文章编号:1001-5078(2019)04-0424-08　　·激光应用技术·

基于2×2放大转发中继的混合RF/FSO系统性能分析

张　韵,王　翔,赵尚弘
(空军工程大学信息与导航学院,陕西 西安 710077)

摘　要:基于放大转发中继方式,研究了2×2中继条件下混合RF/FSO航空通信系统性能。FSO链路服从适于孔径平均条件下的Exponentiated Weibull大气湍流分布模型,RF通信链路为Nakagami-m衰落信道。建立2×2中继混合RF/FSO通信系统模型,利用Meijers'G函数推导求出航空激光通信系统信噪比的概率分布函数及累积分布函数,进一步推导混合通信系统平均误码率和中断概率的闭合表达式。通过仿真分析了不同大气湍流强度、孔径尺寸和调制方式对平均误码率和误码率的影响。仿真结果表明,混合系统中断概率及误码率受湍流强度影响较大,孔径平均效应可有效改善混合RF/FSO传输系统的性能;固定增益中继方式下,混合RF/FSO系统性能主要由RF链路决定;在固定增益中继混合RF/FSO系统中起主要作用;可变增益中继混合RF/FSO系统中,具有较小信噪比的链路在对系统性能的影响起主要作用。

关键词:混合RF/FSO通信系统;2×2放大转发中继;Exponentiated Weibull分布模型;Nakagami-m衰落信道;误码率;中断概率

中图分类号:TN249　　**文献标识码**:A　　**DOI**:10.3969/j.issn.1001-5078.2019.04.006

Performance of 2×2 AF relay-assisted RF/FSO communication system

ZHANG Yun, WANG Xiang, ZHAO Shang-hong
(Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: The performance of mixed Free Space Optical (FSO)/Radio Frequency(RF) airborne communication system based on amplify-and-forward 2×2 relaying is analyzed in the paper. The Nakagami-m fading channel is adopted for RF communication link and the FSO link undergoes the Exponentiated Weibull fading channel. The 2×2 relay-assisted mixed FSO/RF airborne communication system is established and the closed form expressions of probability density function (PDF) and cumulative distribution function (CDF) about equivalent signal-to-noise ratio(SNR) are derived by Meijer's G function. Moreover, the expressions o average bit-error-rate and outage probability are obtained. The relationship between the BER performance and the SNR under different parameters such as the atmosphere turbulence, aperture size and modulation scheme are analyzed by simulation.

Key words: mixed RF/FSO; amplify-and-forward 2×2 relaying; Exponentiated Weibull; Nakagami-m fading; average bit-error-rate; outage probability

作者简介:张　韵(1995－),女,硕士研究生,主要从事航空光通信方面的研究。E-mail:rhyme0115@126.com
收稿日期:2018-08-30;**修订日期**:2018-09-20

1　引　言

与传统的射频(RF)通信相比,自由空间光通信(FSO)具有高速率,大容量及抗干扰能力强的优点,在军用和民用方面有广阔的应用前景,近些年来引起了广泛关注[1-3]。然而,FSO易受环境及大气湍流影响导致通信性能下降。RF通信对云、雾及障碍物等不敏感,对环境适应力强[4-5]。因此,综合考虑RF及FSO通信特点,将两者混合应用以实现优势互补建立高速稳定的混合RF/FSO航空通信系统。双跳中继技术可补偿大气湍流导致的通信链路性能衰落,增强混合RF/FSO通信系统的可靠性,实现RF子节点无缝接入FSO骨干链路[6]。

近些年来,许多专家学者对双跳中继混合RF/FSO通信系统进行研究。文献[7]中,作者基于放大转发中继方式,分析了混合RF/FSO通信系统的误码率及平均信道容量。文献[8]基于服从M分布的FSO信道分析了混合RF/FSO通信系统的误码性能。Zedini E等[9]研究了FSO链路及RF信道分别基于Gamma－Gamma分布和Nakagami－m分布的放大转发中继混合通信系统性能。M分布与Gamma－Gamma分布适用于点接收机条件下的从中至强湍流中的光强起伏描述,但不适用于孔径平均条件[10-11]。Barrios R和Dios F提出了适用于弱到强湍流及孔径平均条件下的Exponentiated Weibull分布模型[12]。

本文研究了放大转发2×2中继条件下混合RF/FSO航空通信系统性能。FSO链路采用适用于弱到强湍流及孔径平均条件下的Exponentiated Weibull分布模型,RF信道服从Nakagami－m分布。推导出混合RF/FSO航空通信系统平均误码率及中断概率闭合表达式,通过闭合表达式进行仿真,对比分析了不同湍流强度,调制方式,孔径宽度对系统中断、误码性能的影响。

2　系统模型

2×2中继混合RF/FSO航空通信系统如图1所示。发射端将信号通过1×2 RF链路发送至中继节点,中继节点对接收的信号解码转发,而后由两发射天线经过2×1 FSO链路传输至目的节点。

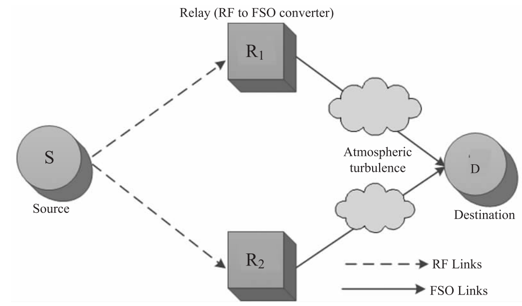

图1　2×2中继混合RF/FSO通信系统

Fig. 1 Dual-hop 2×2 relay RF/FSO system

中继节点(R)接收的信号表示为:

$$y_{0,i} = h_{0,i}x + e_{0,i} \tag{1}$$

其中,x为源节点S发送的信号;$h_{0,i}$代表第i条S－R信道增益;$e_{0,i}$为第i条S－R信道中均值为0方差为N_0的加性高斯白噪声。

目的节点(D)接收的信号表示为:

$$y_1 = \sum_{j=1}^{2} \eta_1 I_{1,j}\hat{x} + e_1 \tag{2}$$

式中$I_{1,j}$为由大气湍流引起的信道衰落增益;η_1为光电转换效率;e_1为均值为0、方差为N_1的加性高斯白噪声。下标0和1分别代表S－R的RF链路和R－D的FSO链路。

2.1　RF链路

RF链路服从Nakagami－m分布,其概率分布表达式为:

$$f_{\gamma_{0,i}}(h_{0,i},m,\Omega_0) = \frac{2m^m}{\Omega_0{}^m\Gamma(m)}h_{0,i}^{2m-1}\exp\left(-\frac{mh_{0,i}^2}{\Omega_0}\right) \tag{3}$$

其中,m为Nakagami－m信道中的衰落指数;$\Gamma(\cdot)$为伽马函数。

从公式(1)可得,第i条S－R链路的瞬时信噪比可表示为$\gamma_{0,i} = h_{0,i}^2P_s/N_0$,平均信噪比表示为$\overline{\gamma_{0,i}} = \Omega_0P_s/N_0$,$P_s$为平均发射功率。RF部分的瞬时信噪比$\gamma_0$表示为$\gamma_0 = \gamma_{0,1} + \gamma_{0,2}$,则$\gamma_0$的概率分布函数可表示为两独立分布随机变量服从的Gamma分布(Nakagami－m分布的平方)。

$$f_{\gamma_0}(\gamma_0,\overline{\gamma_0},m) = \frac{(2m)^{2m}}{\Gamma(2m)\overline{\gamma_0}^{2m}}\gamma_0{}^{2m-1}\exp\left(-\frac{2m\gamma_0}{\overline{\gamma_0}}\right) \tag{4}$$

式中,$\overline{\gamma_0}$为RF部分的平均信噪比,可表达为$\overline{\gamma_0} = \frac{2\Omega_0P_s}{N_0}$。$\gamma_0$的累积分布函数由文献[13]推导如下:

$$F_{\gamma_0}(\gamma_0,\overline{\gamma_0},m)=1-e^{-\frac{2m\gamma_0}{\overline{\gamma_0}}}\sum_{r=0}^{2m-1}\frac{1}{r!}\left(\frac{2m\gamma_0}{\overline{\gamma_0}}\right)^r \tag{5}$$

2.2 FSO 链路

考虑孔径平均效应,假设每条中继节点(R)至目的节点(D)的 FSO 链路服从 Exponentiated Weibull 分布,则信噪比 $\gamma_{1,j}$ 的概率分布函数 PDF 表示为:

$$f_{\gamma_{1,j}}(\gamma_{1,j},\overline{\gamma_{1,j}},\alpha,\beta,\eta)=\frac{\alpha\beta}{2\overline{\gamma_{1,j}}\eta^\beta}\left(\sqrt{\frac{\gamma_{1,j}}{\overline{\gamma_{1,j}}}}\right)^{\beta-2}\exp\left[-\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{\gamma_{1,j}}{\overline{\gamma_{1,j}}}}\right)^\beta\right]\left\{1-\exp\left[-\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{\gamma_{1,j}}{\overline{\gamma_{1,j}}}}\right)^\beta\right]\right\}^{(\alpha-1)} \tag{6}$$

其中,$\alpha>0,\beta>0$,η 为与光强有关的参数,且信噪比 $\gamma_{1,j}$ 的累积分布函数 CDF 表示为:

$$F_{\gamma_{1,i}}(\gamma_{1,i},\overline{\gamma_{1,i}},\alpha,\beta,\eta)=\left\{1-\exp\left[-\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{\gamma_{1,i}}{\overline{\gamma_{1,i}}}}\right)^\beta\right]\right\}^\alpha \tag{7}$$

FSO 部分 2×1 FSO 链路的瞬时信噪比 γ_1 表示为 $\gamma_1=\gamma_{1,1}+\gamma_{1,2}$,$\gamma_{1,1}$、$\gamma_{1,2}$ 为两个独立同分布的变量,由随机过程中两独立同分布变量性质可得 γ_1 的 PDF 与 CDF 为:

$$f_{\gamma_1}(\gamma_1,\overline{\gamma_1},\alpha,\beta,\eta)=\frac{\alpha^2\beta^2}{4\overline{\gamma_1}^2\eta^{2\beta}}\left(\frac{\gamma_1}{\overline{\gamma_1}}\right)^{\beta-2}\cdot\exp\left[-2\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{\gamma_1}{\overline{\gamma_1}}}\right)^\beta\right]\left\{1-\exp\left[-\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{\gamma_1}{\overline{\gamma_1}}}\right)^\beta\right]\right\}^{2(\alpha-1)} \tag{8}$$

$$F_{\gamma_1}(\gamma_1,\overline{\gamma_1},\alpha,\beta,\eta)=\left\{1-\exp\left[-\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{\gamma_1}{\overline{\gamma_1}}}\right)^\beta\right]\right\}^{2\alpha} \tag{9}$$

中继系统在固定增益中继方式下端到端信噪比(Signal-to-Noise Ratio,SNR)可表示为[9]:

$$\gamma=\frac{\gamma_0\gamma_1}{\gamma_1+C} \tag{10}$$

其中,C 为中继增益固定值。采用可变增益中继方式,则系统相应的端到端信噪比可表示为[9]:

$$\gamma=\frac{\gamma_0\gamma_1}{\gamma_0+\gamma_1+1} \tag{11}$$

3 信噪比模型

3.1 固定增益中继

3.1.1 累积分布函数

固定增益中继方式下,混合 RF/FSO 中继系统的累计分布函数根据式(10)可表示为:

$$\begin{aligned}F_\gamma(\gamma)&=\Pr\left[\frac{\gamma_0\gamma_1}{\gamma_1+C}\leqslant\gamma\right]\\&\int_0^\infty\Pr\left[\frac{\gamma_0\gamma_1}{\gamma_1+C}\leqslant\gamma\,|\,\gamma_1\right]f_{\gamma_1}(\gamma_1)d\gamma_1\\&\int_0^\infty\Pr\left[\gamma_0\leqslant\frac{(\gamma_1+C)\gamma}{\gamma_1}\right]f_{\gamma_1}(\gamma_1)d\gamma_1\\&\int_0^\infty F_{\gamma_0}\left[\frac{(\gamma_1+C)\gamma}{\gamma_1}\right]f_{\gamma_1}(\gamma_1)d\gamma_1\end{aligned} \tag{12}$$

将公式(5)和公式(8)代入公式(12),则上式 CDF 可表示为:

$$F_\gamma(\gamma)=1-\exp\left(-\frac{2m\gamma}{\overline{\gamma_0}}\right)\frac{\alpha^2\beta^2}{4\eta^{2\beta}}\overline{\gamma_1}^{-\beta}\cdot\sum_{r=0}^{2m-1}\sum_{\varepsilon=0}^{r}\sum_{i=0}^{\infty}\frac{\Gamma(2\alpha-1)(-1)^i}{i!\Gamma(i+1)\Gamma(2\alpha-i+1)\varepsilon!(r-\varepsilon)!}\left(\frac{2mC}{\overline{\gamma_0}}\right)^{\beta-1}\gamma^{\beta-1}\frac{kl^{r-\beta-\frac{1}{2}}}{(2\pi)^{\frac{l+k-2}{2}}}\cdot G_{0,k+l}^{k+l,0}\left[\frac{\left[(2+i)\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{1}{\overline{\gamma_1}}}\right)^\beta k^{-k}\right]}{\left(\frac{\overline{\gamma_0}}{2mC\gamma}\right)^l l^l}\,\middle|\,\begin{matrix}-\\\Delta(k,0),\Delta(l,k-\beta)\end{matrix}\right] \tag{13}$$

根据 Meijer's G 函数性质定义[14],式中 l 和 k 为满足 $l/k=\beta/2$ 的正整数,有 $k\in N^+\wedge l\in N^+\wedge\gcd(k,l)=1$;$\Delta(K,A)$ 为一组序列表示为 $\Delta(K,A)=\frac{A}{K},\frac{A+1}{K},\cdots,\frac{A+K-1}{K}$。

3.1.2 概率密度函数

公式(13)中对 γ 进行求导,同时利用 Meijer's G 函数性质,可以得到混合中继系统的概率密度函数 PDF。

$$f_{(\gamma)}=\frac{\partial(F_\gamma(\gamma))}{\partial\gamma} \tag{14}$$

$$f_\gamma(\gamma)=\exp\left(\frac{2m\gamma}{\overline{\gamma_0}}\right)\frac{\alpha^2\beta^2}{4\eta^{2\beta}}\overline{\gamma_1}^{-\beta}\cdot\sum_{r=0}^{2m-1}\sum_{\varepsilon=0}^{r}\sum_{i=0}^{\infty}\frac{\Gamma(2\alpha-1)(-1)^i}{i!\Gamma(i+1)\Gamma(2\alpha-i+1)\varepsilon!(r-\varepsilon)!}\frac{kl^{r-\beta-\frac{1}{2}}}{(2\pi)^{\frac{l+k-2}{2}}}\left(\frac{2mC}{\overline{\gamma_0}}\right)^{\beta-1}\times$$

$$\left\{\begin{aligned}&\frac{2m}{\overline{\gamma_0}}\gamma^{\beta-1}G_{0,k+l}^{k+l,0}\left[\left(\frac{\left[(2+i)\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{1}{\overline{\gamma_1}}}\right)^{\beta}k^{-k}\right]}{\left(\frac{\overline{\gamma_0}}{2mC\gamma}\right)^{l}l^{l}}\right|\overline{\Delta(k,0),\Delta(l,k-\beta)}\right]+\\&(1-\beta)\gamma^{2\beta-1}G_{0,k+l}^{k+l,0}\left[\left(\frac{(2+i)\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{1}{\overline{\gamma_1}}}\right)^{\beta}k^{-k}]}{\left(\frac{\overline{\gamma_0}}{2mC\gamma}\right)^{l}l^{l}}\right|\overline{\Delta(k,0),\Delta(l,k-\beta)}\right]-\\&l\gamma^{\beta-2}G_{1,k+l+1}^{k+l,1}\left[\left(\frac{[(2+i)\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{1}{\overline{\gamma_1}}}\right)^{\beta}k^{-k}]}{\left(\frac{\overline{\gamma_0}}{2mC\gamma}\right)^{l}l^{l}}\right|\overline{\Delta(k,0),\Delta(l,k-\beta),1}\right]\end{aligned}\right\} \tag{15}$$

式中，l 和 k 为满足 $l/k=\beta/2$ 的正整数，有 $k\in \mathrm{N}^{+}\wedge l\in \mathrm{N}^{+}\wedge \gcd(k,l)=1$；

3.2　可变增益中继

系统在可变增益中继方式下端到端的SNR表示为其上限形式：

$$\gamma=\frac{\gamma_0\gamma_1}{\gamma_0+\gamma_1+1}\cong \min(\gamma_0,\gamma_1) \tag{16}$$

3.2.1　累积分布函数

因此根据上式，混合系统基于端到端SNR的累积分布函数表达式可写为[15]：

$$\begin{aligned}F(\gamma)&=F_{\gamma_0}(\gamma)+F_{\gamma_1}(\gamma)-F_{\gamma_0}(\gamma)F_{\gamma_1}(\gamma)\\&=1-(1-F_{\gamma_0}(\gamma))(1-F_{\gamma_1}(\gamma))\\&=1-\left(1-\frac{1}{\Gamma(2m)}\gamma\left(2m,\frac{2m\gamma}{\overline{\gamma_0}}\right)\right)\\&\left(1-\left\{1-\exp\left[-\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{\gamma}{\overline{\gamma_1}}}\right)^{\beta}\right]\right\}^{2\alpha}\right)\end{aligned} \tag{17}$$

3.2.2　概率分布函数

PDF表达式由CDF表达式对 γ 进行求导得到，PDF在高信噪比条件下的近似表达式可表示为[15]：

$$f_{\gamma}(\gamma)=f_{\gamma_0}(\gamma)+f_{\gamma_1}(\gamma) \tag{18}$$

$$\begin{aligned}f_{\gamma}(\gamma)&=\frac{(2m)^{2m}}{\Gamma(2m)\overline{\gamma_0}^{2m}}\gamma_0^{\;2m-1}\exp\left(-\frac{2m\gamma_0}{\overline{\gamma_0}}\right)+\\&\frac{\alpha^2\beta^2}{4\,\overline{\gamma_1}^{2}\eta^{2\beta}}\left(\frac{\gamma_1}{\overline{\gamma_1}}\right)^{\beta-2}\exp\left[-2\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{\gamma_1}{\overline{\gamma_1}}}\right)^{\beta}\right]\times\\&\sum_{i=0}^{\infty}\frac{\Gamma(2\alpha-1)(-1)^{i}}{\Gamma(i+1)\Gamma(2\alpha-i-1)}\cdot G_{0,\;1}^{1,\;0}\left[i\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{\gamma_1}{\overline{\gamma_1}}}\right)^{\beta}\middle|\begin{matrix}-\\0\end{matrix}\right]\end{aligned} \tag{19}$$

4　系统性能分析

4.1　固定增益中继

4.1.1　中断概率

中断概率作为度量通信系统传输可靠性的物理量，描述了系统端到端瞬时信噪比低于某一目标信噪比门限值的概率。由式(13)可得固定增益中继方式下的RF/FSO混合通信系统的中断概率表示为：

$$\begin{aligned}P_{\mathrm{OUT}}(\gamma_{th})&=1-\exp\left(-\frac{2m\gamma_{th}}{\overline{\gamma_0}}\right)\frac{\alpha^2\beta^2}{4\eta^{2\beta}}\overline{\gamma_1}^{-\beta}\sum_{r=0}^{2m-1}\sum_{\varepsilon=0}^{r}\sum_{i=0}^{\infty}\\&\frac{\Gamma(2\alpha-1)(-1)^{i}}{i!\Gamma(i+1)\Gamma(2\alpha-i+1)\varepsilon!(r-\varepsilon)!}\cdot\\&\left(\frac{2mC}{\overline{\gamma_0}}\right)^{\beta-1}\gamma_{th}^{\;\beta-1}\frac{kl^{r-\beta-\frac{1}{2}}}{(2\pi)^{\frac{l+k-2}{2}}}\cdot\\&G_{0,k+l}^{k+l,0}\left[\frac{[(2+i)\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{1}{\overline{\gamma_1}}}\right)^{\beta}k^{-k}]}{\left(\frac{\overline{\gamma_0}}{2mC\gamma_{th}}\right)^{l}l^{l}}\middle|\overline{\Delta(k,0),\Delta(l,k-\beta)}\right]\end{aligned} \tag{20}$$

4.1.2　平均误码率

误码率在不同调制方式下的表达式为[16]：

$$P_e=\int_0^{\infty}AQ\left(\sqrt{2B\gamma}\right)f(\gamma)d\gamma \tag{21}$$

公式(21)中，A 和 B 的不同取值，代表了不同的调制方式，具体取值如表1所示。Q(・)为Q函数，Q函数近似为：

$$Q(x)\approx\frac{1}{2}e^{-\frac{x^2}{2}} \tag{22}$$

用 $\sqrt{2B\gamma}$ 替换 x，式(21)中的 $Q(\sqrt{2B\gamma})$ 依据式(22)推导为：

$$Q\sqrt{2B\gamma} = \frac{1}{2}e^{-B\gamma} \tag{23}$$

将式(23)代入式(21)中可得 BER 表达式为：

$$P_e = \frac{A}{2}\int_0^{\infty} e^{-B\gamma} f(\gamma)d\gamma \tag{24}$$

将式(15)代入式(24)中，同时应用 Meijer's G 函数的运算性质[17]，推导得到混合 RF/FSO 通信系统的平均误码率表达式为：

表 1　不同调制方式 A、B 取值表

Tab. 1 The value of A & B for different modulation schemes

Modulation Schemes	A	B
BPSK	1/2	1
BFSK	1/2	1/2
DBPSK	1	1
QPSK	1	1/2

$$Pe = \frac{\alpha^2\beta^2}{4\eta^{2\beta}}\overline{\gamma_1}^{-\beta}\sum_{r=0}^{2m-1}\sum_{\varepsilon=0}^{r}\sum_{i=0}^{\infty}\frac{\Gamma(2\alpha-1)(-1)^i}{i!\Gamma(i+1)\Gamma(2\alpha-i+1)\varepsilon!(r-\varepsilon)!}\frac{kl^{r-\beta-\frac{1}{2}}}{(2\pi)^{\frac{l+k-2}{2}}}\left(\frac{2mC}{\overline{\gamma_0}}\right)^{\beta-1}\times$$

$$\left\{\begin{array}{l}
\frac{A}{2}\frac{k^{k-\beta}l^{2\beta-\frac{1}{2}}\left(B+\frac{2m}{\overline{\gamma_0}}\right)^{-2\beta}}{2\pi^{\frac{k^2+kl-l-1}{2}}}G^{k(k+l),l}_{l,k(k+l)}\left[\frac{\left(\frac{2+i}{\eta^{\beta}\overline{\gamma_1}^{\frac{\beta}{2}}k}\right)^{k^2}\left(\frac{2mC}{\overline{\gamma_0}l}\right)^{lk}l^l}{\left(B+\frac{2m}{\overline{\gamma_0}}\right)^{l}k^{k(k+l)}}\middle|\begin{matrix}\Delta(l,1-\beta)\\ \Delta(k,\Delta(k,0)),\Delta(k,\Delta(l,k-\beta))\end{matrix}\right]+\\
\frac{A(1-\beta)}{2}\frac{k^{k-\beta}l^{2\beta-\frac{1}{2}}\left(B+\frac{2m}{\overline{\gamma_0}}\right)^{-2\beta}}{2\pi^{\frac{k^2+kl-l-1}{2}}}G^{k(k+l),l}_{l,k(k+l)}\left[\frac{\left(\frac{2+i}{\eta^{\beta}\overline{\gamma_1}^{\frac{\beta}{2}}k}\right)^{k^2}\left(\frac{2mC}{\overline{\gamma_0}l}\right)^{lk}l^l}{\left(B+\frac{2m}{\overline{\gamma_0}}\right)^{l}k^{k(k+l)}}\middle|\begin{matrix}\Delta(l,1-\beta)\\ \Delta(k,\Delta(k,0)),\Delta(k,\Delta(l,k-\beta))\end{matrix}\right]+\\
\frac{Al}{2}\frac{k^{k-\beta+1}l^{\beta-\frac{3}{2}}\left(B+\frac{2m}{\overline{\gamma_0}}\right)^{1-\beta}}{2\pi^{\frac{k^2+kl-k-1}{2}}}G^{k(k+l),l}_{l,k(k+l+1)}\left[\frac{\left(\frac{2+i}{\eta^{\beta}\overline{\gamma_1}^{\frac{\beta}{2}}k}\right)^{k^2}\left(\frac{2mC}{\overline{\gamma_0}l}\right)^{lk}l^l}{\left(B+\frac{2m}{\overline{\gamma_0}}\right)^{l}k^{k^2+kl-l}}\middle|\begin{matrix}\Delta(l,1-\beta)\\ \Delta(k,\Delta(k,0)),\Delta(k,\Delta(l,k-\beta)),\Delta(k,1)\end{matrix}\right]
\end{array}\right\} \tag{25}$$

式中，$\Delta(K,A) = \frac{A}{K},\frac{A+1}{K},\cdots,\frac{A+K-1}{K}$，$l$ 和 k 为满足 $l/k=\beta/2$ 的整数。

4.2　可变增益中继

4.2.1　中断概率

可变增益中继方式下 RF/FSO 通信系统中断概率由式(17)可得：

$$P_{\mathrm{OUT}}(\gamma_{th}) = \frac{1}{\Gamma(2m)}\gamma\left(2m,\frac{2m\gamma_{th}}{\overline{\gamma_0}}\right)+\sum_{i=0}^{\infty}\frac{\Gamma(2\alpha+1)(-1)^i}{\Gamma(i+1)\Gamma(2\alpha-i+1)}G^{1,0}_{0,1}\left[i\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\overline{\gamma_1}}}\right)^{\beta}\middle|\begin{matrix}-\\0\end{matrix}\right]-$$
$$\sum_{i=0}^{\infty}\frac{\Gamma(2\alpha+1)(-1)^i\gamma\left(2m,\frac{2m\gamma_{th}}{\overline{\gamma_0}}\right)}{\Gamma(i+1)\Gamma(2\alpha-i+1)\Gamma(2m)}\cdot G^{1,0}_{0,1}\left[i\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\overline{\gamma_1}}}\right)^{\beta}\middle|\begin{matrix}-\\0\end{matrix}\right] \tag{26}$$

4.2.2　平均误码率

将式(19)代入式(24)中，同时应用 Meijer's G 函数的运算性质[17]，推导得到混合 RF/FSO 通信系统的平均误码率表达式为：

$$P_e = \frac{A(2m)^{2m}}{2\Gamma(2m)B^{2m}\overline{\gamma_0}^{2m}}G^{1,1}_{1,1}\left[\frac{2m}{\overline{\gamma_0}B}\middle|\begin{matrix}1-2m\\0\end{matrix}\right]+$$
$$\frac{A\alpha^2\beta^2}{8\overline{\gamma_1}^{\beta}\eta^{2\beta}}\sum_{i=0}^{\infty}\frac{\Gamma(2\alpha-1)(-1)^i}{\Gamma(i+1)\Gamma(2\alpha-i-1)}\frac{k^{\frac{1}{2}}l^{\beta-\frac{3}{2}}B^{1-\beta}}{(2\pi)^{(\frac{l+k}{2}-1)}}\cdot$$
$$G^{k,l}_{l,k}\left[\frac{\left[(i+2)\left(\frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{1}{\overline{\gamma_1}}}\right)^{\beta}\right]^{k}l^l}{B^l k^k}\middle|\begin{matrix}\Delta(l,\beta)\\ \Delta(k,0)\end{matrix}\right] \tag{27}$$

式中，$\Delta(K,A) = \frac{A}{K},\frac{A+1}{K},\cdots,\frac{A+K-1}{K}$；$l$ 和 k 为满足 $l/k = \beta/2$ 的整数。

5　仿真及结果分析

根据上述推导得到的平均误码率闭合表达式(20)、(26)及中断概率的闭合表达式(25)、(27)，对基于放大转发 2×2 中继的混合通信系统性能进行仿真分析。在数值仿真中，设激光波长为 λ = 1550 nm，FSO 链路传输距离为 $L = 100$ km。针对公

式(20)、(25)、(26)及(27)中的无穷级数形式,在计算时设 $i=30$,此时公式可基本收敛。下文中,图 2～4 为固定增益中继方式下混合 RF/FSO 系统的中断概率及误码性能分析,图 5～7 为可变增益中继方式下中断概率和误码率随信噪比变化规律。

5.1　固定增益中继

在固定增益中继方式下,中继节点到目的节点间链路(FSO 链路)的平均信噪比设为 10 dB,固定中继增益数值设为 $C=1$。图 2 为系统中断性能在不同接收孔径和湍流条件下随 RF 链路平均信噪比变化规律。大气结构常数 C_n^2 及相应的 Rytov 指数在弱湍流条件下取值为$(9.8\times10^{-19},0.0924)$,中湍流强度下$(C_n^2,\sigma_R)=(5.6\times10^{-18},0.5175)$。信噪比门限值 γ_{th} 设为 10 dB,RF 链路衰落指数 $m=3$(弱衰落),由图 2 可以看出随湍流强度增大,RF/FSO 混合系统中断性能降低,如当 RF 链路信噪比为 SNR=23 dB,接收孔径为 $D=15$ cm 时,弱湍流条件下系统中断概率为 $P_{\text{out}}=1.1\times10^{-4}$,而中湍流强度条件下中断概率增大到 5.1×10^{-3}。在孔径平均效应的影响下,系统中断性能随着接收孔径的增大而得到改善。当通信系统处于中湍流强度且 SNR=25 dB,误码率在接收孔径为 5 cm,15 cm 时分别为 1.9×10^{-4} 和 1.2×10^{-4}。

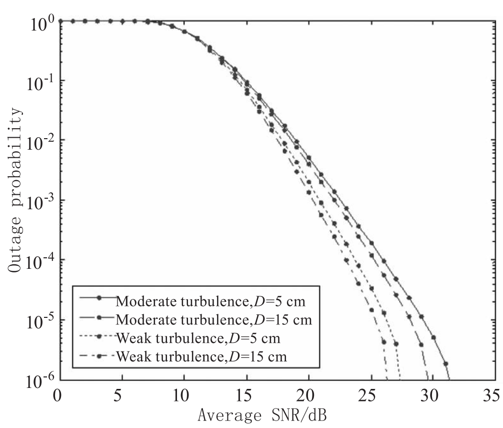

图 2　不同湍流强度条件下中断概率变化规律

Fig. 2 Outage probability of fixed-gain relay for different turbulence conditions

系统采用固定增益中继方式,不同衰落指数和大气湍流强度条件下系统平均误码率性能随信噪比变化规律如图 3 所示。数值仿真中设接收孔径 $D=15$ cm,系统采用调制方式为 BPSK,。仿真结果表明,当 SNR=20 dB,系统在弱湍流强度及强 RF 衰减($m=1$)条件下,$P_e=8.583\times10^{-5}$,系统处于中湍流强度及弱 RF 衰减($m=3$)条件下误码率 $P_e=5.454\times10^{-6}$,误码率降低了一个量级。由上两数据可得在固定增益中继混合 RF/FSO 系统中,RF 链路对通信系统性能影响相较于 FSO 链路较大,占主导地位。

图 4 仿真分析了不同调制方式下,平均误码率随 SNR 的变化规律。接收孔径尺寸取 15cm,仿真在弱湍流强度及弱 RF 衰减 $m=3$ 条件下进行。由图 5 可知,系统性能 BPSK > DBPSK > BFSK > QPSK (> 表示优于),即 BPSK 为最佳调制方式。此外,由图可知系统误码性能随着接收孔径的增大而改善,例如,BPSK 调制方式下,当 SNR=16 dB 时,接收孔径尺寸为 5 cm 时系统误码率为 2.709×10^{-5},当接收孔径尺寸增大为 $D=15$ cm,系统误码率减少至 1.563×10^{-5}。

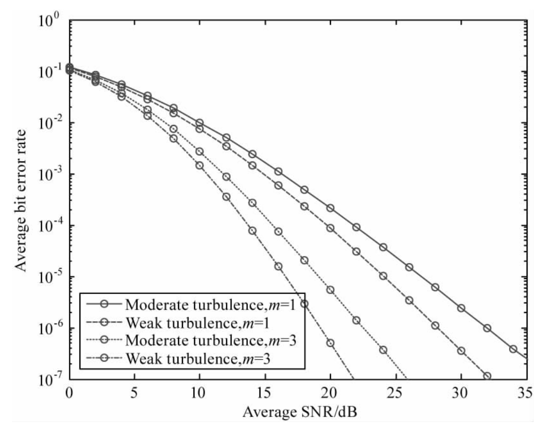

图 3　不同衰落指数及湍流强度条件下平均误码率变化规律

Fig. 3 Average BER of fixed-gain relay for different turbulence conditions and fading figure

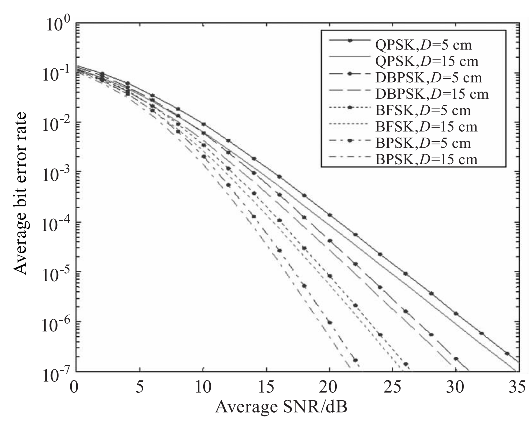

图 4　不同调制方式下平均误码率变化规律

Fig. 4 Average BER of fixed-gain relay for different modulation schemes

5.2 可变增益中继

在可变增益中继方式下，设中继节点(R)至目的节点(D)的FSO链路平均信噪比为30 dB，RF链路为弱衰落指数($m=3$)。图5给出了在不同湍流强度及不同接收孔径条件下系统中断概率随SNR变化规律。大气结构常数C_n^2及相应的Rytov指数在弱湍流条件下取值为$(9.8\times10^{-19},0.0924)$，中湍流强度下$(C_n^2,\sigma_R)=(5.6\times10^{-18},0.5175)$。由图5可知，大气湍流效应对混合RF/FSO系统的中断概率影响严重，例如，当RF链路平均信噪比取SNR=35 dB，接收孔径为$D=15$ cm时，系统中断概率在弱湍流条件下为7.11×10^{-6}，中湍流条件下中断概率增加为4.31×10^{-3}。同时，由图5可知，当RF链路的平均信噪比增长到与FSO链路平均信噪比相等时(30 dB)，系统的中断概率保持稳定。此时，提高RF链路的平均信噪比，系统中断概率几乎不受影响，由公式(16)的定义可解释此情况。由$\gamma=\frac{\gamma_0\gamma_1}{\gamma_0+\gamma_1+1}\cong\min(\gamma_0,\gamma_1)$可知，系统中具有较小信噪比的链路主要决定了混合RF/FSO中继系统的系统性能，因此当RF链路平均信噪比大于FSO链路平均信噪比取值(30 dB)时，混合系统误码率性能主要受FSO影响，出现了中断概率保持稳定的情况。

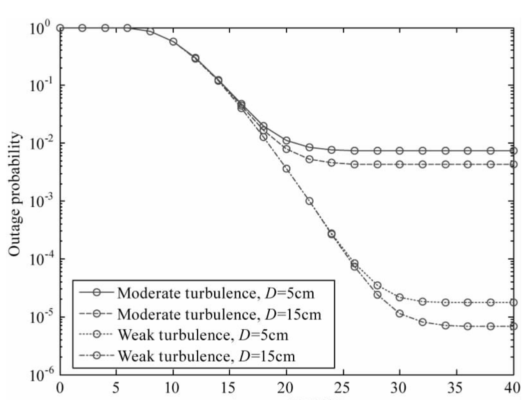

图5 不同湍流条件下中断概率变化规律

Fig. 5 Outage probability of CSI-assisted relay for different turbulence conditions

不同湍流强度及接收孔径条件下系统误码性能变化规律如图6所示，其中，RF链路衰落指数设为$m=3$(弱RF衰落指数)，大气湍流条件相关参数与图5中参数相同，仿真中系统调制方式采用BPSK。由图6可以看出，可变增益中继方式下RF/FSO混合系统的误码率性能随着接收孔径增大而改善。例如，当SNR=30 dB时，在中湍流强度条件下，接收孔径为5 cm时系统平均误码率为7.069×10^{-5}，当接收孔径增大至$D=20$ cm，平均误码率减小至3.396×10^{-5}。另外，当RF链路的平均信噪比大于等于FSO信道平均信噪比30 dB时，系统平均误码率趋于稳定。

图7给出了在弱、中湍流强度及接收孔径设为$D=15$cm条件下，混合系统平均误码率在不同调制方式下的变化规律。由图7可知与图6相似的是，当RF链路的平均信噪比大于等于FSO信道平均信噪比30 dB时，系统平均误码率趋于稳定。同时可以看出，大气湍流对混合系统误码率性能影响较大，弱湍流条件下的误码率性能明显优于中湍流条件下的误码率性能。在湍流强度相同的条件下，系统误码性能最优的调制方式为BPSK。

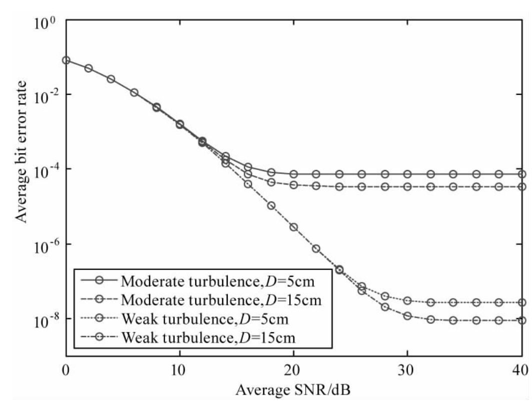

图6 不同湍流条件下平均误码率变化规律

Fig. 6 Average BER of CSI-assisted relay for different turbulence conditions

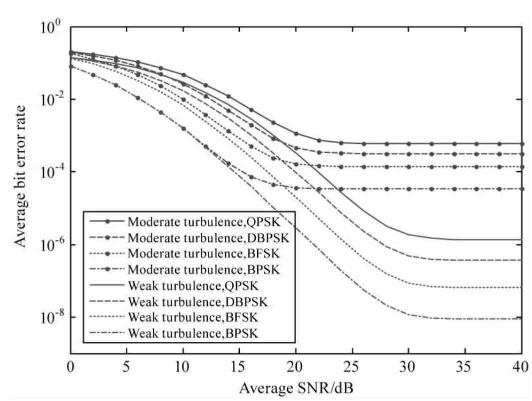

图7 不同调制方式下平均误码率变化规律

Fig. 7 Average BER of CSI-assisted relay for different modulation scheme

6 结 论

本文基于放大转发2×2固定增益中继和可变增益中继方式对混合RF/FSO航空通信系统的性能进行性了研究。FSO和RF链路分别服从Exponentiated Weibull模型和Nakagami-m模型。通过Meijie′s G函数推导得到系统概率分布函数,累积分布函数及误码率中断概率的闭合表达式,并进行仿真验证。仿真结果表明,固定增益中继和可变增益中继两种方式下,混合系统中断概率及误码率受湍流强度影响较大,孔径平均技术对系统性能改善明显。固定增益2×2中继混合RF/FSO系统中,RF链路在系统中起主要作用;在可变增益中继方式下,2×2中继混合RF/FSO系统性能主要由信噪比较小的链路决定,当RF链路平均信噪比大于等于FSO链路的平均信噪比(30 dB)时,可以忽略RF链路平均信噪比对系统性能的影响。相同湍流强度孔径尺寸条件下,四种调制方式中BPSK调制方式通信系统性能最佳。

参考文献:

[1] M Hulea,Z Ghassemlooy,S Rajbhandari,et al. Compensating for optical beam scattering and wandering in FSO communications[J]. J. Lightwave Technol,2014,32(7):1323-1328.

[2] F Li,Z Hou,Y Wu. Experiment and numerical evaluation of bit error rate for free-space communication in turbulent atmosphere[J]. Opt. Laser Technol,2013,45:104-109.

[3] X Zhu,J M Kahn. Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels[J]. IEEE Trans. Commun,2002,50(8):1293-1300.

[4] L B Stotts,B Stadler,M Northcott,et al. Optical RF communications adjunct[J]. Proc. SPIE,2008,7091:2.

[5] E Soleimani-Nasab,M Uysal. Generalized performance analysis of mixed RF/FSO cooperative systems[C]//IEEE Trans. Wirel. Commun,2014.

[6] Zhao Jing,Zhao Shang-hong,et al.,Performance analysis for mixed FSO/RF Nakagami-m and Exponentiated Weibull dual-hop airborne systems[J]. Optics communications,2017,392:294-299.

[7] Anees S,Bhatnagar M R. Performance of an amplify-and-forward dual-hop asymmetric RF-FSO communication system[J]. Journal of Optical Communications and Networking,2015,7(2):124-135.

[8] Kong L,Xu W,Hanzo L,et al. Performance of a free-space-optical relay-assisted hybrid RF/FSO system in generalized-distributed channels[J]. IEEE Photonics Journal,2015,7(5):1-19.

[9] 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.

[10] T A Tsiftsis. Performance of heterodyne wireless optical communication systems over Gamma-Gamma atmospheric turbulence channels[J]. Electron Lett.,2008,44(5):372-373.

[11] S Zvanovec,J perez,Z Ghassemlooy,et al. Route diversity analysis for free-space optical wireless links within turbulent scenarios[J]. Opt. Express,2013,21(6):7641-7650.

[12] R Barrios,F Dios. Exponentiated Weibull model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through atmospheric turbulence[J]. Opt. Laser Technol.,2013,45(1):13-20.

[13] S Gradshteyn,I M Ryzhik. Table of Integrals,Series and products[J]. Mathematics of Computation,2007,20(96):1157-1160.

[14] Prudnikov A P,Marichev O I. Integrals and series:special functions[M]. CRC Press,1998.

[15] Ikki S S,Aissa S. A study of optimization problem for amplify-and-forward relaying over Weibull fading channels with multiple antennas[J]. IEEE Communications Letters,2011,15(11):1148-1151.

[16] W O Popoola,Z Ghassemlooy. BPSK subcarrier modulated free-space optical communications in atmospheric turbulence[J]. IEEE J. of Lightwave Technol.,2009,27:967-973.

[17] Y L Luke. The Special functions and their approximations[M]. New York:Academic Press,1969.