

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.05.005

软切换 FSO/RF 链路混合编码调制算法性能分析*

邵军虎¹ 苏润民¹ 姚柳² 柯熙政¹

(1. 西安理工大学自动化与信息工程学院 西安 710048; 2. 西安热工研究院 西安 710054)

摘要:将自由空间光(FSO)通信链路的高速率优势与射频(RF)链路的可靠性优势互补结合,针对FSO/RF混合通信链路组网的物理层数据可靠传输问题,研究软切换机制下采用LDPC混合编码与2-PPM和16QAM调制的系统方案性能。混合系统FSO链路在Gamma-Gamma信道不同湍流强度与RF链路在Rician信道不同信噪比条件下的仿真结果表明,所述方案在软切换下达到 1×10^{-6} 误比特率时,不同条件下可获得1.3~8.0 dB不等的性能增益改善,显著提高在不同链路条件下FSO/RF混合通信系统的数据传输可靠性。

关键词: FSO/RF混合链路;软切换;混合编码调制;误比特率

中图分类号: TN929 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Performance analysis of soft-switching hybrid FSO/RF links using hybrid coding and modulation

Shao Junhu¹ Su Runmin¹ Yao Liu² Ke Xizheng¹

(1. The Faculty of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;
2. Xi'an Thermal Power Research Institute, Xi'an 710048, China)

Abstract: Combined the high-speed free-space optical (FSO) link with reliable radio-frequency (RF) link, hybrid LDPC coding together with 2-PPM and 16QAM modulation schemes were investigated over the soft-switching FSO/RF links in this paper. Then their performances were simulated over the FSO/RF hybrid channels with different FSO turbulence strengths and different data rates. The simulation results show that by using the proposed hybrid coding modulation scheme with two SNR thresholds, about 1.3 to 8.0 dB coding gains at 1×10^{-6} BER can be obtained. The proposed scheme can significantly improve the efficiency of hybrid FSO/RF communication system, especially when two links have different channel conditions.

Keywords: FSO/RF hybrid links; soft-switching; hybrid coding and modulation; bit error rate

1 引言

自由空间光(free space optical, FSO)通信亦称无线光通信,具有频谱资源丰富、传输速率高、链路部署灵活快捷等优点,然而由于大气吸收散射和湍流因素的影响,特别是强湍流及雪、雾等恶劣天气条件,会极大降低FSO通信链路的可靠性^[1-2]。将射频(radio frequency, RF)通信的可靠性优势与FSO通信宽频带、高速率的优势进行互补结合,FSO/RF混合通信系统的优化设计已成为当前高速无线接入与无线回传网(wireless backhaul)等领域

的一个研究热点^[3]。

FSO/RF混合链路组网可采用硬切换与软切换两种方式,前者依据链路状态条件在FSO主链路与RF备份链路之间自动切换,其方案简洁但系统资源利用率较低;后者采用双链路速率匹配软切换并行工作的方式,可充分利用双链路信道分集的优势,从而具有更好的性能。针对硬切换系统的方案设计,Usman等人^[4]研究了信噪比阈值的切换机制,提出一种双阈值设置的切换策略,并对系统的中断概率,平均误比特率,以及遍历容量等性能参数进行了理论分析计算;随后,Mai等人^[5]提出一种以接收信噪比为阈值进行码率自适应的FSO/RF混合链路

切换方法,并进行了理论分析和性能仿真。针对软切换 FSO/RF 混合系统的研究,Zhang 等人^[6]设计了一种采用短码长 Raptor 码进行差错控制的系统解决方案,并用 FPGA 验证了所提方案的性能。随后,Vangala 等人^[7]、Eslami 等人^[8]提出一种采用 LDPC 码的 FSO、RF 双链路混合编码传输方案,该方案不仅能达到联合 FSO/RF 混合信道的信道容量,还能使混合系统达到通信级的可靠性(99.999%)。Kumar 等人^[9]提出了一种 FSO/RF 混合链路的开关控键(OOK)-QPSK 联合调制方案,针对混合符号提出了渐进位误差性能分析方法,并对该方案进行了理论分析与性能仿真。然而,关于软切换 FSO/RF 混合链路下,采用混合信道编码与不同调制方案的设计与性能分析,其相关结果仍有待进一步研究和完善。

本文针对软切换方式下的 FSO/RF 混合链路,采用速率匹配的混合 LDPC 编码和脉冲位置调制/正交幅度调制(PPM/QAM)联合映射的方式,进行算法的联合优化设计,并对该方案在不同信道条件下的误码率性能进行了仿真和分析。本文方案将 FSO、RF 链路的传输码字序列比例分为 1:1 和 3:1 两种比例,分别在弱、中强两种湍流环境以及 RF 链路不同信噪比条件下进行 Monte Carlo 仿真。研究结果表明,在 FSO/RF 链路不同信道状态下,本文所给出的软切换混合编码调制方案,可获得 1.3~8.0 dB 不等的性能增益改善,显著提高双链路混合系统的数据传输可靠性。

2 FSO/RF 混合信道模型

本文针对 FSO/RF 混合链路下高效编码调制算法性能的研究,数据经过混合信道编码器后由 FSO 与 RF 的混合链路进行传输,根据信道条件的不同对两条链路的传输数据比例进行软切换调整,以保证混合系统的数据传输效率和可靠性,其模型如图 1 所示。

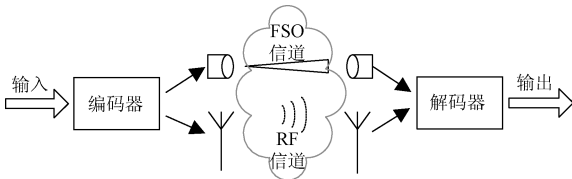


图 1 FSO/RF 混合信道模型

Fig.1 FSO/RF hybrid channel model

2.1 FSO 信道模型

对于采用光强调制/直接检测(IM/DD)的 FSO 通信链路,假定 x_1 、 y_1 分别为激光的发送信号和接收信号,则 FSO 的信道模型可表示为^[8]:

$$y_1 = \eta I x_1 + n_1 \quad (1)$$

式中: I 表示瞬时强度增益, η 表示接收器孔径的效率

(本文设为 1), n_1 为均值近似为零的加性高斯白噪声^[6]。由于大气湍流的影响,FSO 信道下的接收光强 I 已被证明近似服从 gamma-gamma 分布模型,其概率密度函数为^[10]:

$$f_I(I) = \frac{2(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} I^{(\alpha+\beta)/2} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}I) \quad I > 0 \quad (2)$$

式中: Γ 表示 gamma 函数, K 为第二类修正贝塞尔函数,参数 α 、 β 分别表示大、小尺度涡旋散射作用的有效值,其可表示为^[9]。

$$\alpha = \left\{ \exp\left[\frac{0.49\sigma_r^2}{(1+1.11\sigma_r^{\frac{2}{\alpha}})^{\frac{1}{\alpha}}} \right] - 1 \right\}^{-1} \beta = \left\{ \exp\left[\frac{0.51\sigma_r^2}{(1+0.69\sigma_r^{\frac{2}{\beta}})^{\frac{1}{\beta}}} \right] - 1 \right\}^{-1} \quad (3)$$

式中: σ_r^2 是 Rytov 方差,且 $\sigma_r^2 = 1.23C_n^2 k^{7/6} L^{11/6}$, $k = 2\pi/\lambda$,其中 λ 为光的波长, C_n^2 为折射率结构参数, L 为传输距离。 σ_r^2 通常用来表征湍流强度的大小,当 $\sigma_r^2 \in [0,0.3)$ 为弱湍流, $\sigma_r^2 \in [0.3,25)$ 为中等湍流, $\sigma_r^2 \in [25,+\infty)$ 为强湍流^[11]。

2.2 RF 信道模型

在 FSO/RF 混合通信系统的应用场景下,由于 FSO 需要直视路径的存在,因此 RF 信道的衰落系数可按照莱斯分布考虑。对于 RF 无线通信链路,其信道模型可表示为^[8]:

$$y_2 = h_r x_2 + n_2 \quad (4)$$

式中: x_2 为发送端的发送信号, y_2 为接受端的接收信号, h_r 为 RF 信道的衰落因子, n_2 是均值为 0 的加性高斯白噪声。其中 h_r 的概率密度分布函数如式(5)所示^[12]。

$$f(h_r) = \frac{h_r}{\sigma_r^2} \exp[-(h_r^2 + s^2)/2\sigma_r^2] I_0\left[\frac{h_r \beta}{\sigma_r^2}\right] \quad h_r \geq 0 \quad (5)$$

式中: $2\sigma_r^2$ 、 s^2 分别是非直视路径和直视路径的总平均能量。根据莱斯因子的含义可以把莱斯因子定义为 $K = s^2/2\sigma_r^2$,因此式(5)可以改写为^[12]:

$$f(h_r) = 2h_r(K+1) \exp(-K - (K+1)h_r^2) I_0(2h_r \sqrt{K(K+1)}), \quad h_r \geq 0 \quad (6)$$

3 软切换混合编码调制方案

LDPC 码因其低线性译码复杂度和逼近香农限的特性得到广泛应用。针对软切换 FSO/RF 混合链路,本文采用 LDPC 混合编码与 PPM/QAM 调制的物理层传输方案,收、发两端仅需一对编、译码器,具体如图 2 所示,降低了系统的复杂度。输入信息序列经由 LDPC 编码器后,其输出码字序列按一定比例分割为两部分,分别送到

FSO 链路的 PPM 调制器与 RF 链路的 QAM 调制器。这里的数据分割比例,发端可依据接收端反馈的链路状态信息,进行自适应调节。接收端将 FSO 链路和 RF 链路传输的调制符号分别解调并输出软信息,进行比特似然比(LLR)信息合并之后,送给 LDPC 译码器迭代译码输出。本文后续在方案性能仿真时,LDPC 译码采用置信传播算法,调制方式分别选择 2-PPM、16QAM 调制,具体混合系统方案原理如图 2 所示。

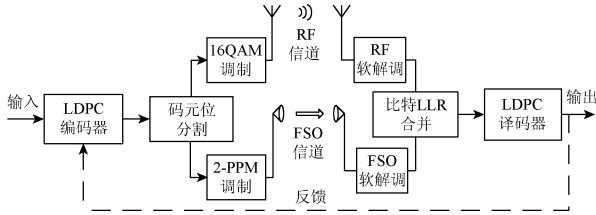


图 2 混合 FSO/RF 系统编码调制方案
Fig. 2 Hybrid coding and modulation scheme for FSO/RF system

3.1 混合编码方式

关于图 2 中混合 LDPC 编、译码和数据分割、合并的实现,本文选择采用准循环结构的 LDPC 码,下面给出其算法原理和具体过程。对于码长为 k 的信息位序列 m ,长度为 n 的 LDPC 码字序列 c ,可由生成矩阵 $G_{k \times n}$ 来得到 $c = m \cdot G_{k \times n}$ 。译码过程采用基于校验矩阵 $H_{(n-k) \times n}$ 对应稀疏图的置信传播迭代译码算法来实现,更多关于 LDPC 码的编译码算法原理见文献 [13]。本文关于 LDPC 码在 FSO/RF 混合信道下的编译码实现方式,如图 3 所示。

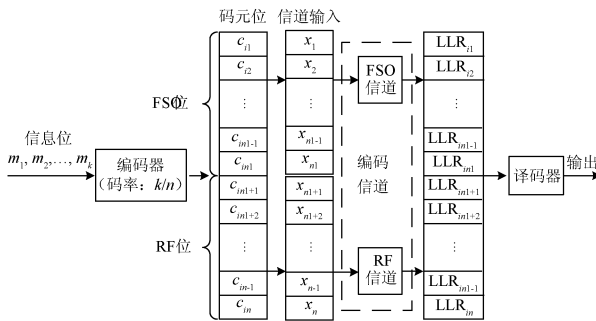


图 3 LDPC 混合编码原理

Fig. 3 Schematic diagram of LDPC hybrid coding

图 3 中,原始信息序列 $(m_1, m_2, \dots, m_{k-1}, m_k)$ 经过码率为 $\frac{k}{n}$ 的 LDPC 编码器进行编码,生成码元序列 $(c_{i1}, c_{i2}, \dots, c_{in-1}, c_{in})$ 。将该码元序列分割成 FSO 传输的部分和 RF 传输的部分,其中 $(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n)$ 经过 2-PPM 调制后由 FSO 信道传输, $(x_{n+1}, x_{n+2}, \dots, x_{n-1}, x_n)$

经过 16QAM 调制后由 RF 信道传输。在接收端,对接收序列进行软解调操作,计算 FSO 与 RF 链路传输符号所对应的比特对数似然比,并将两部分合并得到 LDPC 码字序列的比特对数似然比信息 $(LLR_{i1}, LLR_{i2}, \dots, LLR_{in-1}, LLR_{in})$,将其送给 LDPC 译码器进行迭代译码。

本文采用软判决译码算法,与硬判决相比,软判决可充分利用 FSO 信道和 RF 信道的状态信息,且在软切换和软解调下具有更好的性能。置信传播译码算法所需的初始比特似然比表达式定义为^[13]:

$$L(c_i) = \ln \frac{P(y_i | c_i = 0)}{P(y_i | c_i = 1)} \quad (7)$$

式中: c_i 为编码后的第 i 个码元。

3.2 调制方案

相比于文献 [9] 中给出的 FSO/RF 链路下 OOK-QPSK 混合调制的方案,在 FSO 信道下 PPM 相比 OOK 调制抗干扰性更强,需要的平均传输功率更小,误码率性能更好^[14],与此同时, L -PPM 调制的抗干扰能力是以牺牲带宽为代价的,为了充分利用 FSO 链路的带宽, L -PPM 的调制阶数不宜过高。RF 信道采用 QAM 调制可以获得更高的频谱效率;QAM 调制也是数字通信系统中常用的调制技术,随着调制阶数升高其抗干扰性逐渐下降。因此,本文提出采用 2-PPM-16QAM 混合调制的方案,混合调制中调制前的第 1 个比特对应的 2-PPM 符号经由 FSO 信道传输,后 4 个比特对应的 16QAM 符号由 RF 信道传输,具体星座图参如图 4 所示。

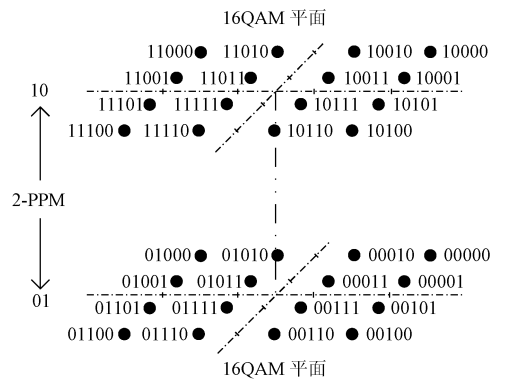


图 4 2-PPM-16QAM 混合调制星座图

Fig. 4 Constellation diagram for 2-PPM-16QAM hybrid modulation

PPM 是以周期性光脉冲作为载波,采用编码后的序列码元控制脉冲位置进而携带信息的一种调制方式。对于 L -PPM 调制,其每个 L -PPM 符号包含 L 个时隙,每个符号中有且仅有一个时隙有脉冲^[15]。令调制阶数 $m = \log_2 L$, $X_i = (x_1, x_2, \dots, x_m)$ 表示第 i 个发送 PPM 符号携带的二进制信息序列,则该符号脉冲对应时隙位置的十

进制数值表示为 $d = \sum_{j=1}^m x_j 2^{m-j}$, ($1 \leq d \leq L$), $Y_i = (y_1, y_2, \dots, y_L)$ 表示第 i 个 PPM 符号各个时隙对应的软输出数值。假设各时隙脉冲先验等概, 且在每个时隙间隔内信道状态信息 I 已知, 且保持不变, 则第 i 个 L -PPM 符号中的第 d 个时隙(时隙宽度为 τ) 对应信息比特 x_j 取值的后验概率可表示为:

$$p(x_j = c; \tau) = \frac{\sum_{|x_j=d \forall X=(x_1, \dots, x_m)|} L_d^{(i)}}{\sum_{j=1}^L L_j^i} \quad (8)$$

式中: $L_j^{(i)} = \exp(\frac{2y_j I_j - I_j^2}{N_0})$ 。对式(8)两边同取对数,

可得对数似然比的表达式:

$$L(x_j) = \ln\left(\frac{p(x_j = 0; \tau)}{p(x_j = 1; \tau)}\right) =$$

$$\ln\left(\frac{\sum_{|x_j=d \forall X=(x_1, \dots, x_m)|} L_d^{(i)}}{\sum_{|x_j=d \forall X=(x_1, \dots, x_m)|} L_d^{(i)}}\right) \quad (9)$$

由于本文采用 2-PPM 调制, 当信息比特值为 0 时, 式(8)可表示为:

$$p(0; \tau) = \frac{L_1^i}{L_1^i + L_2^i} \quad (10)$$

当信息比特值为 1 时, 后验概率可表示为:

$$P(x = 1, \tau) = 1 - P(x = 0; \tau) \quad (11)$$

将式(10)、(11)代入式(9)可以得到 FSO 信道相应比特信息位对应的对数似然比。

本文中选用 16QAM 作为 RF 链路的调制方案, 对于 N 进制的 QAM 调制星座图 ($N = 2^n$) (n 为正整数), 调制符号集合记为 $S = \{s_1, s_2, \dots, s_N\}$ [16], 归一化其星座图为 $\frac{1}{N} \cdot (\sum_{j=1}^N |s_j|^2) = 1$ 。如图 4 中所示, 将二进制比特向量 $X_1 = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ 映射到相应的星座点 s_j 。

假设 RF 信道的信道状态信息 h_r 已知, $u_j^{(i)}$ 表示第 j 个调制符号对应的编码比特的第 i 个比特, 由式(7)可知计算对数似然比的主要步骤就是得到 $p(u_j^{(i)} = 1 | y_j)$ 或 $p(u_j^{(i)} = 0 | y_j)$ 。因此根据 RF 链路接收模型 $y_j = h_r s_j + n_j$ 可得到接收符号的条件概率可表示为:

$$p(y_j | s_j = s) = \frac{1}{\sqrt{\pi\sigma^2}} \left(\exp\left(-\frac{(y_j - h_r s)^2}{2\sigma^2}\right) \right) \quad (12)$$

式中: s_j 为实际发送端信号, σ^2 为高斯白噪声 n_j 的方差。由式(12)可得符号所对应的每个比特的对数似然比:

$$L(u_j^{(i)} | y_j) = \ln \frac{\sum_{s \in S_{j^+}} \exp\left(-\frac{(y_j - h_r s)^2}{2\sigma^2}\right)}{\sum_{s \in S_{j^-}} \exp\left(-\frac{(y_j - h_r s)^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (13)$$

式中: $S_{j^+}^{(i,0)} = \{s \in S | u_j^{(i)} = 0\}$ 和 $S_{j^-}^{(i,0)} = \{s \in S | u_j^{(i)} =$

$1\}$, $u_j^{(i)}$ 是第 j 个调制符号 s 对应编码比特序列的第 i 个比特。将 RF 信道与 FSO 信道传输的符号软解调得到的比特对数似然比按照分割时的规则进行合并, 并将其送给 LDPC 译码器进行译码。

4 性能分析与仿真

本节对文中提出的软切换混合编码调制方案, 在不同信道条件下, 采用不同数据比例时的误码率性能进行 Monte Carlo 仿真。这里仿真采用的 LDPC 码, 是由 PEG 方法构造得到的码率为 0.5、码长为 1024 的 LDPC 校验矩阵, 其行、列重分别为 6 和 3。译码算法选用经典和积迭代译码算法, 迭代次数设置为 50 次, FSO/RF 双链路软切换的数据分割比例分别设置为 1:1 和 3:1 两种情况。

当 RF、FSO 信道传输的码元比例 $B_{FSO}:B_{RF} = 1:1$, RF 信道的信噪比为 $SNR_{RF} = 4.0$ dB, $SNR_{RF} = 10.0$ dB 时, 分别在不同湍流强度下, 混合系统的误比特率 (BER) 随 FSO 信噪比 SNR_{FSO} 变化的曲线如图 5 所示。

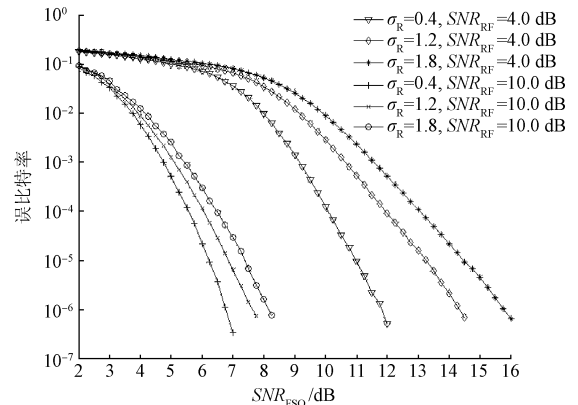


图 5 $B_{FSO}:B_{RF} = 1:1$, SNR_{RF} 分别为 4.0、10.0 dB 时, 不同湍流强度下的系统误比特率曲线
Fig. 5 BER curves of hybrid system under different turbulence intensity, when $B_{FSO}:B_{RF} = 1:1$ and the SNR_{RF} is 4.0, 10.0 dB respectively

当 FSO、RF 信道传输的码元比例为 $B_{FSO}:B_{RF} = 3:1$, RF 信道的信噪比 SNR_{RF} 分别为 4.0 dB、10.0 dB 时, 对系统在不同湍流强度下的性能进行仿真, 得到混合系统的误比特率随 FSO 链路的信噪比变化曲线如图 6 所示。

本文中的软切换混合系统在 FSO、RF 链路码元传输比例 $B_{FSO}:B_{RF}$ 分别为 1:1、3:1, SNR_{RF} 为 10.0 时, 在不同强度的湍流下, 混合系统的误比特率随 SNR_{FSO} 的变化曲线如图 7 所示。

从图 6、7 中可以看出两条链路在不同传输比例, SNR_{RF} 分别为 4.0、10.0 dB 的条件下, 当 BER 的值达到

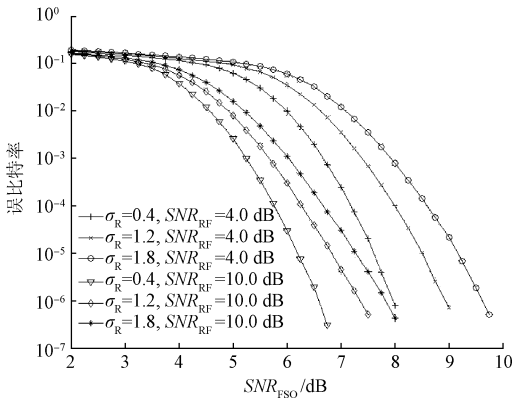


图 6 $B_{\text{FSO}} : B_{\text{RF}} = 3 : 1$, SNR_{RF} 分别为 4.0、10.0 dB 时, 不同湍流强度下的系统误比特率曲线

Fig. 6 BER curves of hybrid system on different turbulence intensity, when $B_{\text{FSO}} : B_{\text{RF}} = 3 : 1$ and the SNR_{RF} is 4.0 and 10.0 dB respectively

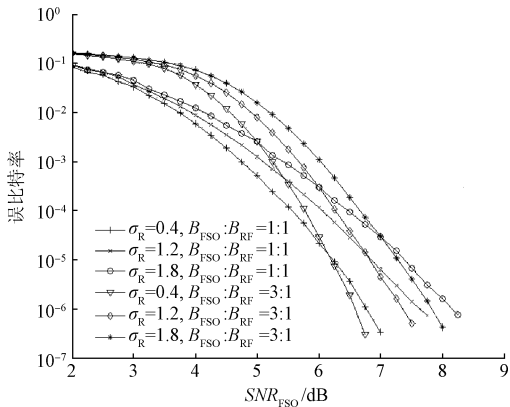


图 7 $B_{\text{FSO}} : B_{\text{RF}}$ 分别为 1:1、3:1, $SNR_{\text{RF}} = 10.0$ dB 时, 不同湍流强度下系统误比特率随 SNR_{FSO} 变化曲线

Fig. 7 The curves of system BER changes with SNR_{FSO} in different turbulence intensity, when $B_{\text{FSO}} : B_{\text{RF}}$ is 3:1 and 1:1 respectively, and the $SNR_{\text{RF}} = 10.0$ dB

10^{-6} 时, 不同湍流强度下所对应的 SNR_{FSO} 值如表 1 所示。

表 1 当 $BER < 10^{-6}$ 时, SNR_{FSO} 的值

Table 1 Values of SNR_{FSO} when $BER < 10^{-6}$

FSO, RF 链路 传输比例	$SNR_{\text{RF}} /$ dB	不同湍流强度下, BER 为 10^{-6} 时		
		$SNR_{\text{FSO}} / \text{dB}$		
		$\sigma_R = 0.4$	$\sigma_R = 1.2$	$\sigma_R = 1.8$
1:1	4.0	11.80	14.30	15.80
1:1	10.0	6.80	7.60	8.10
3:1	4.0	7.90	8.90	9.60
3:1	10.0	6.60	7.30	7.80

由图 5 和表 1 中可以看出, 当 SNR_{RF} 取不同值时, 混

合系统在达到相同的 BER 条件时, SNR_{FSO} 的数值随着 SNR_{RF} 增大而减小, 当系统 BER 达到 10^{-6} 时, SNR_{FSO} 在 $SNR_{\text{RF}} = 10.0$ dB 条件下比 $SNR_{\text{RF}} = 4.0$ dB 时提高 5.0 ~ 7.7 dB。

由图 6 和表 1 可知, 混合系统的 BER 达到 10^{-6} 时, FSO 链路的 SNR_{FSO} 在 $SNR_{\text{RF}} = 10.0$ dB 条件下比 $SNR_{\text{RF}} = 4.0$ dB 时, 提高了 1.3 ~ 1.8 dB。

从图 7 可以看出, 相同湍流强度下, 不同传输比例的 BER 曲线之间会有一个交点。在交点左侧, 由于 RF 信道良好的传输条件, $B_{\text{FSO}} : B_{\text{RF}} = 1 : 1$ 条件下的误码率比 3:1 时的低; 随着 SNR_{FSO} 的增大, FSO 链路的信道质量逐渐变好, 由于在 $B_{\text{FSO}} : B_{\text{RF}} = 3 : 1$ 条件下 FSO 链路传输的数据较 1:1 条件下的多, 因此 $B_{\text{FSO}} : B_{\text{RF}} = 3 : 1$ 传输时系统的性能较 $B_{\text{FSO}} : B_{\text{RF}} = 1 : 1$ 时的系统性能提高快, 相应的系统 BER 也下降的更快。

5 总 结

本文针对软切换 FSO/RF 混合通信链路的数据高效可靠传输问题, 依据 FSO 信道的信噪比阈值进行 FSO/RF 双链路速率匹配, 提出采用双链路混合 LDPC 编码与 PPM/QAM 调制的物理层传输方案。详细描述了收、发两端的算法过程, 并分别在弱、中强两种不同湍流强度的信道条件下, 对混合系统方案的性能进行了仿真与分析。仿真结果表明, 在 FSO/RF 数据比例分别设置为 1:1 和 3:1, RF 信噪比阈值分别为 4.0 和 10.0 dB 的条件下, 采用 1/2 码率的 LDPC 编码与 2-PPM/16QAM 的调制方案, 可获得 1.3 ~ 8.0 dB 不等的系统性能增益, 从而显著提高双链路混合系统的数据传输可靠性。

参考文献

[1] KHALIGHI A M, UYSAL M. Survey on free space optical communication: A communication theory perspective [J]. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2014, 16(4): 2231-2258.

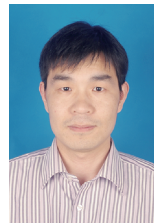
[2] 粟嘉, 陈辉. 雨雾天气下混合 FSO/RF 系统性能研究 [J]. 桂林电子科技大学学报, 2010, 30 (4): 294-297.

LI J, CHEN H. Analysis of performance for hybrid FSO/RF systems in rain and fog conditions [J]. Journal of Guilin University of Electronic Technology, 2010, 30 (4): 294-297.

[3] DAHROUJ H, DOUIK A, RAYAL F, et al. Cost-effective hybrid RF/FSO backhaul solution for next generation wireless systems [J]. IEEE Wireless Communications, 2015, 22(5): 98-104.

- [4] USMAN M, YANG C H, ALOUINI S M. Practical switching-based hybrid FSO/RF transmission and its performance analysis [J]. IEEE Photonics Journal, 2014, 6(5) : 1-13.
- [5] MAI V, PHAM T A. Adaptive multi-rate designs for hybrid FSO/RF systems over fading channels[C]. IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), 2014 : 469-474.
- [6] ZHANG W, HRANILOVIC S, SHI C. Soft-switching hybrid FSO/RF links using short-length raptor codes: Design and implementation [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2009, 27(9) : 1698-1708.
- [7] VANGALA S, PISHRO-NIK H. A highly reliable FSO/RF communication system using efficient codes [C]. IEEE GLOBECOM 2007-IEEE Global Telecommunications Conference, 2007 : 2232-2236.
- [8] ESLAMI A, VANGALA S, PISHRO-NIK H. Hybrid channel codes for efficient FSO/RF communication systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(10) : 2926-2938.
- [9] KUMAR K, BORAH K D. Hybrid symbols for parallel optical/RF channels using BICM-ID [J]. Electronics Letters, 2011, 47(21) : 1189-1190.
- [10] KASHANI A M, UYSAL M, KAVEHRAD M. A novel statistical channel model for turbulence-induced fading in free-space optical systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(11) : 2303-2312.
- [11] 伍艳琼,陈名松,敖珺. LDPC 在 γ - γ 信道下的性能分析[J]. 激光技术, 2013, 37(6) : 833-837.
WU Y Q, CHEN M S, AO J. Performance analysis of LDPC codes in the γ - γ channel [J]. Laser Technology, 2013, 37(6) : 833-837.
- [12] XIAO C, ZHENG R Y, BEAULIEU C N. Novel sum-of-sinusoids simulation models for rayleigh and rician fading channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(12) : 3667-3679.
- [13] 朱嘉. LDPC 码的实现及其应用[D]. 上海:上海交通大学, 2007.
ZHU J. Implementation and application of LDPC codes[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2007.
- [14] ARAIN S, SHAIKH N M, WAQAS A. Performance analysis of advance modulation schemes for free space optical networks [C]. 18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2016 : 1-4.
- [15] 孟祥利,侯孝民,廉昕. 脉冲超宽带信号调制技术分析[J]. 电子测量技术, 2016, 39(9) : 40-44.
MENG X L, HOU X M, LIAN X. Analysis of IR-UWB Signal's modulation [J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(9) : 40-44.
- [16] 李明玉,何松柏. 卫星通信系统中适用于 16QAM 信号的一种预失真方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2009, 23(12) : 8-13.
LI M Y, HE S B. A predistortion method for 16QAM signal in satellite communication system [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2009, 23(12) : 8-13.

作者简介



邵军虎, 2012 年于西安电子科技大学获得博士学位, 现为西安理工大学讲师, 主要研究方向为信道编码调制技术。

E-mail: jhshao@xaut.edu.cn

Shao Junhu received Ph. D. from Xidian University in 2012. Now he is lecturer in Xi'an University of Technology. His main research interest includes channel coding and modulation technique.