

Gamma-Gamma 大气湍流下超奈奎斯特 光通信系统性能

曹明华*, 武鑫, 王惠琴, 彭清斌

兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050

摘要 利用超奈奎斯特传输技术可进一步提升现有大气光通信系统的传输速率,但是大气湍流的存在会严重影响系统的性能。针对这一问题,推导了 Gamma-Gamma 大气湍流信道中超奈奎斯特大气光通信系统的平均误码率和平均容量表达式。讨论了湍流强度、传输距离、加速因子等参数对系统性能的影响。蒙特卡罗仿真结果表明,超奈奎斯特传输技术可有效提高系统的平均容量,同时传输距离的增加和加速因子的减小对系统误码率及平均容量的影响较明显。在加速因子为 0.75、信噪比为 18 dB、弱湍流条件下,采用超奈奎斯特传输技术后系统的平均容量优于未引入该技术的系统的 31%。

关键词 光通信; 超奈奎斯特; 平均信道容量; 大气湍流信道; 误码率

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

doi: 10.3788/CJL202047.0906003

Performance of Faster-than-Nyquist Optical Communication System under Gamma-Gamma Atmospheric Turbulence

Cao Minghua*, Wu Xin, Wang Huiqin, Peng Qingbin

School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China

Abstract The transmission rate of the existing atmospheric optical communication systems can be improved using the faster-than-Nyquist transmission technology; however, atmospheric turbulence will considerably affect the system performance. Therefore, in this study, expressions are derived for obtaining the average bit error rate and average capacity of the faster-than-Nyquist atmospheric optical communication systems under a Gamma-Gamma atmospheric turbulence channel. Further, the effects of the turbulence intensity, transmission distance, and acceleration constant on the system performance are discussed. The Monte-Carlo simulation results demonstrate that the average capacity of the system can be improved using the faster-than-Nyquist transmission technology. In addition, the increasing transmission distance and decreasing acceleration constant significantly affect the bit error rate and average capacity of the system. Under the weak turbulence channel condition, the average capacity of the system using the faster-than-Nyquist transmission technology is better than 31% of the system without this technology when the acceleration constant is 0.75 and the signal-to-noise ratio is 18 dB.

Key words optical communications; faster-than-Nyquist; average channel capacity; atmospheric turbulence channel; bit error rate

OCIS codes 060.2330; 010.1330

1 引言

随着 5G 通信系统的部署和 6G 通信技术研究的深入展开,信息网络对大容量和高速率接入技术的需求不断增长。大气激光通信因具有高速率、大

容量、频谱不受限制及能灵活组网等优点^[1-2],成为解决传输速率问题的备选措施之一。但大气激光通信系统性能容易受到大气信道环境和电子器件速率的影响,从而导致现有的大气激光通信技术难以满足高速无线通信的需求。针对这一问题,研究人员

收稿日期: 2020-01-17; 修回日期: 2020-03-23; 录用日期: 2020-04-23

基金项目: 国家自然科学基金(61875080,61861026)、兰州理工大学博士基金(03-061616)

* E-mail: caominghua@lut.edu.cn

为了进一步提高大气激光通信系统的传输速率,提出了高阶调制技术^[3]、自适应光学技术^[4]、波分复用技术^[5]、自由空间光载无线系统(RoFSO)^[6]及超奈奎斯特(FTN)速率传输技术^[7]等。其中,FTN技术是一种非正交传输方式,其信号速率大于奈奎斯特速率,可以在不增加系统带宽的条件下提高原有系统的传输速率^[8-9],再配合不同的编码调制技术、数字信号处理技术及波分复用(WDM)技术等,可以大幅提高系统的传输速率。

在光纤通信领域,关于FTN技术的相关研究已取得了丰硕的成果^[9-14]。其中,文献[9]采用FTN技术构建了长距离光纤通信系统,从而通过低阶调制格式有效降低了高阶调制格式对正交性的要求,提高了系统的频谱效率。文献[10]将FTN技术与正交频分复用(OFDM)技术相结合,提出了一种FTN-OFDM系统,相比基于最大似然检测算法的FTN系统,该系统具有更好的系统性能和较低的计算复杂度。文献[11]将FTN技术、OFDM技术及WDM技术相结合,以提高光纤传输系统的频谱效率,在使用正交二进制信号(QDB)时,系统可以达到 $6.4 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 的频谱效率。文献[12]提出了一种基于最大似然序列检测和多输入多输出算法(M&M算法)的PDM-16QAM超奈奎斯特传输系统,该系统实现了 $7.68 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 的频谱效率。文献[13]针对光纤非线性会限制高阶调制格式应用的问题,提出了一种具有高数据速率的FTN-WDM迭代干扰缓解方案。文献[14]将FTN技术与高阶调制格式相结合,提出了一种基于FTN-16QAM信号的波分复用传输系统,其频谱效率达到了 $7.96 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。近几年,FTN技术开始应用于无线光通信领域,文献[7]提出了一种采用FTN和预编码的可见光通信技术,该方案在有效提高传输速率和频谱效率的同时证明了FTN技术应用于无线光链路上的可行性。随后,为了改善FTN可见光通信系统的性能,文献[15-16]在文献[7]基础上进行了改进。文献[17]将FTN理论应用于大气激光通信系统,提出了一种超奈奎斯特哈特利域直接检测(HD-DD-FTN)算法来补偿信道失真,该研究进一步证明了FTN技术应用于无线光通信系统可以有效提升系统的传输性能。

室外大气信道具有衰落和时变特性,更容易受到外界因素的影响。这些因素会导致系统误码率增加、信道容量减小等^[18]。文献[17]虽然研究了FTN大气光通信系统的误码性能,但引入FTN技

术后湍流效应对大气激光通信系统性能的影响还需要更进一步的讨论,这对室外大气激光通信系统频谱效率和传输速率的提高及系统应用和部署具有重要的价值。同时,Gamma-Gamma模型使用范围较广,可以准确地描述从弱湍流至强湍流区域的光强起伏特性^[19]。鉴于此,针对采用FTN技术和正交相移键控(QPSK)调制方式的大气激光通信系统,分析了其在Gamma-Gamma湍流信道中湍流强度、传输距离及加速因子等参数对系统误码率和平均信道容量性能的影响。

2 系统与信道模型

2.1 FTN传输技术

Mazo提出的FTN传输理论^[8]表明,在理想的高斯信道下,只要实际符号速率与奈奎斯特速率之比不高于某个阈值,并保持符号间最小欧氏距离不变,就可以在不影响系统误码性能的基础上,提高系统的传输速率。FTN传输理论的实质是通过人为引入符号间干扰(ISI)来提高通信系统的频谱效率,即在保持脉冲波形、信号带宽不变的条件下,通过减小脉冲间隔来达到在相同时间内传输更多脉冲信号的目的。这种人为压缩发送符号的间隔,再利用数字信号处理(DSP)技术补偿码间干扰的思想,为进一步提高系统的频谱效率提供了可行途径。

图1为加速因子为0.75时,不同滚降系数下FTN-QPSK信号的时域波形图,可以看出,以FTN速率传输时会引入码间干扰,且随着滚降系数的增加,时域波形的拖尾减小,引入的码间干扰也会随之减小。

图2为FTN-QPSK信号及QPSK信号的时域波形图。输入的二进制序列经QPSK映射后再通过加速因子为0.75的FTN成型滤波器得到FTN-QPSK信号,成型滤波器为滚降系数为0的sinc滤波器。从图2可看出,在相同时刻内,FTN技术可以传输更多的脉冲信号,而FTN技术引入的码间干扰可以由数字信号处理技术补偿。从频域来看,以FTN速率进行传输时,系统带宽会增加,这可有效提高带宽利用率。两种信号的频域波形如图3所示。

2.2 FTN大气光传输系统模型

图4为采用FTN-QPSK调制方式的大气激光通信系统原理框图。输入的二进制信息序列首先经QPSK映射成复数序列 $a_\rho = a_{X,\rho} + ja_{Y,\rho}$,其中 $a_{X,\rho}$ 、 $a_{Y,\rho}$ 分别为X、Y分量上第 ρ 个符号携带的码元信

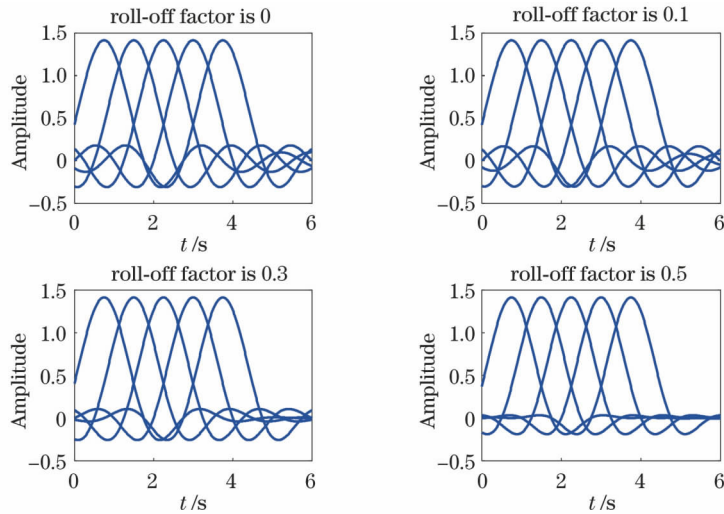


图 1 不同滚将系数下 FTN-QPSK 信号的时域波形

Fig. 1 Time-domain FTN-QPSK signal waveform under different roll-off factors

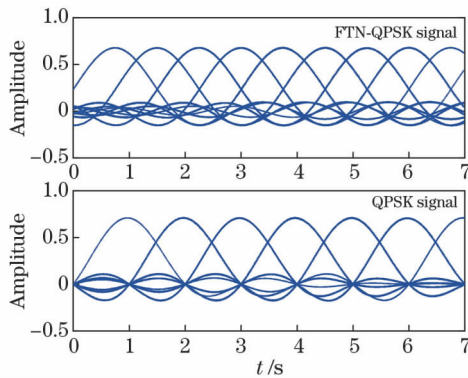


图 2 信号的时域波形

Fig. 2 Time-domain signal waveform

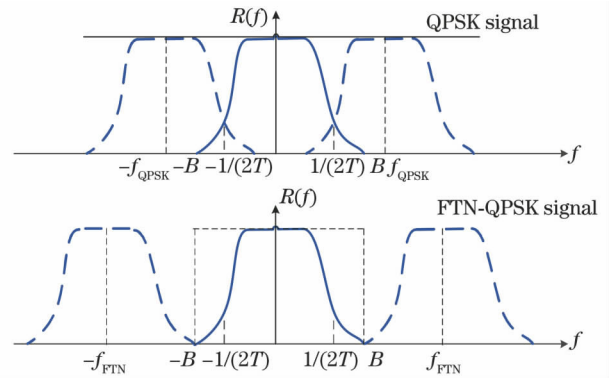


图 3 信号的频域波形

Fig. 3 Frequency-domain signal waveform

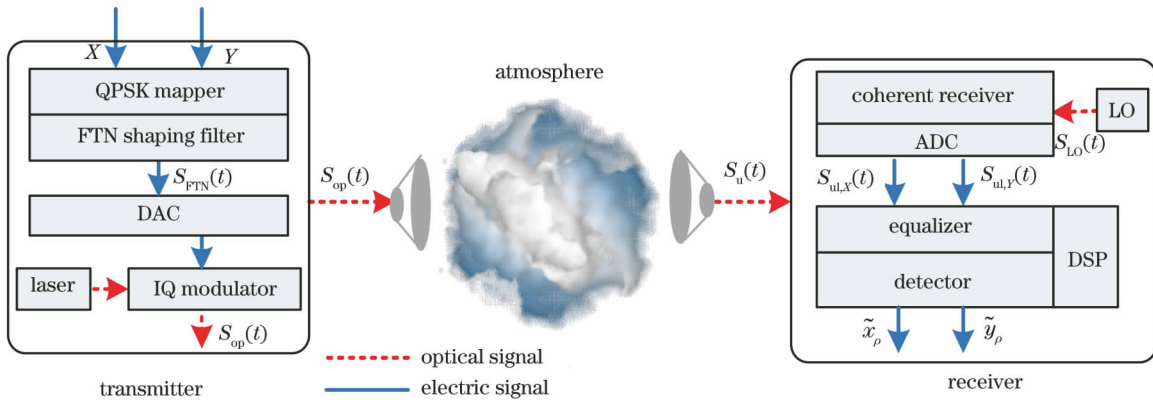


图 4 基于 FTN-QPSK 调制方式的大气激光通信系统示意图

Fig. 4 Schematic of atmospheric optical communication system based on FTN-QPSK modulation mode

息。该信号^[20]经 FTN 脉冲成型滤波器后可表示为

$$S_{FTN}(t) = \sqrt{E\tau/2} \times \sum_{\rho} a_{\rho} r(t - \rho\tau T), \quad (1)$$

式中： E 为符号脉冲能量； τ 为加速因子， $0 < \tau < 1$ ； $r(t)$ 为脉冲波形； T 为码元周期； t 为发送信号的时间。

$S_{FTN}(t)$ 信号经数模转换 (DAC) 及同相正交 (IQ) 光电调制器后得到光信号 $S_{op}(t)$ ，即

$$S_{op}(t) = \sqrt{P_{oc}} S_{FTN}(t) \cdot \exp[j(\omega_{oc}t + \varphi_{oc})], \quad (2)$$

式中： P_{oc} 为平均发射光功率； φ_{oc} 为信号光初始相

位; ω_{oc} 为信号光频率。

由光学天线发出的 $S_{op}(t)$ 经大气信道传输后到达接收端。假设探测器接收到的光信号为

$$S_u(t) = hS_{op}(t) + z_u(t), \quad (3)$$

式中: $z_u(t)$ 为噪声; h 为信道的光强衰落系数。大气信道中, h 起伏通常服从 Gamma-Gamma 分布, 即 h 的概率密度函数^[21] 可表示为

$$\varphi(h) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \times h^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} \times K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}h), \quad h > 0, \quad (4)$$

式中: $K_V(\cdot)$ 为 V 阶第二类修正 Bessel 函数, $V = \alpha - \beta$; $\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 函数; α 和 β 分别为大尺度散射系数和小尺度散射系数。 α 、 β 分别表示为

$$\alpha = \left\{ \exp \left[\frac{0.49\sigma^2}{(1 + 0.18d^2 + 0.56\sigma^{12/5})^{7/6}} \right] - 1 \right\}^{-1}, \quad (5)$$

$$\beta = \left\{ \exp \left[\frac{0.51\sigma^2}{(1 + 0.9d^2 + 0.62\sigma^{12/5})^{5/6}} \right] - 1 \right\}^{-1}, \quad (6)$$

式中: Rytov 方差 $\sigma^2 = 0.5C_n^2 k^{7/6} L^{11/6}$, C_n^2 为大气折射率结构常数, L 为激光光束的传输距离, $k = 2\pi/\lambda$, λ 为波长; $d = \sqrt{kD^2/(4L)}$, D 为接收机孔径直径。

假设本振光(LO)信号为

$$S_{LO}(t) = \sqrt{P_{LO}} \exp[j(\omega_{LO}t + \varphi_{LO})], \quad (7)$$

式中: P_{LO} 为本振光的光功率; φ_{LO} 为本振光的初始相位; ω_{LO} 为本振光的频率。假定本振光与接收光信号的相位和频率一致, 则相干接收机中本振光分别与两路信号光进行混频^[22] 后的输出电信号可以表示为

$$\begin{cases} S_{ul,X}(t) = \eta h \sqrt{P_{oc} P_{LO} E\tau/2} \sum_{\rho} a_{X,\rho} r(t - \rho\tau T) + z_{ul,X}(t) \\ S_{ul,Y}(t) = \eta h \sqrt{P_{oc} P_{LO} E\tau/2} \sum_{\rho} a_{Y,\rho} r(t - \rho\tau T) + z_{ul,Y}(t) \end{cases}, \quad (8)$$

式中: η 为光电转换系数。

电信号 $S_{ul,X}(t)$ 经匹配滤波器 $r^*(t)$ 后进入 ADC 进行采样, 采样后的信号为

$$x_{\rho} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{ul,X}(t) r^*(t - \epsilon\tau T) dt = \eta h \sqrt{P_{oc} P_{LO} E\tau/2} \sum_{\rho} a_{X,\rho} g_{\rho-\epsilon} + z_{\epsilon,X}, \quad (9)$$

式中: $g_{\rho-\epsilon}$ 为 FTN 引入的码间干扰响应系数; 噪声信号 $z_{\epsilon,X} = \int_{-\infty}^{+\infty} z_{ul,X}(t) r^*(t - \epsilon\tau T) dt$; ϵ 为符号个数。在理想情况下, 假设匹配滤波器完全匹配, 则 $\int_{-\infty}^{\infty} |R(f)|^2 df = 1$, $R(f)$ 为 $r(t)$ 的频谱函数, $|R(f)|^2$ 为信号功率谱密度。

利用恒模线性均衡器对采样后的信号补偿码间干扰。假设引入的码间干扰均得到了补偿, 则得到的判决变量可表示为

$$\tilde{x}_{\rho} = \eta h \sqrt{P_{oc} P_{LO} E\tau/2} \times a_{X,\rho} + z_{\epsilon,X}, \quad (10)$$

同理, 可得另一路信号的判决变量为

$$\tilde{y}_{\rho} = \eta h \sqrt{P_{oc} P_{LO} E\tau/2} \times a_{Y,\rho} + z_{\epsilon,Y}. \quad (11)$$

通过判决门限 v 对判决变量进行判决, 即可解调出原始信号。判决规则为

$$\begin{cases} 0, & \tilde{x}_{\rho} \text{ or } \tilde{y}_{\rho} > v \\ 1, & \tilde{x}_{\rho} \text{ or } \tilde{y}_{\rho} < v \end{cases}. \quad (12)$$

3 系统性能分析

3.1 平均误码率

为了对系统的传输性能进行评价, 以其中 X 路分量为例对瞬时误码率进行推导, 进而得到该系统的瞬时误码率(R_{BE})。假设信号经慢衰落信道, 即 h 在一定的时间内保持不变。瞬时误码率 $R_{BE,X}$ 的表达式为

$$R_{BE,X} = \Omega(0)R_{BE}(0) + \Omega(1)R_{BE}(1), \quad (13)$$

式中: $\Omega(0)$ 和 $\Omega(1)$ 分别为发送数据为 0 和 1 的概率, 设其等概率出现; $R_{BE}(0)$ 、 $R_{BE}(1)$ 分别为接收数据为 0 和 1 时的错误概率。

当判决门限 $v = 0$ 时, 接收到数据 0 和 1 的错误概率分别为

$$R_{BE}(0) = \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0/2}} \exp \left[-\frac{(\tilde{x}_{\rho} + \eta h \sqrt{EP_{oc} P_{LO} \tau/2})^2}{N_0} \right] d\tilde{x}_{\rho} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\eta h \sqrt{EP_{oc} P_{LO} \tau/2}}{\sqrt{N_0}} \right), \quad (14)$$

$$R_{\text{BE}}(1) = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0/2}} \exp\left[-\frac{(\tilde{x}_\rho - \eta h \sqrt{EP_{\text{oc}} P_{\text{LO}} \tau/2})^2}{N_0}\right] d\tilde{x}_\rho = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\frac{\eta h \sqrt{EP_{\text{oc}} P_{\text{LO}} \tau/2}}{\sqrt{N_0}}\right], \quad (15)$$

式中: $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 为互补误差函数; N_0 为噪声功率。

由(13)~(15)式可得

$$R_{\text{BE},X} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\frac{\eta h \sqrt{EP_{\text{oc}} P_{\text{LO}} \tau/2}}{\sqrt{N_0}}\right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\frac{\eta h \sqrt{EP_{\text{oc}} P_{\text{LO}} \tau/2}}{\sqrt{N_0}}\right]. \quad (16)$$

同理可得 $R_{\text{BE},Y}$, 而且所得 $R_{\text{BE},Y}$ 与 $R_{\text{BE},X}$ 具有相同的形式。

由于 0 和 1 码等概率出现, 对于 QPSK 调制的 FTN 传输系统而言, 其瞬时误码率可表示为

$$R_{\text{BE}} = (R_{\text{BE},X} + R_{\text{BE},Y})/2. \quad (17)$$

因此, 系统的瞬时误码率可表示为

$$R_{\text{BE}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\eta h \sqrt{EP_{\text{oc}} P_{\text{LO}} \tau/2} / \sqrt{N_0}). \quad (18)$$

则 Gamma-Gamma 信道中 FTN 传输系统的平均误码率可表示为

$$A_{\text{BER}} = \int_0^\infty \varphi(h) \times R_{\text{BE}} dh = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\frac{\eta h \sqrt{EP_{\text{oc}} P_{\text{LO}} \tau/2}}{\sqrt{N_0}}\right] \times \varphi(h) dh. \quad (19)$$

同时根据 $\operatorname{erfc}(\sqrt{\xi})$ 和 $K_\nu(\xi)$ 的性质^[20], (19)式可化简为

$$A_{\text{BER}} = \frac{(\alpha \cdot \beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{2\sqrt{\pi} \Gamma(\alpha) \cdot \Gamma(\beta)} \int_0^\infty h^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} G_{1;2}^{2;0} \left[\frac{h^2 \eta^2 EP_{\text{oc}} P_{\text{LO}} \tau/2}{N_0} \middle| \begin{matrix} 1 \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right] \times G_{0;2}^{2;0} \left[\alpha \beta h \middle| \begin{matrix} \alpha - \beta \\ \frac{\alpha - \beta}{2}, -\frac{\alpha - \beta}{2} \end{matrix} \right] dh, \quad (20)$$

式中: $G_{p,q}^{m,n}(\cdot)$ 为 Meijer G 函数。

再次利用 Meijer G 函数的运算性质^[23], (20)式可被进一步化简为

$$A_{\text{BER}} = \frac{2^{\alpha+\beta-3}}{\pi^{3/2} \Gamma(\alpha) \cdot \Gamma(\beta)} \times G_{5;2}^{2;4} \left[\frac{4E\tau}{(\alpha\beta)^2} \times \gamma \middle| \begin{matrix} \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2}, 1 \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right], \quad (21)$$

式中: γ 为信噪比。

由(21)式可知, FTN-QPSK 系统的误码性能与加速因子、信噪比、 α 、 β 有关, 其中 α 、 β 与湍流强度(大气折射率结构常数 C_n^2)、传输距离 L 及接收机孔径直径等参数有关。

3.2 平均容量

对于慢衰落信道, 根据文献^[24]和(9)式, 可以得到系统的瞬时传输容量 C_{FTN} 为

$$C_{\text{FTN}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log_2 \left[1 + \frac{h^2 \eta^2 E\sigma_a^2/2}{\sigma_{z\epsilon}^2} Q(\zeta) \right] d\zeta, \quad (22)$$

式中: σ_a^2 为序列 a_ρ 的方差; $Q(\zeta)$ 为码间串扰的功率谱密度; ζ 为码间串扰频率。 $Q(\zeta)$ 与折叠频谱

$|R_{\text{fo}}(f)|^2$ 间满足^[24]

$$Q(\zeta) = \frac{1}{\tau T} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \left| R\left(\frac{\zeta}{2\pi\tau T} + \frac{i}{\tau T}\right) \right|^2 = \frac{1}{\tau T} \left| R_{\text{fo}}\left(\frac{\zeta}{2\pi\tau T}\right) \right|^2, \quad (23)$$

式中: i 为累加公式里第 i 个累加数; $R(\cdot)$ 为脉冲波形 $r(t)$ 的傅里叶变换。

对 C_{FTN} 进行周期归一化处理, 可得 FTN 系统的平均容量^[25] 为

$$\langle C_{\text{FTN}} \rangle = \frac{1}{\tau T} C_{\text{FTN}}. \quad (24)$$

将(22)、(23)式代入(24)式, 并对其进行化简^[26], 可得 FTN 系统的平均容量为

$$\langle C_{\text{FTN}} \rangle = \frac{1}{2\pi\tau T} \int_{-\pi}^{\pi} \log_2 \left[1 + \frac{h^2 \eta^2 E\sigma_a^2}{2\tau T \sigma^2} \left| R_{\text{fo}}\left(\frac{\zeta}{2\pi\tau T}\right) \right|^2 \right] d\zeta = 2 \times \int_0^{\frac{1}{2\tau T}} \log_2 \left[1 + \frac{h^2 \eta^2 P_{\text{oc}} P_{\text{LO}}}{N_0} |R(f)|^2 \right] df =$$

$$\left(\frac{2}{T} - \frac{1}{\tau T}\right) \times \log_2 \left(1 + \frac{h^2 \eta^2 P_{oc} P_{LO}}{N_0}\right) + 2 \times \int_{\frac{1}{T} - \frac{1}{2\tau T}}^{\frac{1}{2\tau T}} \log_2 \left\{ 1 + \frac{h^2 \eta^2 P_{oc} P_{LO} \left[1 + \cos \frac{\pi \tau}{1 - \tau} \left[f - \left(1 - \frac{1}{2\tau}\right)\right]\right]}{2N_0} \right\} df =$$

$$\left(\frac{2}{T} - \frac{1}{\tau T}\right) \times \log_2 \left(1 + \frac{h^2 \eta^2 P_{oc} P_{LO}}{N_0}\right) + \left(\frac{2}{\tau T} - \frac{2}{T}\right) \times \log_2 \left[1 + \frac{h^2 \eta^2 P_{oc} P_{LO}}{2N_0} + \sqrt{1 + \frac{h^2 \eta^2 P_{oc} P_{LO}}{N_0}}\right] - \left(\frac{2}{\tau T} - \frac{2}{T}\right), \quad (25)$$

式中: f 为信号频率。在此基础上,可以得到 FTN-QPSK 系统的平均容量^[27-28]为

$$\langle C_{FTN-QPSK} \rangle = \left(\frac{2}{T} - \frac{1}{\tau T}\right) \times \log_2 \left(1 + \frac{h^2 \gamma}{2}\right) + \left(\frac{2}{\tau T} - \frac{2}{T}\right) \times \log_2 \left(1 + \frac{h^2 \gamma}{4} + \sqrt{1 + \frac{h^2 \gamma}{2}}\right) - \left(\frac{2}{\tau T} - \frac{2}{T}\right) - \frac{1}{2} \times \log_2 \left[1 + \left(\frac{h^2 \gamma}{8}\right)^2\right]. \quad (26)$$

则由(4)式、(26)式、 $\log_2(1 + \xi) \times \ln 2 = \ln(1 + \xi) = G_{2,2}^{1,1}(\xi \left| \begin{smallmatrix} 1, 1 \\ 1, 0 \end{smallmatrix} \right.)$ 、 $(1 + \xi)^b$ 的泰勒展开式可得 Gamma-Gamma 信道下的 FTN-QPSK 传输系统的平均信道容量为

$$\langle C_{FTN-GG} \rangle = \int_0^\infty \langle C_{FTN-QPSK} \rangle \varphi(h) dh =$$

$$\frac{(\alpha \cdot \beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{2\Gamma(\alpha) \cdot \Gamma(\beta)} \times \left\{ \int_0^\infty \left[\frac{1}{\ln 2} \times \left(\frac{2}{T} - \frac{1}{\tau T}\right) G_{2,2}^{1,2} \left(\frac{h^2 \gamma}{2} \left| \begin{smallmatrix} 1, 1 \\ 1, 0 \end{smallmatrix} \right. \right) - \left(\frac{2}{\tau T} - \frac{2}{T}\right) \right] \times h^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} \times \right.$$

$$G_{0,2}^{2,0} \left[\alpha \beta h \left| \begin{smallmatrix} \alpha - \beta \\ \frac{\alpha - \beta}{2}, -\frac{\alpha - \beta}{2} \end{smallmatrix} \right. \right] dh + \int_0^\infty \left[\frac{1}{\ln 2} \cdot \left(\frac{2}{\tau T} - \frac{2}{T}\right) G_{2,2}^{1,2} \left(1 + \frac{h^2 \gamma}{2} \left| \begin{smallmatrix} 1, 1 \\ 1, 0 \end{smallmatrix} \right. \right) - \frac{1}{2 \ln 2} \times \right.$$

$$\left. G_{2,2}^{1,2} \left(\left(\frac{h^2 \gamma}{8}\right)^2 \left| \begin{smallmatrix} 1, 1 \\ 1, 0 \end{smallmatrix} \right. \right) \right] \times h^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} \times G_{0,2}^{2,0} \left[\alpha \beta h \left| \begin{smallmatrix} \alpha - \beta \\ \frac{\alpha - \beta}{2}, -\frac{\alpha - \beta}{2} \end{smallmatrix} \right. \right] dh \left. \right\}. \quad (27)$$

根据 Meijer G 函数^[23]的运算性质,对(27)式进一步化简,可得

$$\langle C_{FTN-GG} \rangle = \left(\frac{2}{T} - \frac{1}{\tau T}\right) \times \frac{2^{\alpha+\beta-2}}{\pi \ln 2 \times \Gamma(\alpha) \cdot \Gamma(\beta)} \times G_{6,6}^{1,6} \left[\frac{8}{(\alpha\beta)^2} \gamma \left| \begin{smallmatrix} 1, 1, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \\ 1, 0 \end{smallmatrix} \right. \right] + \left(\frac{2}{\tau T} - \frac{2}{T}\right) \times$$

$$\frac{2^{\alpha+\beta-2}}{\pi \ln 2 \times \Gamma(\alpha) \cdot \Gamma(\beta)} \sum_{b=0}^{\infty} \frac{(-1)^b}{b!} G_{7,3}^{1,7} \left[\frac{8}{(\alpha\beta)^2} \left| \begin{smallmatrix} \frac{2-\alpha-\beta}{2}, 1, 1, \frac{b+1-\alpha}{2}, \frac{b+2-\alpha}{2}, \frac{b+1-\beta}{2}, \frac{b+2-\beta}{2} \\ 1, \frac{2b+2-\alpha-\beta}{2}, 0 \end{smallmatrix} \right. \right] -$$

$$\left(\frac{2}{\tau T} - \frac{2}{T}\right) -$$

$$\frac{2^{2\alpha+2\beta-6}}{\pi^3 \ln 2 \times \Gamma(\alpha) \cdot \Gamma(\beta)} G_{10,2}^{1,10} \left[\frac{4^5}{(\alpha\beta)^4} \gamma^2 \left| \begin{smallmatrix} 1, 1, \frac{1-\alpha}{4}, \frac{2-\alpha}{4}, \frac{3-\alpha}{4}, \frac{4-\alpha}{4}, \frac{1-\beta}{4}, \frac{2-\beta}{4}, \frac{3-\beta}{4}, \frac{4-\beta}{4} \\ 1, 0 \end{smallmatrix} \right. \right], \quad (28)$$

式中: b 为累加公式里第 b 个累加数。由(28)式可知,FTN-QPSK 系统的信道容量同样与加速因子、信噪比、 α 、 β 有关,相关结果将在仿真分析中给出。

4 仿真分析

为了更好地呈现系统的性能,采用 Matlab 仿真软件随机产生 2^{16} 个二进制比特流,然后利用蒙特卡罗方法通过 QPSK 映射、FTN 成型、IQ 调制、

Gamma-Gamma 信道、相干检测、码间干扰均衡算法和解映射后恢复出原始比特,再统计误码个数并计算出误码率,同时,对比了 FTN 系统在不同湍流强度下的理论分析和仿真实验结果。大气折射率结

构常数 C_n^2 取值为 0.50×10^{-13} , 1.13×10^{-13} 和 $5.00 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$, 平均误码率阈值 T_{ABER} 设为 3.8×10^{-3} , 其他仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
Channel space /GHz	20	λ /nm	1550
Data rate /(Gbit·s ⁻¹)	44	τ	0.75
E	1	T /s	1
η /mA·mW ⁻¹	0.5	$C_n^2/\text{m}^{-2/3}$	0.50×10^{-13} , 1.13×10^{-13} , 5.00×10^{-13}
D /m	0.2	L /m	1500, 2000, 2500

图 5 为弱、中、强三种不同大气湍流强度下推导出的误码率理论值与蒙特卡罗仿真值的比较曲线。传输距离 $L=1500 \text{ m}$ 。从图 5 可以看出:在信噪比较大(即 $\gamma > 15 \text{ dB}$)时,理论计算值与蒙特卡罗仿真值基本重合;在信噪比较小时,蒙特卡罗仿真结果略大于理论计算值。出现这一现象的原因是信噪比较小时噪声影响较大,接收端不能完全补偿引入的码间干扰。这说明(21)式的理论推导结果与仿真结果是吻合的。

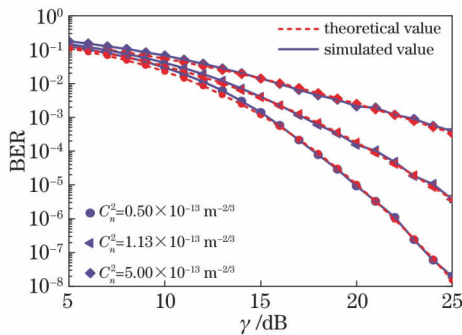


图 5 理论值与仿真值

Fig. 5 Theoretical and simulated values

图 6 为三种湍流强度条件下不同传输距离的误码率变化曲线。可以发现,在强湍流($C_n^2 = 5.00 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$)条件下,传输距离的变化对系统误码性能的影响较小,这时湍流强度是影响系统误码率的主要因素。在中等湍流($C_n^2 = 1.13 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$)和弱湍流($C_n^2 = 0.50 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$)条件下,传输距离成为了影响误码性能的主要因素。当 $L=2000 \text{ m}$ 、 $T_{\text{ABER}} = 3.8 \times 10^{-3}$ 时,弱湍流条件下系统的信噪比优于中湍流 2 dB,优于强湍流近 5 dB。

图 7 和图 8 分别为当 $L=1500 \text{ m}$ 、 $\tau=0.75$ 时,不同湍流强度下采用 FTN 技术前后系统误码率和

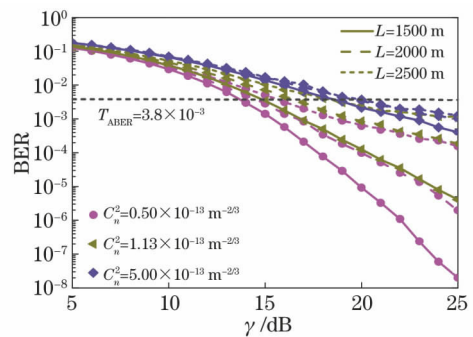


图 6 不同传输距离下系统的 BER

Fig. 6 System BER under different transmission distances

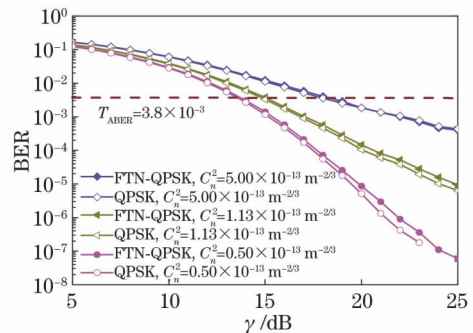


图 7 不同湍流条件下 FTN 对 BER 的影响

Fig. 7 Effect of FTN on BER under different turbulence

平均容量的曲线图。由图 7 可见:在强湍流条件下,由于大气湍流起主要作用,FTN 技术产生的码间干扰对误码性能的影响基本可以忽略;而在弱、中湍流的条件下,采用 FTN 技术后,由于码间干扰的存在,系统误码性能发生恶化。例如,在中等湍流条件下,当信噪比分别为 20 dB 和 24 dB 时,未采用 FTN 技术的系统的误码率分别可达 10^{-4} 和 10^{-5} , 而采用 FTN 技术的系统的误码率为 1.5×10^{-4} 和 1.6×10^{-5} 。由图 8 可以发现:FTN 技术对系统平均容量有明显的提升效果,且随着信噪比的增加,湍

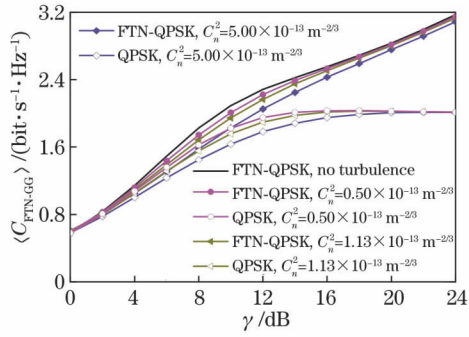


图 8 不同湍流条件下 FTN 对 $\langle C_{FTN-GG} \rangle$ 的影响
Fig. 8 Effect of FTN on $\langle C_{FTN-GG} \rangle$ under different turbulence

流对系统平均容量的影响逐渐减小后,提升效果更为显著;当信噪比达到 18 dB 后,在弱、中湍流条件下,湍流对系统容量的影响已可忽略不计;当信噪比为 20 dB 时,在弱湍流条件下,与未采用 FTN 技术的系统相比,采用 FTN 技术的系统的平均容量提高了约 $0.79 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。这说明 FTN 技术的引入虽然会造成系统误码率的恶化,但在大信噪比条件下,它所带来的误码性能损失几乎可以忽略不计。

图 9 和图 10 分别为当 $L=1500 \text{ m}$ 时,不同湍流强度条件下加速因子 τ 对 BER 和 $\langle C_{FTN-GG} \rangle$ 的影响。由图 9 可知,随着加速因子的减小,码间干扰不断增大,导致系统的误码性能逐渐恶化。在弱湍流情况下,当 $\tau=0.75$ 时,在信噪比为 20 dB 时,系统误码率可达 10^{-5} 。由图 10 可知,随着加速因子的减小,系统平均容量会逐渐增加。当信噪比为 24 dB, τ 为 0.85 时,系统平均容量约为 $2.6 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$;而 τ 为 0.75 时,三种湍流条件下系统的平均容量分别为 $3.15 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 、 $3.13 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 、 $3.09 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$;而 τ 为 0.65 时,三种湍流条件下系统的平均容量分别为 $3.85 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 、 $3.82 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 、 $3.75 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。由此可见,将 FTN 技术应用

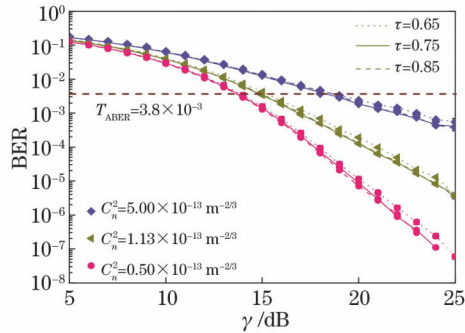


图 9 加速因子对 BER 的影响
Fig. 9 Effect of acceleration constant on BER

到大气激光传输系统时,在不同的湍流条件下选择适当的加速因子,可以在不增大系统误码率的情况下有效提升系统的传输速率。

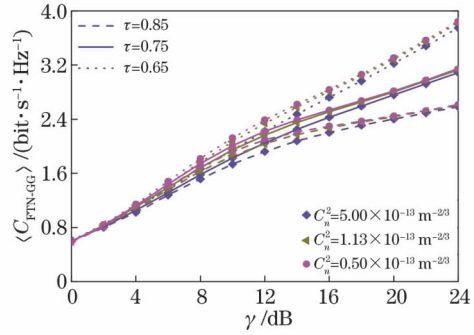


图 10 加速因子对 $\langle C_{FTN-GG} \rangle$ 的影响
Fig. 10 Effect of acceleration constant on $\langle C_{FTN-GG} \rangle$

5 结 论

将 FTN 技术引入大气激光通信系统后可以发现,强湍流对该系统性能有比较明显的影响。而在中、弱湍流条件下,采用 FTN-QPSK 技术后,系统的平均容量明显优于未采用 FTN 技术的系统。当 $\tau=0.75$ 、误码率为 10^{-4} 时,与未采用 FTN 技术的系统相比,弱、中湍流情况下采用 FTN 技术的系统的信噪比会增加约 0.2 dB、0.8 dB;而在相同信噪比 (18 dB) 情况下,平均容量会提高约 31%。与系统容量的提升相比,此时误码性能的损失基本可以忽略。由此可见,FTN 技术为大气激光通信实现大容量、高速率传输提供了一种有效的措施。

参 考 文 献

- [1] Wang H Q, Song L H, Cao M H, et al. Compressed sensing detection of optical spatial modulation signal in turbulent channel [J]. Optics and Precision Engineering, 2018, 26(11): 2669-2674.
王惠琴, 宋梨花, 曹明华, 等. 湍流信道下光空间调制信号的压缩感知检测[J]. 光学精密工程, 2018, 26(11): 2669-2674.
- [2] 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): 0301003.
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): 0301003.
- [3] Muhammad S S, Brandl P, Leitgeb E, et al. VHDL based FPGA implementation of 256-ary PPM for free space optical links [C]// 2007 9th International Conference on Transparent Optical Networks, July 1-

- 5, 2007, Rome, Italy. New York: IEEE, 2007: 174-177.
- [4] Wang X, Lai B H, Dong L Z, et al. Intra-cavity aberration compensation in 100 W-order unstable ring slab lasers[J]. Chinese Journal of Lasers, 2019, 46(8): 0801001.
王勋, 赖柏衡, 董理治, 等. 百瓦级环形非稳腔板条激光器腔内校正[J]. 中国激光, 2019, 46(8): 0801001.
- [5] Huang X H, Li C Y, Lu H H, et al. WDM free-space optical communication system of high-speed hybrid signals[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(6): 7204207.
- [6] Bohata J, Komanec M, Spacil J, et al. 24–26 GHz radio-over-fiber and free-space optics for fifth-generation systems [J]. Optics Letters, 2018, 43(5): 1035-1038.
- [7] Chi N, Zhao J Q, Wang Z X. Bandwidth-efficient visible light communication system based on faster-than-Nyquist pre-coded CAP modulation[J]. Chinese Optics Letters, 2017, 15(8): 080601.
- [8] Mazo J E. Faster-than-Nyquist signaling [J]. Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1451-1462.
- [9] Colavolpe G, Foggi T, Modenini A, et al. Faster-than-Nyquist and beyond: how to improve spectral efficiency by accepting interference [J]. Optics Express, 2011, 19(27): 26600-26609.
- [10] Yu T H, Zhao M J, Zhong J, et al. Low-complexity graph-based turbo equalisation for single-carrier and multi-carrier FTN signalling [J]. IET Signal Processing, 2017, 11(7): 838-845.
- [11] Xu C, Gao G J, Chen S, et al. Performance of coherent detection for FTN-DFTs-OFDM signal using receiver-side quadrature duobinary shaping [J]. Optical Fiber Technology, 2016, 32: 66-70.
- [12] Xiao Z P, Li B R, Fu S N, et al. First experimental demonstration of faster-than-Nyquist PDM-16QAM transmission over standard single mode fiber [J]. Optics Letters, 2017, 42(6): 1072-1075.
- [13] Jana M, Lampe L, Mitra J. Interference cancellation for time-frequency packed super-Nyquist WDM systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2018, 30(24): 2099-2102.
- [14] Zhu Y X, Jiang M X, Chen Z Y, et al. Terabit faster-than-Nyquist PDM 16-QAM WDM transmission with a net spectral efficiency of 7.96 b/s/Hz[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(14): 2912-2919.
- [15] Liang S Y, Qiao L, Lu X Y, et al. Enhanced performance of a multiband super-Nyquist CAP16 VLC system employing a joint MIMO equalizer[J]. Optics Express, 2018, 26(12): 15718-15725.
- [16] Liang S Y, Jiang Z H, Qiao L, et al. Faster-than-Nyquist precoded CAP modulation visible light communication system based on nonlinear weighted look-up table predistortion [J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(1): 7900709.
- [17] Shan C, Zhou J, Guo D, et al. Hartley-domain DD-FTN algorithm for ACO-SCFDM in optical-wireless communications[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(4): 7904509.
- [18] Lao C Z, Sun J F, Zhou Y, et al. Performance of coherent beam combining system with multiple aperture receiver [J]. Chinese Journal of Lasers, 2019, 46(7): 0705003.
劳陈哲, 孙建锋, 周煜, 等. 多孔径接收相干合束系统性能研究[J]. 中国激光, 2019, 46(7): 0705003.
- [19] Ke X Z, Deng L J. Wireless optical communication [M]. Beijing: Science Press, 2016.
柯熙政, 邓莉君. 无线光通信 [M]. 北京: 科学出版社, 2016.
- [20] Zhang H B, Jiang N, Zheng Z, et al. Experimental demonstration of FTN-NRZ, PAM-4, and duobinary based on 10-Gbps optics in 100G-EPON [J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(5): 7905813.
- [21] Li X Y, Zhang P, Tong S F. Bit error rate performance of free space optical communication system based on differential detection with zero decision threshold under Gamma-Gamma atmospheric turbulence[J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(11): 1106001.
李晓燕, 张鹏, 佟首峰. Gamma-Gamma 大气湍流下零判决门限差分探测自由空间光通信系统误码率性能[J]. 中国激光, 2017, 44(11): 1106001.
- [22] Li X L, Geng T W, Ma S, et al. Performance improvement of coherent free-space optical communication with quadrature phase-shift keying modulation using digital phase estimation [J]. Applied Optics, 2017, 56(16): 4695-4701.
- [23] Wolfram Research. The Wolfram functions site[EB/OL]. (2010-10-20)[2020-01-16]. <http://functions.wolfram.com>.
- [24] Chen S. Research of super-Nyquist optical transmission systems and digital signal processing techniques[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecom, 2015.
陈赛. 超奈奎斯特速率光传输系统与数字信号处理技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2015.
- [25] Rusek F, Anderson J B. Constrained capacities for faster-than-Nyquist signaling[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(2): 764-775.
- [26] Wu Z J, Che H, Li S R, et al. Spectral efficiency and

parameter optimization analysis for faster-than-Nyquist signaling [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2016, 38(5): 1153-1158.

吴湛击, 车慧, 李少冉, 等. 超奈奎斯特的频谱效率与参数优化分析[J]. *系统工程与电子技术*, 2016, 38(5): 1153-1158.

[27] Li W D, Yang H W, Yang D C. Approximation

formula for the symmetric capacity of M-ary modulation[EB/OL]. [2020-01-16]. <http://www.docin.com/p-378613739.html>.

[28] Khodakarami H, Shieh W. On the energy efficiency of modulation formats for optical communications [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(3): 275-278.