF 系统建模和分析

- ror for wavefronts control: applications to microwave antennas [J]. Optics Express, 2018, 26(3): 2613–2624.
- [12] HUANG Y W, LEE H, SOKHOYAN R, et al. Gate-tunable conducting oxide metasurfaces[J]. Nano Letters, 2015, 16(9): 5319–5325.
- [13] FARID A A, HRANILOVIC S. Outage capacity optimization for free-space optical links with pointing errors[J]. Journal of Lightwave Technology, 2007, 25(7): 1702–1710.
- [14] JURADO-NAVAS A, GARRIDO-BALSELLS J M, PARIS J F, et al. A unifying statistical model for atmospheric optical scintillation[EB/OL]. (2011-02-09)[2022-10-17]. <https://doi.org/10.48550/arXiv.1102.1915>.
- [15] NAJAFI M, SCHMAUSS B, SCHOBER R. Intelligent reflecting surfaces for free space optical communication systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(9): 6134–6151.
- [16] EVGENIYA R, ALEXANDER K, EUGENY A. Definition of the waist plane for general astigmatic Gaussian beams [J]. Optics Letters, 2015, 40(9): 1936–1939.
- [17] WANG H B, ZHANG Z C, ZHU B C, et al. performance of wireless optical communication with reconfigurable intelligent surfaces and random obstacles[EB/OL]. (2020-01-16)[2022-10-17]. <https://doc.paperpass.com/foreign/arXiv200105715.html>.
- [18] WOLFRAM I. Mathematica Edition: Version 8.0 [M]. Champaign:

Wolfram Research, Inc., 2010.

- [19] ANSARI I S, YILMAZ F, ALOUINI M S. Performance analysis of free-space optical links over Málaga turbulence channels with pointing errors [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(1): 91–102.
- [20] ANDREWS L C. Special functions of mathematics for engineers[M]. New York: McGraw-Hill, 1992.
- [21] AL-JUBOORI S, FERNANDO X. Multiantenna spectrum sensing over correlated Nakagami-m channels with MRC and EGC diversity receptions [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(3): 2155–2164.
- [21] WANG Z D, GIANNAKIS G B. A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(8): 1389–1398.
- [22] TSIFTIS T A, SANDALIDIS H G, KARAGIANNIDIS G K, et al. Multihop free-space optical communications over strong turbulence channels [C]// IEEE. proceedings of 2006 IEEE International Conference on Communications. Istanbul: IEEE, 2006: 2755–2759.
- [23] ANSARI I S, AL-AHMADI S, YILMAZ F, et al. A new formula for the ber of binary modulations with dual-branch selection over generalized-k composite fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(10): 2654–2658.