

大气湍流和指向误差下混合 RF/FSO 航空通信系统性能分析

赵 静¹, 赵尚弘¹, 赵卫虎², 王 翔¹, 陈柯帆¹

¹空军工程大学信息与导航学院, 陕西 西安 710077;

²西安通信学院, 陕西 西安 710106

摘要 基于解码-转发中继方式,研究了混合射频/自由空间光(RF/FSO)航空通信系统性能。采用副载波多进制相移键控调制方式,建立了孔径平均作用下混合 RF/激光通信系统模型,其中 FSO 通信链路采用指数型 Weibull 大气湍流信道的同时考虑指向误差影响,射频通信链路为 Nakagami- m 衰落信道。利用 Meijer's G 函数推导得到航空激光通信系统平均误码率和中断概率的闭合表达式。在不同湍流强度和接收孔径大小条件下,对比分析了中断概率及误码率性能。仿真结果表明,与弱湍流条件相比,中等湍流强度条件下指向误差对系统中断性能影响较小;孔径平均效应可有效改善混合 RF/FSO 传输系统的性能;FSO 信道对混合系统性能起主要作用。

关键词 光通信; 混合射频/自由空间光通信系统; 指数型 Weibull 分布模型; Nakagami- m 衰落信道; 指向误差; 中断概率; 平均误码率

中图分类号 TN929.1

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201744.0906001

Performance Analysis for Mixed RF/FSO Airborne Communication Systems over Atmospheric Turbulence and Pointing Error

Zhao Jing¹, Zhao Shanghong¹, Zhao Weihu², Wang Xiang¹, Chen Kefan¹

¹Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China;

²Xi'an Communications Institute, Xi'an, Shaanxi 710106, China

Abstract The performance of the mixed radio frequency/free-space optical (RF/FSO) systems is presented based on decoding and forward relaying. A mixed RF/laser communication system model is constructed with subcarrier multilevel phase shift keying modulation. The exponentiated Weibull atmospheric turbulence channel with pointing error effect is adopted for FSO communication link and the RF link undergoes the Nakagami- m fading channel. We derive the analytical expressions for cumulative distribution function of equivalent signal-to-noise ratio. The novel mathematical presentations of outage probability and average bit-error-rate are developed based on the Meijer's G function. The outage probability and the bit-error-rate are compared for different turbulence intensities and receiving apertures. The simulation results show that the pointing error has less effect on the outage in moderate atmospheric turbulence than in weak turbulence, the aperture averaging effect improves performance of the mixed RF/FSO communication system effectively, and the FSO channel is dominant in the mixed system.

Key words optical communications; mixed radio frequency/free-space optical communication system; exponentiated Weibull distribution model; Nakagami- m fading channel; pointing error; outage probability; average bit-error-rate

OCIS codes 060.4510; 010.1330; 200.2605; 200.4650

收稿日期: 2017-03-24; 收到修改稿日期: 2017-04-23

基金项目: 国家自然科学基金(61571461)

作者简介: 赵 静(1988—),女,博士研究生,主要从事航空光通信方面的研究。E-mail: zhaojing2538@126.com

导师简介: 赵尚弘(1964—),男,博士,教授,博士生导师,主要从事空间光通信与激光技术方面的研究。

E-mail: zhaoshangh@aliyun.com

1 引 言

自由空间光(FSO)通信具有高速率传输、安全抗干扰及架设方便快捷等优势,与传统射频无线通信相比,具有广泛的民用和军事应用前景,近年来受到越来越多的关注。FSO 系统具有高性价比和大吞吐量特点,可将其应用于航空通信系统中与射频(RF)通信互补,以提高系统容量及通信性能^[1-2]。然而 FSO 链路易受大气湍流及航空平台运动的影响,尤其是在长距离传输条件下,大气湍流引起的光强闪烁及航空平台抖动导致的指向误差(PE)都会影响航空通信系统性能^[3-4],因此采用混合 RF/FSO 通信系统可实现两者优势互补。在混合 RF/FSO 航空通信系统中,RF 链路用于子节点接入骨干链路,而宽带 FSO 链路用于航空骨干链路的建立。为了实现 RF 子节点对 FSO 骨干链路的无缝接入,同时增强混合 RF/FSO 通信系统的可靠性,可采用双跳中继技术来补偿由大气湍流及指向误差导致的性能衰落。近年来,许多专家学者基于双跳中继的混合 RF/FSO 系统开展研究^[5-8]。

当前大气激光通信中的大气湍流模型有对数正态(LN)分布、Gamma-Gamma(GG)分布及 M 分布等。Samimi 等^[9]基于放大-转发中继方式,研究了混合 RF/FSO 系统的中断性能,其中 FSO 信道服从 M 分布,RF 通信链路中信号衰落服从瑞利分布。Ansari 等^[10]分析了放大转发中继混合 RF/FSO 系统的误码率性能,RF 链路及 FSO 链路分别基于 Nakagami-*m* 和 GG 分布。Zedini 等^[11]针对大气湍流及指向误差影响下的双跳中继混合系统性能进行研究,分析了采用放大转发固定增益中继和可变增益中继方式的中继系统性能。LN 分布模型适用于弱湍流条件下;M 分布及 GG 分布模型可有效描述基于点接收机的弱-强湍流条件下的光强起伏,但不适用于孔径平均接收条件。为了准确描述从弱到强各种湍流强度下基于有效接收孔径的光强起伏,Barrios 等^[12]提出了适用于孔径平均条件下的指数型 Weibull (EW)衰落模型。而基于指数型 Weibull 湍流分布模型及指向误差影响的混合 RF/FSO 航空通信系统中断及误码性能鲜有报道。

在无线光通信系统中,与一般开关键控(OOK)调制方案相比,副载波强度调制(SIM)方式在大气湍流信道中具有优势^[13-15]。本文采用副载波多进制相移键控调制构建混合 RF/FSO 航空通信系统,RF 及 FSO 信道分别采用 Nakagami-*m* 及指数型 Weibull 衰落分布模型,综合考虑大气湍流、指向误差及衰落指数对混合传输系统性能的影响,通过 Meijer's G 函数推导出混合传输系统的平均误码率和中断概率的闭合表达式,通过数值分析研究了不同湍流强度和接收孔径尺寸条件下航空通信参数与系统中断性能的关系,并通过蒙特卡罗仿真验证了推导公式的正确性。

2 系统模型

考虑双跳中继混合 RF/FSO 航空通信系统,系统采用放大-转发中继方式,通信系统如图 1 所示,其中源节点 S 到中继节点 R 间采用 RF 链路,中继节点 R 与目的节点间经过 FSO 链路。在源节点 S 发送端,信源数据被调制为电信号,经过 RF 链路传输在中继节点 R 对光源进行强度调制,将光信号经过大气湍流 FSO 信道发送至接收端。

副载波相移键控调制(M-PSK)强度调制/直接检测的混合 RF/FSO 航空通信系统框图如图 2 所示。在

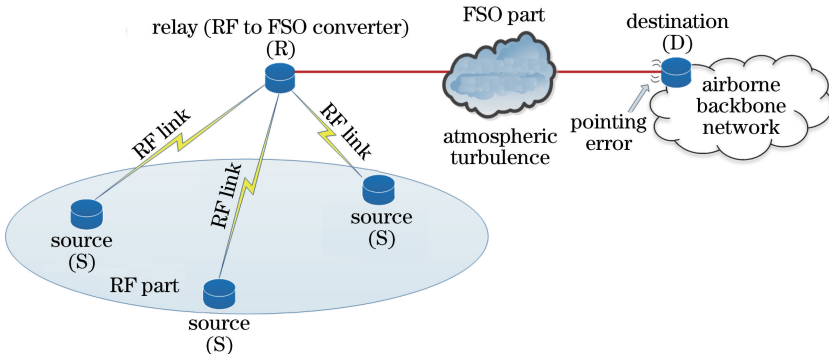


图 1 双跳中继混合 RF/FSO 航空通信系统

Fig. 1 Dual-hop relaying mixed RF/FSO aeronautical communication system

源节点 S 发射端(Tx),对信源产生的信息序列进行信道编码和电调制;调制后的电信号经过 RF 信道传输,信道衰落服从 Nakagami- m 分布;在中继节点 R 信号经过带通滤波器(BPF),再进行直流(DC)偏压保证光信号输出,通过前置放大器(PA)放大后对光信号进行强度调制;调制后的光信号经过 FSO 大气湍流信道传输到达目的节点;在接收端(Rx)上信号先经过光学带通滤波器(OBPF)滤波,再通过光电探测器将光信号变成电信号,最后经过电解调和信道解码得到原信息。

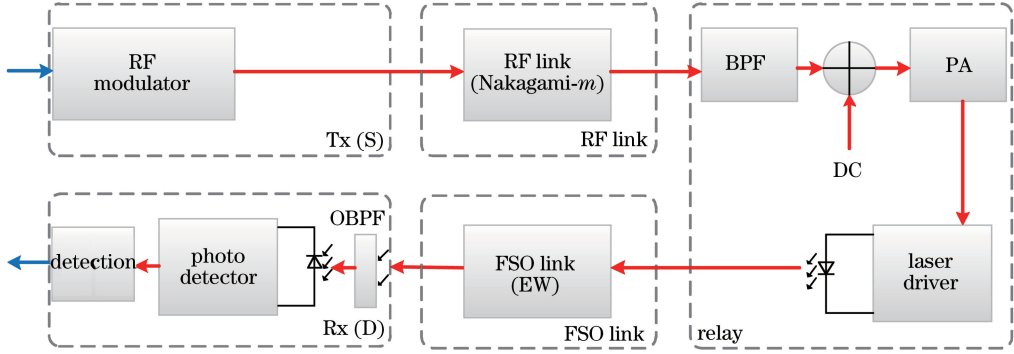


图 2 副载波强度调制系统示意图

Fig. 2 Diagram of SIM system

2.1 RF 链路

在中继节点接收到的信号可表示为

$$y_{S,R} = h_{S,R}x + n_{S,R}, \quad (1)$$

式中 x 为源节点 S 发送的信号,平均功率为 $E_{S,R}$, $h_{S,R}$ 为 RF 信道增益, $n_{S,R}$ 为方差为 $\sigma_{S,R}^2$ 的加性高斯白噪声。RF 链路服从 Nakagami- m 衰落分布,根据(1)式中定义,系统信噪比可表示为 $\gamma_{S,R} = E_{S,R} |h_{S,R}|^2 / \sigma_{S,R}^2$, RF 链路信噪比 $\gamma_{S,R}$ 的概率密度分布(PDF)公式为^[16]

$$f_{\gamma_{S,R}}(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\Gamma(m) \bar{\gamma}_{S,R}^m} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_{S,R}}\right), \quad (2)$$

式中 m 为衰落指数($m \geq 1/2$), $\Gamma(m)$ 为伽玛函数, γ 为信噪比,平均信噪比 $\bar{\gamma}_{S,R} = E_{S,R} / \sigma_{S,R}^2$ 。将(2)式代入 $F_{\gamma_{S,R}}(\gamma) = \int_0^\gamma f_{\gamma_{S,R}}(x) dx$ 中,并利用低阶不完全 Gamma 函数定义 $\gamma(s, x) = \int_0^x t^{s-1} \exp(-t) dt$ 进行计算(s, x 为伽玛函数定义中的变量),可得 $\gamma_{S,R}$ 的累积分布函数(CDF)为

$$F_{\gamma_{S,R}}(\gamma) = \int_0^\gamma \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\Gamma(m) \bar{\gamma}_{S,R}^m} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_{S,R}}\right) d\gamma = \frac{1}{\Gamma(m)} \int_0^{\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_{S,R}}} \left(\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_{S,R}}\right)^{m-1} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_{S,R}}\right) d\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_{S,R}} = \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_{S,R}}\right). \quad (3)$$

2.2 FSO 链路

目的节点 D 的接收信号可表示为

$$y_{R,D} = \eta_{R,D} I_{R,D} \hat{x} + n_{R,D}, \quad (4)$$

式中 \hat{x} 为中继节点处接收信号的估计值, $\eta_{R,D}$ 为光电转换效率, $n_{R,D}$ 为均值为 0、方差为 $\sigma_{R,D}^2$ 的加性高斯白噪声, $I_{R,D}$ 为 FSO 信道衰落增益。FSO 信道衰落包括路径损耗、指向误差及大气湍流等导致的衰落。

2.2.1 仅考虑大气湍流影响

考虑孔径平均效应,假设 FSO 链路服从指数型 Weibull 分布模型,则根据文献[12]可得信噪比 $\gamma_{R,D}$ 的 PDF 表达式为

$$f_{\gamma_{R,D}}(\gamma) = \frac{\alpha\beta}{2\bar{\gamma}_{R,D}\eta^\beta} \left(\frac{\sqrt{\gamma}}{\sqrt{\bar{\gamma}_{R,D}}}\right)^{\beta-2} \exp\left[-\left(\frac{1}{\eta} \frac{\sqrt{\gamma}}{\sqrt{\bar{\gamma}_{R,D}}}\right)^\beta\right] \left\{1 - \exp\left[-\left(\frac{1}{\eta} \frac{\sqrt{\gamma}}{\sqrt{\bar{\gamma}_{R,D}}}\right)^\beta\right]\right\}^{\alpha-1}, \quad (5)$$

相应的 CDF 表达式为

$$F_{\gamma_{R,D}}(\gamma) = \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_{R,D}}} \right)^\beta \right] \right\}^\alpha, \quad (6)$$

式中 α, β 和 η 分别为与闪烁因子及光强均值相关的参数, 满足条件 $\alpha > 0, \beta > 0$ 及 $\eta > 0$, 文献[17]中给出了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。

2.2.2 考虑大气湍流及指向误差影响

采用指数型 Weibull 分布模型描述大气湍流衰落, 考虑 FSO 链路指向误差服从瑞利分布, 根据牛顿一般二项式定理 $(1+z)^\delta = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\Gamma(\delta+1)}{i! \Gamma(\delta-i+1)} z^i$ (z, δ, i 为牛顿一般二项式定理公式中的变量), 推导可得信噪比 $\gamma_{R,D}$ 的 PDF 表达式为

$$f_{\gamma_{R,D}}(\gamma) = \frac{1}{2\sqrt{\gamma\gamma_{R,D}}} \frac{\alpha\rho^2}{(\eta A_0)^{\rho^2}} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_{R,D}}} \right)^{\rho^2-1} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i \Gamma(\alpha)}{i! \Gamma(\alpha-i) (1+i)^{1-\frac{\rho^2}{\beta}}} G_{1,2}^{2,0} \left[\frac{(1+i)}{(\eta A_0)^\beta} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_{R,D}}} \right)^\beta \middle| \begin{matrix} 1 \\ 0, 1-\frac{\rho^2}{\beta} \end{matrix} \right], \quad (7)$$

式中 $\rho = \omega_{eq}/(2\sigma_s)$ 表示接收端等效光束半径与瞄准误差偏移量标准差之比; ω_{eq} 为等效光束半径; $\omega_{eq}^2 = \omega^2 \sqrt{\pi} \operatorname{erf}(v)/[2v \exp(-v^2)]$, 其中 $\operatorname{erf}()$ 为误差函数, $v = \sqrt{\pi} a / (\sqrt{2} \omega)$ 与接收端探测器半径相关; σ_s 为接收端指向误差的标准差; $A_0 = [\operatorname{erf}(v)]^2$ 表示径向距离 $r = 0$ 处的部分收集信号功率^[18];

$G_{1,2}^{2,0} \left[\frac{(1+i)}{(\eta A_0)^\beta} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_{R,D}}} \right)^\beta \middle| \begin{matrix} 1 \\ 0, 1-\frac{\rho^2}{\beta} \end{matrix} \right]$ 为 Merjer G 函数。

将(7)式代入 $F_{\gamma_{R,D}}(\gamma) = \int_0^\gamma f_{\gamma_{R,D}}(x) dx$ 中可得相应的 CDF 表达式为

$$F_{\gamma_{R,D}}(\gamma) = \frac{\alpha\rho^2}{\beta(\eta A_0)^{\rho^2}} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_{R,D}}} \right)^{\rho^2} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i \Gamma(\alpha)}{i! \Gamma(\alpha-i) (1+i)^{1-\frac{\rho^2}{\beta}}} G_{2,3}^{2,1} \left[\frac{(1+i)}{(\eta A_0)^\beta} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_{R,D}}} \right)^\beta \middle| \begin{matrix} 1-\frac{\rho^2}{\beta}, 1 \\ 0, 1-\frac{\rho^2}{\beta}, -\frac{\rho^2}{\beta} \end{matrix} \right]. \quad (8)$$

3 信噪比模型

分别考虑大气湍流影响下及大气湍流与指向误差衰落共同作用影响下的 FSO 信道, 基于解码-转发中继方式, 给出了混合 RF/FSO 通信系统中端到端信噪比(SNR)的累积分布函数。系统端到端信噪比可表示为

$$\gamma_z = \min(\gamma_{S,R}, \gamma_{R,D}). \quad (9)$$

3.1 仅考虑大气湍流影响

假设 FSO 信道服从 EW 大气湍流分布模型, 则变量 γ_z 的累积分布函数可写为^[7]

$$F_{\gamma_z}(\gamma) = F_{\gamma_{S,R}}(\gamma) + F_{\gamma_{R,D}}(\gamma) - F_{\gamma_{S,R}}(\gamma) F_{\gamma_{R,D}}(\gamma). \quad (10)$$

将(3)式及(6)式代入(10)式, 可得其累积分布函数 CDF 为

$$F_{\gamma_z}(\gamma) = 1 - \left[1 - \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma \left(m, \frac{m\gamma}{\gamma_{R,D}} \right) \right] \left\{ 1 - \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_{S,R}}} \right)^\beta \right] \right\}^\alpha \right\}. \quad (11)$$

3.2 考虑大气湍流及指向误差影响

综合考虑大气湍流及指向误差概率密度分布函数下的 FSO 信道, 将(3)式及(8)式代入(10)式, 可得相应的 CDF 表达式为

$$F_{\gamma_z}(\gamma) = 1 - \left[1 - \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma \left(m, \frac{m\gamma}{\gamma_{R,D}} \right) \right] \times \left\{ 1 - \frac{\alpha\rho^2}{\beta(\eta A_0)^{\rho^2}} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_{S,R}}} \right)^{\rho^2} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i \Gamma(\alpha)}{i! \Gamma(\alpha-i) (1+i)^{1-\frac{\rho^2}{\beta}}} \times G_{2,3}^{2,1} \left[\frac{(1+i)}{(\eta A_0)^\beta} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_{S,R}}} \right)^\beta \middle| \begin{matrix} 1-\frac{\rho^2}{\beta}, 1 \\ 0, 1-\frac{\rho^2}{\beta}, -\frac{\rho^2}{\beta} \end{matrix} \right] \right\}. \quad (12)$$

4 系统性能分析

4.1 仅考虑大气湍流影响

4.1.1 中断概率

在混合 RF/FSO 通信系统中,中断概率描述系统端到端信噪比低于某一目标门限值 γ_{th} 的概率^[3],根据(11)式可将解码-转发中继系统的中断概率表示为

$$P_{out}(\gamma_{th}) = 1 - \left[1 - \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma \left(m, \frac{m\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{R,D}} \right) \right] \left\{ 1 - \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{S,R}}} \right)^\beta \right] \right\}^\alpha \right\}. \quad (13)$$

4.1.2 平均误码率

系统采用 M -PSK 调制方式时,系统误码率(BER)可表示为^[19]

$$P_e(\gamma) = \frac{1}{D(m)} \sum_{\tau=1}^T \text{erfc}(a_\tau \sqrt{\gamma}), \quad (14)$$

式中 $D(m) = \max(\text{lb } M, 2)$, $T = \max(M/4, 1)$, $a_\tau = \sin[(2\tau - 1)\pi/M]$, $\text{erfc}(\cdot)$ 为误差函数,则系统平均误码率为

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty P_e(\gamma) f_{\gamma_z}(\gamma) d\gamma = - \int_0^\infty F_{\gamma_z}(\gamma) P_e'(\gamma) d\gamma. \quad (15)$$

对(14)式求导可得系统误码率的一阶导数为

$$P_e'(\gamma) = - \sum_{\tau=1}^T \frac{a_\tau}{D(m) \sqrt{\pi}} \gamma^{-1/2} \exp(-a_\tau^2 \gamma). \quad (16)$$

根据牛顿二项式定理,可将(11)式中第二项包含的多项式 $\left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{S,R}}} \right)^\beta \right] \right\}^\alpha$ 展开得到

$$\left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{S,R}}} \right)^\beta \right] \right\}^\alpha = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\Gamma(\alpha + 1)}{\Gamma(i + 1) \Gamma(\alpha - i + 1)} (-1)^i \left\{ \exp \left[- i \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{S,R}}} \right)^\beta \right] \right\}. \quad (17)$$

(16)式中的指数项 $\exp(x)$ 可写作 Meijer's G 函数^[20]。根据函数定义,可将不完全 Gamma 函数展开为无穷级数形式^[21]:

$$\gamma(m, x) = (m - 1)! [1 - \exp(-x)] \sum_{j=0}^{m-1} \frac{x^j}{j!}. \quad (18)$$

为了对(15)式中的积分形式进行求解,将(11)、(16)及(17)式代入(15)式中,利用上述无穷级数展开式和 Meijer's G 函数相关运算性质[文献[22]中(5.6.3.1)及文献[20]中(2.24.3.1)式],可得到系统平均误码率的具体表达式为

$$\begin{aligned} \bar{P}_e(\gamma) = & \sum_{\tau=1}^T \frac{1}{\Gamma(m)} \frac{1}{D(m) \sqrt{\pi}} G_{2,2}^{1,2} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_{R,D} a_\tau^2} \middle| \begin{matrix} 1/2, 1 \\ m, 0 \end{matrix} \right) + \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{m-1} \sum_{\tau=1}^T \frac{a_\tau}{D(m) \sqrt{\pi}} \times \\ & \frac{1}{j!} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_{R,D}} \right)^j \frac{\Gamma(\alpha + 1)}{\Gamma(i + 1) \Gamma(\alpha - i + 1)} (-1)^i \frac{k^{1/2} l^j}{(2\pi)^{(l+k)/2-1}} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_{R,D}} + a_\tau^2 \right)^{-(1/2+j)} \times \\ & G_{l,k}^{k,l} \left[\left(\frac{i}{k \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{S,R}}} \right)^\beta} \right)^k \times \left(\frac{\bar{\gamma}_{R,D} l}{m + \bar{\gamma}_{R,D} a_\tau^2} \right)^l \middle| \begin{matrix} \Delta(l, 1/2 - j) \\ \Delta(k, 0) \end{matrix} \right]. \end{aligned} \quad (19)$$

根据 Meijer's G 函数性质^[20], (19)式中 l 和 k 为满足 $l/k = \beta/2$ 的正整数,有 $k \in \mathbb{N}^+ \wedge l \in \mathbb{N}^+ \wedge \text{gcd}(k, l) = 1$ (\mathbb{N}^+ 为正整数集合, \wedge 为逻辑与, gcd 为最大公约数); $\Delta(K, A) = \frac{A}{K}, \frac{A+1}{K}, \dots, \frac{A+K-1}{K}$ 。

4.2 考虑大气湍流及指向误差影响

4.2.1 中断概率

考虑大气湍流及指向误差影响,系统中断概率可由(12)式得到:

$$P_{out}(\gamma_{th}) = 1 - \left[1 - \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma \left(m, \frac{m\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{R,D}} \right) \right] \times$$

$$\left\{ 1 - \frac{\alpha\rho^2}{\beta(\eta A_0)^{\rho^2}} \left(\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{S,R}}} \right)^{\rho^2} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i \Gamma(\alpha)}{i! \Gamma(\alpha-i)(1+i)^{1-\frac{\rho^2}{\beta}}} G_{2,1}^{2,1} \left[\frac{(1+i)}{(\eta A_0)^\beta} \left(\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{S,R}}} \right)^\beta \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{\rho^2}{\beta}, 1 \\ 0, 1 - \frac{\rho^2}{\beta}, -\frac{\rho^2}{\beta} \end{matrix} \right] \right\}. \quad (20)$$

4.2.2 平均误码率

联合(12)、(15)~(17)式,利用 Meijer's G 函数相关运算性质[文献[22]中(5.6.3.1)式及文献[20]中(2.24.3.1)式],可推导得到混合 RF/FSO 通信系统的平均误码率表达式为

$$\begin{aligned} \bar{P}_e(\gamma) = & \sum_{\tau=1}^T \frac{1}{\Gamma(m)} \frac{1}{D(m)\sqrt{\pi}} G_{2,2}^{1,2} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_{R,D} a_\tau^2} \middle| \begin{matrix} 1/2, 1 \\ m, 0 \end{matrix} \right) + \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{m-1} \sum_{\tau=1}^T \frac{a_\tau}{D(m)\sqrt{\pi}} \times \\ & \frac{\alpha\rho^2}{\beta(\eta A_0)^{\rho^2}} \frac{1}{j!} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_{R,D}} \right)^j (\bar{\gamma}_{S,R})^{-\frac{\rho^2}{2}} \frac{(-1)^i \Gamma(\alpha)}{i! \Gamma(\alpha-i)(1+i)^{1-\frac{\rho^2}{\beta}}} \frac{k^{-\left(\frac{\rho^2}{\beta} + \frac{1}{2}\right)} l^{\left(j + \frac{\rho^2}{2}\right)}}{(2\pi)^{(l+k)/2-1}} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_{R,D}} + a_\tau^2 \right)^{-\left(j + \frac{\rho^2}{2} + \frac{1}{2}\right)} \times \\ & G_{2k+1,3k}^{2k,k+1} \left[\left(\frac{(1+i)(\bar{\gamma}_{S,R})^{-\frac{\rho^2}{2}}}{(\eta A_0)^\beta k} \right)^k \left(\frac{\bar{\gamma}_{R,D} l}{m + \bar{\gamma}_{R,D} a_\tau^2} \right)^l \middle| \begin{matrix} \Delta\left(l, 1 - j - \frac{\rho^2}{2} - \frac{1}{2}\right), \Delta\left(k, 1 - \frac{\rho^2}{\beta}\right), \Delta(k, 1) \\ \Delta(k, 0), \Delta\left(k, 1 - \frac{\rho^2}{\beta}\right), \Delta\left(k, -\frac{\rho^2}{\beta}\right) \end{matrix} \right]. \quad (21) \end{aligned}$$

5 仿真及结果分析

为了分析孔径平均效应影响下混合 RF/FSO 通信系统传输性能,根据以上推导的中断概率及误码率表达式(13)、(19)~(21)式进行了仿真分析。(19)~(21)式中,中断概率及误码率的表达式为无穷级数形式,在计算时选择 $i=30$,则公式基本收敛,此时公式截断误差近似值分别为 2×10^{-7} , 6×10^{-8} , 8×10^{-7} 。同时进行蒙特卡罗仿真来验证公式的正确性,蒙特卡罗仿真中,通过混合 RF/FSO 系统累积分布函数的反函数,对自变量在 $[0,1]$ 内随机取值,计算得到关于自变量的符合 CDF 分布的样本,为了降低仿真中的统计不确定性,在每次仿真中产生 10^8 个随机数进行计算。图 3 和图 4 所示为混合微波/激光传输系统的中断概率随平均信噪比的变化规律,图 5~8 所示为系统平均误码率与平均信噪比之间的关系。通信系统中链路具体参数如表 1 所示,假设 RF 链路和 FSO 链路的平均信噪比相同。

表 1 系统参数

Table 1 System parameters

Parameter	Symbol	Value
Link distance /km	L	100
Wavelength /nm	λ	1550
Optical-to-electrical conversion coefficient	η	0.9
Noise standard deviation /($A \cdot Hz^{-1}$)	σ_n	10^{-7}
Corresponding jitter standard deviation /cm	σ_s	10
Corresponding beam radius /cm	ω	10

图 3 所示为弱湍流大气信道影响下接收机孔径分别为 15 cm 和 20 cm 时系统中中断概率与平均信噪比的关系曲线。设大气结构常数 C_n^2 的数值为 $2.7 \times 10^{-18} \text{ m}^{-2/3}$,则相应的弱湍流条件下 Rytov 指数为 $\sigma_R^2 = 0.24$;设信噪比门限值为 10 dB。由图 3 可知,在两种接收孔径条件下系统中中断概率均受指向误差的影响而增大。如在平均信噪比 30 dB 处,接收孔径为 15 cm 时,无指向误差影响条件下系统的中断概率为 5.2×10^{-6} ,而大气湍流和指向误差联合作用下系统中中断概率数值增加了 4 个数量级,约为 5.1×10^{-2} 。同时可以看到系统中中断概率随接收孔径增大而降低,在大气湍流及指向误差联合作用下,当接收孔径尺寸从 $D = 15 \text{ cm}$ 增加至 $D = 20 \text{ cm}$ 时,中断概率降低了 1 个数量级。

中等强度湍流条件下系统中中断性能如图 4 所示,相应的大气结构常数为 $C_n^2 = 1.9 \times 10^{-17} \text{ m}^{-2/3}$ ($\sigma_R^2 = 1.79$)。从图 4 中数值可知数值计算结果与蒙特卡罗仿真结果基本符合,验证了(13)式和(20)式的理论正确性。同时可从图 4 中看到,与弱湍流条件相比,中等湍流强度条件下指向误差对系统中中断性能影响较小。这

是因为在强大气湍流影响下,系统性能衰落严重,此时指向误差导致的信道衰落对系统中断性能影响较小。由图 3 中数值结果分析可知,在弱湍流条件下,指向误差对系统中断性能的影响效果明显,当接收孔径为 15 cm、平均信噪比为 30 dB 时,指向误差影响下中断概率从 5.2×10^{-6} 增大到 5.1×10^{-2} ,约提高了 4 个数量级,显著高于中等湍流强度条件下的数值结果。

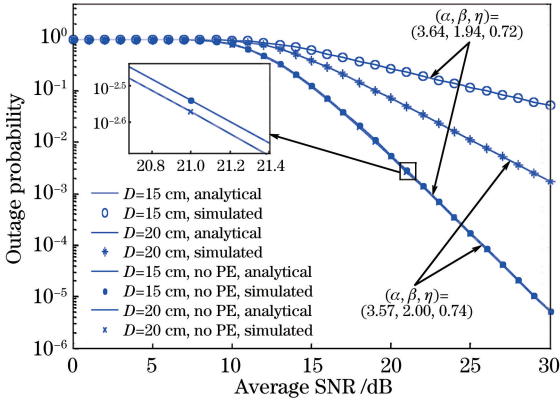


图 3 弱湍流条件下中断概率随平均信噪比变化规律
Fig. 3 Outage probability versus average SNR for weak turbulence conditions

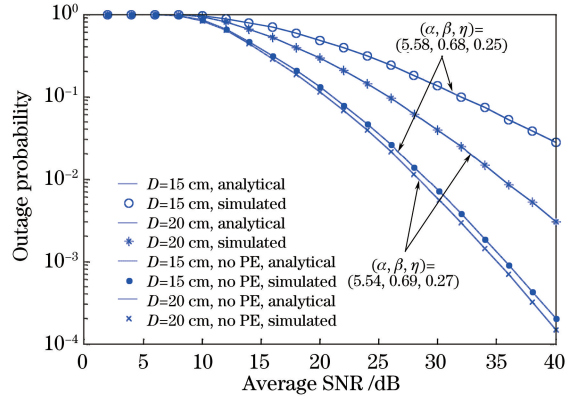


图 4 中等强度湍流条件下中断概率随平均信噪比变化规律
Fig. 4 Outage probability versus average SNR for moderate turbulence conditions

图 5 所示为混合中继通信系统中不同调制方式下平均误码率的变化规律。该仿真在中等湍流强度 ($\sigma_R^2 = 1.79$) 条件下进行,分别选取接收孔径为点接收机和 $D = 20$ cm,且不考虑指向误差影响,图 5 所示仿真结果由 (19) 式计算得出。由图 5 可知,BPSK 调制方式下系统误码性能优于高阶 PSK 调制方式下的误码率结果,同时可以看出孔径平均效应可以明显改善链路误码性能,例如,当系统平均信噪比为 30 dB 时,BPSK 调制方式下接收孔径 $D = 20$ cm 时的系统误码率为 1.8×10^{-5} ,相应的点接收机条件下的误码率为 8.5×10^{-5} 。

考虑指向误差影响,不同接收孔径尺寸对应的平均误码率结果如图 6 所示,该仿真采用 BPSK 调制方式,考虑弱湍流大气信道条件,相关信道参数与图 3 中所用参数相同。由图 6 可以看出,随着接收孔径尺寸的增大,混合 RF/FSO 航空通信系统误码性能逐渐被改善。当平均信噪比取 14 dB 时,考虑大气湍流及指向误差影响,接收孔径 $D = 20$ cm 时系统误码率为 9×10^{-3} ,而 $D = 15$ cm 时该数值增大为 4.2×10^{-2} 。这是因为在孔径平均效应的作用下,接收端孔径尺寸大于光强起伏的相干长度,则通信系统接收的光强为若干个散斑场的平均值,因此与点接收孔径相比,系统误码性能随接收孔径尺寸的增大而明显改善^[23]。

分别考虑有无指向误差影响,混合系统平均误码率在中等强度湍流条件下随平均信噪比的变化规律如图 7 所示。该仿真分别选取 $D = 15$ cm 和 $D = 20$ cm 的接收孔径,系统相关参数与图 4 中给出的数值相同。

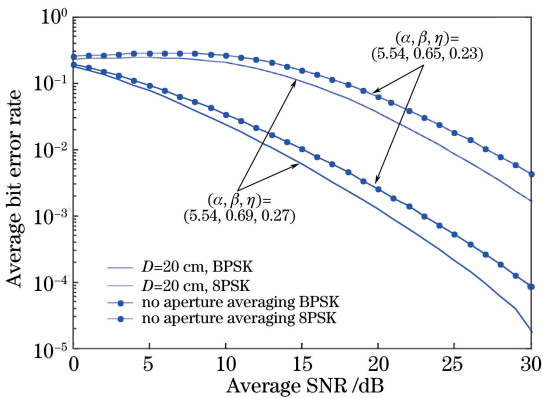


图 5 不同调制方式下平均误码率随平均信噪比变化规律
Fig. 5 Average BER versus average SNR for different modulation techniques

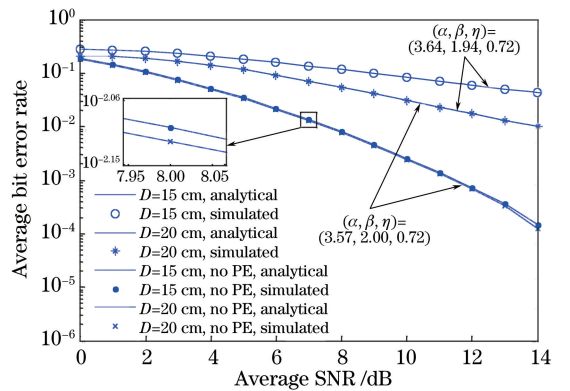


图 6 弱湍流条件下平均误码率随平均信噪比变化规律
Fig. 6 Average BER versus average SNR for weak turbulence conditions

其中在有指向误差影响条件下,分别得到系统误码性能,由图 7 可知,数值计算结果与相应的蒙特卡罗仿真结果在各种条件下均可匹配,验证了(19)式和(21)式的准确性。

图 8 所示为平均误码率与平均信噪比在不同大气湍流强度及衰落指数影响下的变化关系。接收孔径取 $D=20$ cm 且不考虑指向误差影响,数值仿真结果由(19)式计算得到。由图 8 可知,在强 RF 链路衰落($m=1$)及中等湍流强度条件影响下的系统误码性能优于相应的弱 RF 链路衰减($m=3$)及强湍流影响下得到的数值结果,由此可以看出,FSO 信道对混合系统性能起主要作用。当平均信噪比取 30 dB 时,在中等湍流强度($\alpha=3.57, \beta=2, \eta=0.74$)及强 RF 信道衰落($m=1$)条件下,系统误码率为 2.8×10^{-4} ;而当信道条件为强湍流($\alpha=5.97, \beta=0.45, \eta=0.1$)及弱 RF 信道衰落($m=3$)时,系统误码率增长为 2×10^{-3} 。

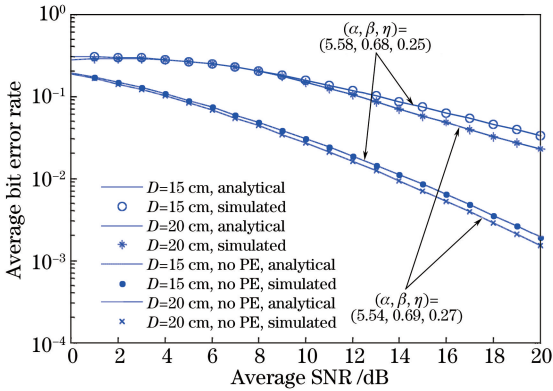


图 7 中等强度湍流条件下平均误码率随平均信噪比变化规律

Fig. 7 Average BER versus average SNR for moderate turbulence conditions

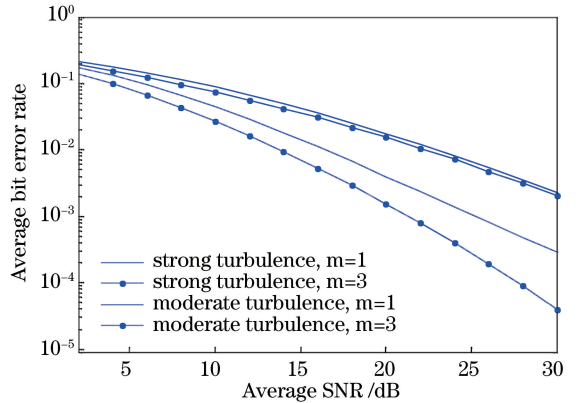


图 8 不考虑指向误差时平均误码率随平均信噪比变化规律

Fig. 8 Average BER versus average SNR with pointing errors not considered

6 结 论

分析了基于解码-转发中继方式的混合 RF/FSO 航空通信系统中断及误码性能,其中 FSO 信道服从指数型 Weibull 衰落分布模型,RF 信道服从 Nakagami- m 衰落模型。基于 Meijer's G 函数推导得到混合系统端到端信噪比的累积分布函数表达式,并得到了中断概率及误码率的具体表达式。通过仿真验证了数值计算方法的准确性,分析了有无指向误差影响下,不同湍流强度条件下孔径平均效应对混合 RF/FSO 通信系统性能的影响。仿真结果表明,指向误差严重影响系统中断特性,而孔径平均效应可明显改善混合系统的通信性能,另外大气湍流 FSO 信道在混合 RF/FSO 航空通信系统中起主要作用。

参 考 文 献

- [1] Stotts L B, Stadler B, Lee G. Free space optical communications: Coming of age[C]. SPIE, 2008, 6951: 69510W.
- [2] Stotts L B, Andrews L C, Cherry P C, et al. Hybrid optical RF airborne communications[C]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(6): 1109-1127.
- [3] Stotts L B, Stadler B, Northcott B, et al. Optical RF communications adjunct[C]. SPIE, 2008, 7091: 709102.
- [4] Andrews L C, Phillips R L, Hopen C Y. Laser beam scintillation with applications[M]. Bellingham: SPIE Press, 2001.
- [5] Soleimani-Nasab E, Uysal M. Generalized performance analysis of mixed RF/FSO cooperative systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(1): 714-727.
- [6] Zedini E, Ansari I S, Alouini M S. Performance analysis of mixed Nakagami- m and Gamma-Gamma dual-hop FSO transmission systems[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(1): 1-20.
- [7] Anees S, Bhatnagar M R. Performance evaluation of decode-and-forward dual-hop asymmetric radio frequency-free space optical communication system[J]. IET Optoelectronics, 2015, 9(5): 232-240.
- [8] Miridakis N I, Matthaiou M, Karagiannidis G K. Multiuser Relaying overmixed RF/FSO links[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(5): 1634-1645.

- [9] Samimi H, Uysal M. End-to-end performance of mixed RF/FSO transmission systems[J]. Journal of Optical Communications & Networking, 2013, 5(11): 1139-1144.
- [10] 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.
- [11] Zedini E, Soury H, Alouini M S. On the performance analysis of dual-hop mixed FSO/RF systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(5): 3679-3689.
- [12] Barrios R, Dios F. Probability of fade and BER performance of FSO links over the exponentiated Weibull fading channel under aperture averaging[C]. SPIE, 2012, 8540: 85400D.
- [13] Chen Dan, Ke Xizheng, Zhang Tuo, *et al.* Experimental research on wireless optical communication based on 16PSK subcarrier modulation[J]. Chinese J Lasers, 2015, 42(1): 0105005.
陈丹, 柯熙政, 张拓, 等. 基于16PSK调制的副载波无线光通信实验研究[J]. 中国激光, 2015, 42(1): 0105005.
- [14] Han Liqiang, You Yahui. Cooperative scheme in all-optical free-space optical communication system[J]. Chinese J Lasers, 2016, 43(10): 1006004.
韩立强, 游雅晖. 全光自由空间光通信中继协作方案的研究[J]. 中国激光, 2016, 43(10): 1006004.
- [15] Han Liqiang, You Yahui. Performance analysis of all-optical dual-hop free-space optical communication systems[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2016, 53(5): 050101.
韩立强, 游雅晖. 全光双跳自由空间光通信系统的性能研究[J]. 激光与光电子学进展, 2016, 53(5): 050101.
- [16] Simon M K, Alouini M S. Digital communication over fading channels[M]. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005.
- [17] Barrios R, Dios F. Exponentiated Weibull model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through atmospheric turbulence[J]. Optics & Laser Technology, 2013, 45: 13-20.
- [18] AlQuwaiee H, Yang H C, Alouini M S. On the asymptotic capacity of dual-aperture FSO systems with generalized pointing error model[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(9): 6502-6512.
- [19] Bhatnagar M R, Arti M K. On the closed-form performance analysis of maximal ratio combining in Shadowed-Rician fading LMS channels[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(1): 54-57.
- [20] Prudnikov A P, Marichev O I. Integrals and series: Special functions[M]. Boca Raton: CRC Press, 1998.
- [21] Gradshteyn I S, Ryzhik I M. Table of integrals, series, and products[M]. New York: Academic Press, 2014.
- [22] Luke Y L. The special functions and their approximations[M]. Cambridge: Academic Press, 1969.
- [23] Vetelino F S, Young C, Andrews L, *et al.* Aperture averaging effects on the probability density of irradiance fluctuations in moderate-to-strong turbulence[J]. Applied Optics, 2007, 46(11): 2099-2108.