

# 超奈奎斯特无线光通信中的逐点消除自适应 预均衡算法

曹明华\*, 张伟, 王惠琴, 吕佳芸

兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050

**摘要** 超奈奎斯特(FTN)传输技术可有效提高无线光通信系统的传输速率,但其引入的码间干扰会极大影响系统的可靠性。针对此问题,设计了一种基于逐点消除的自适应预均衡算法。推导了 4 阶脉冲幅度调制下该算法的理论误码率和计算复杂度。仿真结果表明,该算法可以消除由 FTN 成型带来的码间干扰,其性能几乎等同于正交传输系统。系统的计算复杂度则随着加速因子的减小而增加,当加速因子小于 0.4 时,计算复杂度会出现快速上升。

**关键词** 光通信; 自由空间光通信; 脉冲幅度调制; 预均衡; 误码性能; 超奈奎斯特

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202040.2406003

## Point-by-Point Elimination Adaptive Pre-Equalization Algorithm in Faster-than-Nyquist Wireless Optical Communications

Cao Minghua\*, Zhang Wei, Wang Huiqin, Lü Jiayun

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

**Abstract** Faster-than-Nyquist (FTN) transmission technology can effectively improve the transmission rate of free space optical communications. Unfortunately, the inter-symbol interference (ISI) introduced by FTN greatly affects the system reliability. To this issue, a point-by-point elimination adaptive pre-equalized algorithm is proposed. The theoretical bit error rate and computational complexity under 4 order pulse amplitude modulation are derived. The simulation results show that this algorithm can eliminate the ISI brought by FTN pulse shaping filter, and its performance is almost equal to that of orthogonal transmission system. In addition, the system computational complexity is inversely proportional to the acceleration constant. When the acceleration constant is less than 0.4, the computational complexity increases rapidly.

**Key words** optical communications; free space optical communications; pulse amplitude modulation; pre-equalization; bit error rate performance; faster-than-Nyquist

**OCIS codes** 060.4080; 200.3050

## 1 引 言

随着现代通信数据量的增大,高传输速率成为人们关注的焦点。1975 年 Mazo<sup>[1]</sup>提出了超奈奎斯特(FTN)速率传输技术。但是由于当时硬、软件技术的限制,人们并未对其进行深入研究<sup>[2]</sup>。近年来,随着数字信号处理技术的高速发展以及人们对高速传输的追求,FTN 技术逐渐受到人们的青睐。为了追求更高的传输速率,不得不采取更小的加速因子,当加速因子的取值小于 Mazo 限时,系统的可靠性大幅度降低<sup>[3-8]</sup>。针对此缺陷,研究者提出通过后置

均衡降低码间干扰的影响<sup>[9-12]</sup>。文献[10]针对二维 FTN 信号的传输,提出了一种基于连续干扰抵消的接收机,有效提高了系统的误码性能。文献[11]在接收机中使用 Tubor 均衡器对信号进行补偿,系统的误码性能得到明显改善。上述在接收机中对于如何补偿码间干扰问题的研究具有重要意义,但是后置均衡器并不能完全消除人为引入的码间干扰。因此,研究者针对码间干扰问题在发射机中做了相关研究。例如,文献[12]在 FTN 系统中提出采用预均衡技术替代接收机中复杂的均衡算法,该技术能够使系统在提供高频谱效率的同时获得最优的误码

收稿日期: 2020-08-25; 修回日期: 2020-09-13; 录用日期: 2020-09-28

基金项目: 国家自然科学基金(61875080,61861026)、甘肃省科技计划资助(20JR5RA472)

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

性能,然而此技术并未完全解决人为引入的码间干扰问题,同时也没有涉及在大气光通信系统中的误码性能。

因此,针对 FTN 无线光通信系统中的码间干扰问题,提出了一种基于逐点消除的 FTN 自适应均衡算法。其基本思想是在发射机中利用成型滤波器特性及发送符号,计算出不同加速因子(取值由成型滤波器特性决定)对应的干扰权值表。然后依据干扰权值逐点抵消 FTN 成型后的干扰值。在此基础上,理论推导了系统的误码率(BER)上界。

## 2 系统模型

FTN 自适应均衡系统结构如图 1 所示。发送端首先对二进制序列进行格雷编码,然后映射成 4 阶脉冲幅度调制(4PAM)信号,再经 FTN 成型(FTN shaping)滤波后获得 FTN 信号  $S$ 。之后, $S$

在自适应均衡模块通过点对点的方式消除人为引入的符号间干扰(ISI),并经过数字模拟(D/A)转换后获得发送信号  $S'(t)$ 。然后,将其通过调制器加载到激光上,并通过光学天线送入大气信道。在接收端,光学天线接收到的信号  $R(t)$  经光电探测器(PD)转换为电信号,再经模拟数字(A/D)转换、超奈奎斯特采样、最大似然序列检测(MLSD)及格雷译码后恢复出发送信息。

图 1 中 FTN 成型模块的实现原理为:假定 PAM 信号表示为  $B=[b_1, b_2, \dots, b_c]$ 。考虑到物理可实现问题,系统采用带有滚降系数的归一化升余弦滤波器  $g(t)$ ,滤波器的截断段数为  $f$ ,每段的采样点数为  $p_1$ ,即表示奈奎斯特传输间隔  $T=p_1$ ,则滤波器的长度可表示为  $L=f \times p_1 + 1$ 。即  $g(t)$  用矢量形式表示为

$$G=[g_1, g_2, \dots, g_{L-1}, g_L], \quad (1)$$

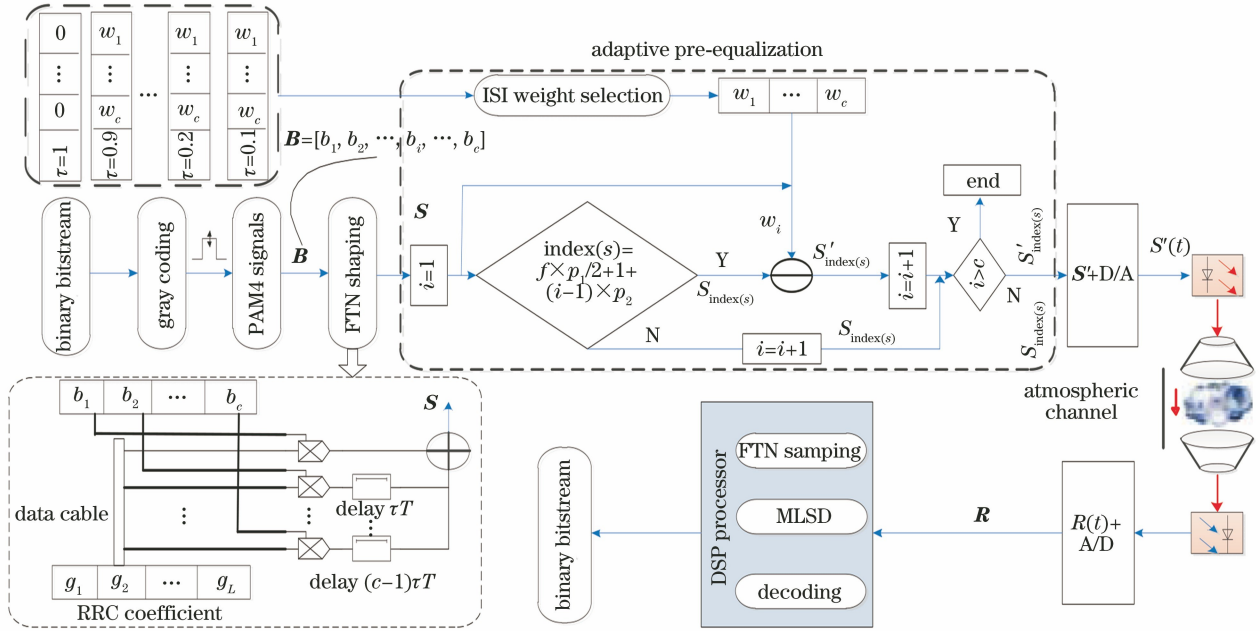


图 1 FTN 大气光通信自适应均衡系统框图

Fig. 1 Diagram of proposed adaptive pre-equalization FTN atmospheric optical communication system

式中: $G$  的系数  $g_{f \times p_1 / 2 + 1} = 1$ ,表示滤波器系数的最大点,也是对接收信号的抽样点。将  $B$  的信号值分别与  $G$  相乘并且延迟  $\tau T$  后再叠加可得到 FTN 信号,其时域表达式为<sup>[11-12]</sup>

$$s(t) = \sum_{i=1}^c b_i g[t - (i-1)\tau T], 0 < \tau < 1, \quad (2)$$

式中: $b_i \in B$ ,为发送的第  $i$  个符号; $B = \{a_k = 2k - 1 - K, k = 1, 2, \dots, K\}$ ,  $K$  为 PAM 调制阶数; $c$  表示每帧传输的已调总符号数;加速因子  $\tau = p_2 / p_1$ ,  $p_2$  表示 FTN 成型时的采样因子。

由于发送端已知 4PAM 信号及 FTN 成型滤波器特性,因此根据加速因子的取值可计算出 FTN 成型时产生的干扰权值。定义  $QS[\cdot]$  为取商函数,依据加速因子和滤波器特性即可确定拖尾影响的符号数为

$$v = 2 \times QS \left[ \frac{L}{2} \div (\tau \times p_1) \right]. \quad (3)$$

假定系统中  $f=6, p_1=10$ ,这时滤波器长度为 61。由奈奎斯特传输间隔可知,当  $p_2=10$  时,表示正交传输系统,符号间无干扰。而当  $p_2=9$  时,表

示  $\tau=0.9$ , 依据(3)式可计算出当前符号受前后共 6 个符号的拖尾影响, 对于每个符号的干扰权值为

$$\begin{cases} w_1 = g_{22}b_2 + g_{13}b_3 + g_4b_4 \\ w_2 = g_{40}b_1 + g_{22}b_3 + g_{13}b_4 + g_4b_5 \\ w_3 = g_{49}b_1 + g_{40}b_2 + g_{22}b_4 + g_{13}b_5 + g_4b_6 \\ \vdots \\ w_i = g_{58}b_{i-3} + g_{49}b_{i-2} + g_{40}b_{i-1} + g_{22}b_{i+1} + g_{13}b_{i+2} + g_4b_{i+3} \\ \vdots \\ w_{c-2} = g_{58}b_{c-5} + g_{49}b_{c-4} + g_{40}b_{c-3} + g_{22}b_{c-1} + g_{13}b_c \\ w_{c-1} = g_{58}b_{c-4} + g_{49}b_{c-3} + g_{40}b_{c-2} + g_{22}b_c \\ w_c = g_{58}b_{c-3} + g_{49}b_{c-2} + g_{40}b_{c-1} \end{cases} \quad (4)$$

同理, 根据(3)式计算出  $p_2$  的取值为 8、7、6、5、4、3、2、1 时, 当前符号分别受前后共 6、8、10、12、14、18、30、60 个符号拖尾的干扰。加速因子是影响干扰权值的一个重要因素, 不同加速因子对应的干扰

权值不一定相同。在预均衡过程中当系统选择某一加速因子后, 对应的干扰权值可由(4)式得到, 为便于描述可以普适性地将不同加速因子对应的干扰权值以表 1 的形式表示出来。

表 1 符号间干扰权值表

Table 1 Weight table of ISI

0	0	...	0	$\tau=1, 0$	$w_1$	$w_2$	...	$w_c$	$\tau=0.9$
$w_1$	$w_2$	...	$w_c$	$\tau=0.8$	$w_1$	$w_2$	...	$w_c$	$\tau=0.7$
$w_1$	$w_2$	...	$w_c$	$\tau=0.6$	$w_1$	$w_2$	...	$w_c$	$\tau=0.5$
$w_1$	$w_2$	...	$w_c$	$\tau=0.4$	$w_1$	$w_2$	...	$w_c$	$\tau=0.3$
$w_1$	$w_2$	...	$w_c$	$\tau=0.2$	$w_1$	$w_2$	...	$w_c$	$\tau=0.1$

根据表 1 可写出 FTN 成型时产生的干扰值在时域上的表达式为

$$z(t) = \begin{cases} 0, & \text{other} \\ w_i, & t = 3T + 1 + (i-1)\tau T, \quad i = 1, 2, \dots, c \end{cases} \quad (5)$$

为了方便过程描述,  $s(t)$  和  $z(t)$  的矢量形式可表示为

$$\mathbf{S} = [s_1, s_2, s_3, \dots, s_{31}, \dots, s_{c \times p_2 + f \times p_1 + 1 - p_2}], \quad (6)$$

$$\mathbf{Z} = \left[ \overbrace{0 \ 0 \ 0 \ \dots}^{f \times p_1 / 2 + 1} \quad \overbrace{w_1 \ 0 \ \dots}^{p_2} \quad w_2 \ \dots \quad w_{c-1} \quad \overbrace{0 \ \dots}^{p_2} \quad w_c \quad \overbrace{0 \ \dots \ 0}^{f \times p_1 / 2} \right]. \quad (7)$$

在对 FTN 信号预均衡处理前, 应首先依据系统的  $\tau$  值遍历表 1 中的  $\tau$  值, 当系统  $\tau$  值等于表 1 中的某个  $\tau$  值时, 表 1 中对应的干扰权值将在预均衡处理时被采用, 则预均衡后信号的矢量形式可描述为

$$\mathbf{S}' = \mathbf{S} - \mathbf{Z} = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ \dots \ s_{31} - w_1 \ \dots \ s_{31+(c-1) \times p_2} - w_c \ \dots \ s_{c \times p_2 + f \times p_1 + 1 - p_2}] = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ \dots \ s'_{31} \ \dots \ s'_{31+(c-1) \times p_2} \ \dots \ s_{c \times p_2 + f \times p_1 + 1 - p_2}], \quad (8)$$

式中:  $\mathbf{S}'$  通过数模(D/A)转换后经调制器加载到激光上并由光学天线发射出去, 激光信号在大气中传输时由于大气湍流造成光强产生随机起伏, 实际上是大气折射率的随机起伏导致了光振幅的变化<sup>[13-14]</sup>。因此当接收天线接收到该信号并经光电检测和模数(A/D)转换后可表示为<sup>[15-17]</sup>

$$\mathbf{R} = \eta \times \mathbf{H} \cdot \mathbf{S}' + \mathbf{F}, \quad (9)$$

式中:  $\eta$  为光电转换系数;  $\mathbf{H}$  为信道衰落系数矢量;  $\mathbf{F}$  为加性高斯白噪声矢量, 其均值为 0, 方差为  $\sigma_n^2$ 。

当信道为弱湍流时, 衰落系数服从对数正态分布, 其概率密度函数为<sup>[18-20]</sup>

$$f_1(h_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \frac{1}{2h_n} \exp\left\{-\frac{[\ln(h_n) - 2\mu_x]^2}{8\sigma_x^2}\right\}, \quad (10)$$

式中:  $h_n$  为信道衰落系数;  $\mu_x$  和  $\sigma_x$  分别表示均值和方差。对衰落强度进行归一化处理(即  $E[h_n] = 1$ )可得  $\mu_x = -\sigma_x^2$ 。一般采用闪烁指数(光强起伏的归一化方差)表征大气湍流引起的光强起伏的强弱,

在 Rytov 近似下, 闪烁指数可表示为<sup>[21]</sup>

$$I_{SI} = \exp(4\sigma_x^2) - 1. \quad (11)$$

对模数转换后的信号以抽样间隔  $p_2$  进行超奈

奎斯特抽样, 抽样值表示为

$$\begin{cases} y_1 = r_{f \times p_1 / 2 + 1} = \eta \times h_{f \times p_1 / 2 + 1} \times s'_{f \times p_1 / 2 + 1} + \gamma_{f \times p_1 / 2 + 1} \\ y_2 = r_{f \times p_1 / 2 + 1 + p_2} = \eta \times h_{f \times p_1 / 2 + 1 + p_2} \times s'_{f \times p_1 / 2 + 1 + p_2} + \gamma_{f \times p_1 / 2 + 1 + p_2} \\ \vdots \\ y_m = r_{f \times p_1 / 2 + 1 + (c-1) \times p_2} = \eta \times h_{f \times p_1 / 2 + 1 + (c-1) \times p_2} \times s'_{f \times p_1 / 2 + 1 + (c-1) \times p_2} + \gamma_{f \times p_1 / 2 + 1 + (c-1) \times p_2} \end{cases}, \quad (12)$$

式中:  $\gamma$  表示加性高斯白噪声。抽样后信号的矢量形式表示为  $\mathbf{R}' = [y_1 \ y_2 \ y_3 \ \dots \ y_m]$ 。之后, 信号进入数字信号处理模块, 经最大似然序列检测, 其判决公式为

$$\hat{b}_m = \underset{b_i}{\operatorname{argmin}} \| y_m - \eta \times h_{f \times p_1 / 2 + 1 + (m-1) \times p_2} \times a_r \|_F^2, \quad m = 1, 2, 3, \dots, c, b_i \in B, \quad (13)$$

式中:  $\hat{b}_m$  表示估计出的符号;  $\| \cdot \|_F^2$  表示 2 范数。

信号再经解映射后即可恢复出原始比特信息。同时为了便于后文理论描述, 将  $h_{f \times p_1 / 2 + 1 + (m-1) \times p_2}$  表述为  $h_m$ 。

### 3 理论误码率和计算复杂度

为了分析所提自适应均衡算法的可靠性, 依据联合界理论可得出其理论误码率的上界<sup>[22]</sup>。

$$R_{\text{BER}} \leq \left[ \frac{1}{(2^j \times j)} \right] \sum_{b_m \in B} \sum_{\hat{b}_m \in B} d(b_m, \hat{b}_m) P(b_m \rightarrow \hat{b}_m | h_m), \quad (14)$$

式中:  $j=2$  表示每个符号携带 2 bits;  $d(b_m, \hat{b}_m)$  表示  $b_m$  和  $\hat{b}_m$  的汉明距离;  $P(b_m \rightarrow \hat{b}_m | h_m)$  表示接收端已知信道衰落系数  $h_m$  的情况下, 发送的  $b_m$  被错误检测的概率。

$$\begin{aligned} P(b_m \rightarrow \hat{b}_m | h_m) &= P(\| y_m - \eta \times h_m \times b_m \|^2 > \| y_m - \eta \times h_m \times \hat{b}_m \|^2) = \\ &= P\left[ \frac{2}{\eta} y_m \times h_m (\hat{b}_m - b_m) > \| h_m \times \hat{b}_m \|^2 - \| h_m \times b_m \|^2 \right]. \end{aligned} \quad (15)$$

由(9)式可知  $y_m = \eta \times h_m \times b_m + z_m$ , 将其代入(15)式有

$$P(b_m \rightarrow \hat{b}_m | h_m) = P[D > \| h_m (\hat{b}_m - b_m) \|^2], \quad (16)$$

式中:  $D \triangleq \frac{2}{\eta} z_m \times h_m (\hat{b}_m - b_m)$  是服从均值为 0, 方差为  $\frac{2\sigma_n^2}{\eta^2} \| h_m (\hat{b}_m - b_m) \|^2$  的高斯随机变量。因此, (16) 式可以写为<sup>[23]</sup>

$$P(b_m \rightarrow \hat{b}_m | h_m) = Q\left[ \frac{\eta}{\sqrt{2\sigma_n^2}} \| h_m (\hat{b}_m - b_m) \| \right]. \quad (17)$$

再依据  $Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$  可得

$$P(b_m \rightarrow \hat{b}_m | h_m) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[ \sqrt{\frac{\eta^2}{4\sigma_n^2}} \| h_m (\hat{b}_m - b_m) \|^2 \right]. \quad (18)$$

将(18)式代入(14)式可得系统理论误码率的上界为

$$R_{\text{BER}} \leq \left[ \frac{1}{(2^{j+1} \times j)} \right] \sum_{b_m \in A} \sum_{\hat{b}_m \in A} d(b_m, \hat{b}_m) \operatorname{erfc}\left[ \sqrt{\frac{\eta^2}{4\sigma_n^2}} \| h_m (\hat{b}_m - b_m) \|^2 \right]. \quad (19)$$

由(19)式可知, 系统误码率的上界与信号间的汉明距离、噪声功率及光电转换系数有关, 但和加速因子无关系。说明所提自适应均衡算法成功消除了

因 FTN 成型带来的符号间干扰。

虽然 FTN 成型过程带来的符号间串扰被抵消, 但所提自适应均衡算法会造成计算复杂度的提

高。当采用最大似然检测(MLSD)时,无自适应预均衡 FTN 系统的乘法和加法计算次数可表示为

$$c \times L + (L - \tau \times p_1 + c \times \tau \times p_1) \times 2 + c \times 4, \quad (20)$$

$$c \times L + (L - \tau \times p_1 + c \times \tau \times p_1) + c \times 2. \quad (21)$$

而所提算法由于不同加速因子下波形拖尾影响的符号数不同,则该系统的乘法和加法计算次数可表示为

$$c \times L + (L - \tau \times p_1 + c \times \tau \times p_1) \times 2 + c \times 4 +$$

$$[v + (2 \times v - 1)] \times v + (c - 2 \times v) \times 2 \times v, \quad (22)$$

$$c \times L + (L - \tau \times p_1 + c \times \tau \times p_1) + c \times 2 + [v + (2 \times v - 2)] \times v + (c - 2 \times v) \times (2 \times v - 1). \quad (23)$$

#### 4 性能分析

在对数正态(log-normal)信道中采用蒙特卡罗方法对上述分析进行了仿真。仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

Modulation method	4PAM	Segments of filter	6
Number of bits	$2 \times 10^5$	Number of sampling per segment	10
Type of filter	Raised cosine filter	Sampling factor for FTN shaping	1-10
Roll factor	0.3	Scintillation coefficient	0.4

Channel model: log-normal

图 2 所示为系统发射端采用自适应预均衡前后的信号波形和幅频特性。通过对比图 2(a)和图 2(b)可以发现,图 2(b)中信号幅值连贯性较差,出现较多的毛刺状,造成此现象的原因是信号经过预均衡后,FTN 成型时带来的符号间串扰被抵消,在抽样时刻

信号幅值被均衡。同时,通过观察图 2(c)可以发现,经过预均衡后信号的幅频特性相对于均衡前得到了改善,但与 4PAM 信号的幅频特性并不完全相同。这是因为经过预均衡处理后,信号抽样点的干扰值被抵消,但信号抽样点外其他时刻的干扰值仍然存在。

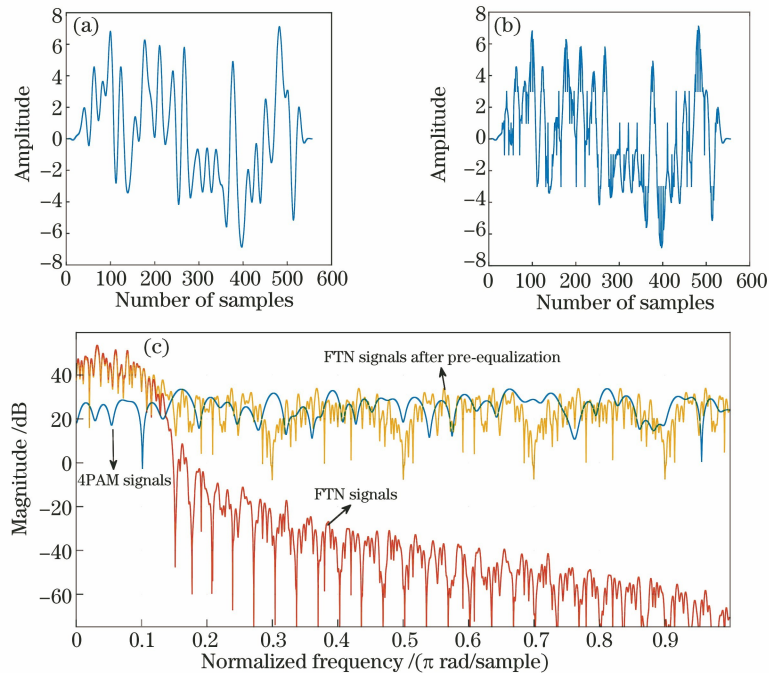


图 2 信号波形与幅频特性。(a)FTN 信号;(b)预均衡后信号;(c)幅频特性

Fig. 2 Signal waveform and amplitude frequency characteristics. (a) FTN signals; (b) FTN signals after pre-equalization; (c) amplitude frequency characteristics

为了验证本文算法对于 FTN 通信系统去干扰的有效性,将 4PAM 信号与预均衡后输出信号的采样值进行了对比,如图 3 所示。其中,0~99 采样值为原 4PAM 信号的采样结果;100~199 采样值为对应的预均衡输出信号的采样结果。通过对比对应点的采样值可以发现,所提自适应预均衡算法可完全

消除 FTN 传输带来的符号间干扰。

图 4 所示为系统误码率理论值与蒙特卡罗仿真结果之间的关系,此时加速因子取值为 0.5。可以看出,随着信噪比(SNR)不断增大,理论误码率曲线与仿真误码率曲线趋于重合,这说明仿真结果与理论推导的结果一致。

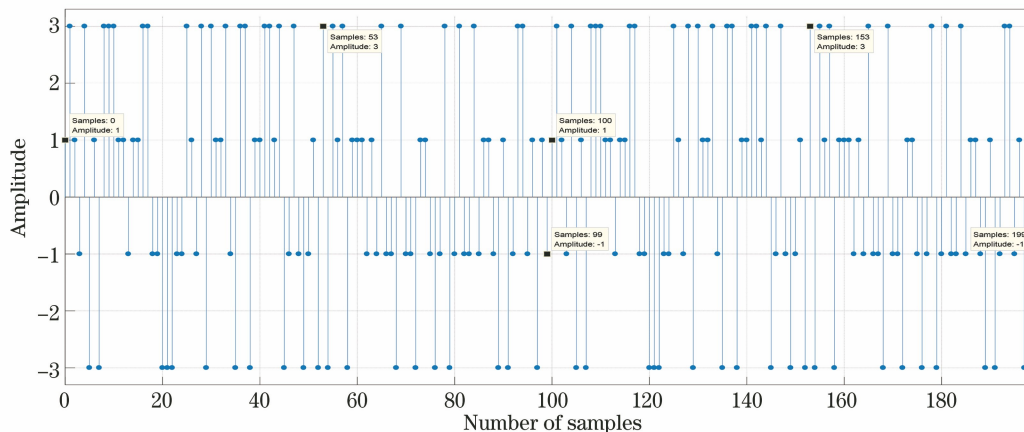


图 3 4PAM 信号采样值与预均衡后信号采样值对比

Fig. 3 Comparison of 4PAM signal sampling value and pre-equalization signal sampling value

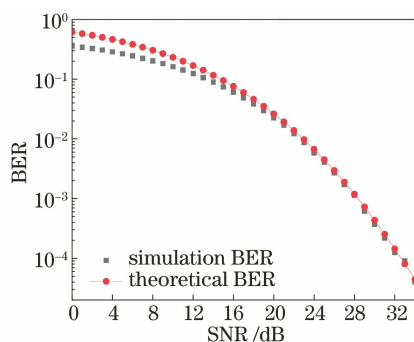


图 4 理论误码率与仿真误码率的对比

Fig. 4 Comparison of theoretical BER and simulation BER

图 5 所示为采用蒙特卡罗方法模拟了 4 个加速因子下系统误码率随信噪比的变化曲线。可以看出,当加速因子取值较小时,符号间干扰比较大,导致系统丧失正常通信功能。但采取本文均衡算法后,系统误码性能得到了很大改善,可获得与正交传输系统相近的误码性能。

图 6 所示为信噪比等于 35 dB 时,系统误码率随加速因子的变化曲线。可以发现,当  $\tau \leq 0.8$  时,原系统的误码性能大幅度降低。但在发射机中采用前述自适应预均衡算法时,在不同加速因子下对系统的误码率进行 1000 次仿真并对结果

进行统计平均后发现,系统可以保持一致的误码性能。

图 7 为不同加速因子下采用自适应预均衡算法前后系统计算复杂度曲线。可以看出,在无预均衡时系统的乘性与加性计算复杂度均与加速因子成正比,即计算复杂度随着加速因子的减小而减小。这是因为加速因子越小,FTN 脉冲成型后信号长度越短,波形之间叠加的更紧密,所以计算复杂度低。而在采用自适应预均衡算法的系统中,乘法计算复杂度会随着加速因子的减小先逐渐减小而后大幅增加。出现这种趋势的原因是当加速因子减小时,FTN 信号长度随之减小,抵消了预均衡过程增加的乘性计算复杂度,但是当  $\tau \leq 0.4$  时,预均衡算法消除干扰所需的计算次数会远大于因 FTN 信号长度减小而降低的计算次数。类似地,在加速因子较小时,加法计算复杂度同样会出现大幅增加的现象。同时还发现,采用自适应预均衡算法系统的总计算复杂度始终高于无均衡系统,且加速因子越小这种差别越大。结合图 6 的结果可知,这种通过增加计算复杂度换取系统误码性能的方法能使系统具有较好的误码性能。在实际系统中可以根据系统计算能力和对误码性能的要求进行平衡和取舍。

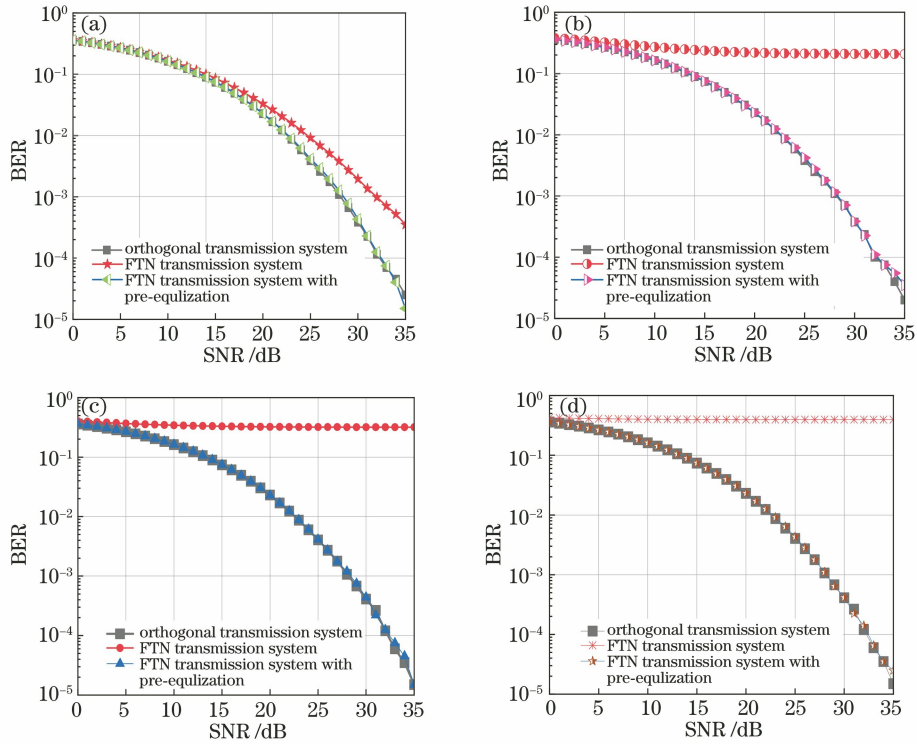


图 5 不同加速因子下误码率与信噪比的关系。(a)  $\tau=0.9$ ; (b)  $\tau=0.6$ ; (c)  $\tau=0.4$ ; (d)  $\tau=0.2$

Fig. 5 Relationship between BER and SNR under different  $\tau$ . (a)  $\tau=0.9$ ; (b)  $\tau=0.6$ ; (c)  $\tau=0.4$ ; (d)  $\tau=0.2$

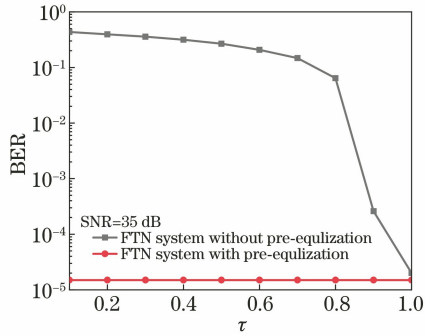


图 6 加速因子与误码率的关系

Fig. 6 Relationship between  $\tau$  and BER

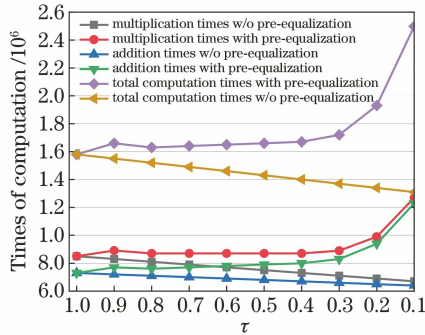


图 7 计算复杂度

Fig. 7 Computation complexity

## 5 结 论

预均衡算法能够通过增加发送端的计算复杂度来解决 FTN 无线光通信系统中人为引入的码间干扰问题, 可以作为接收机中均衡器的替代方案。通过适量增加计算复杂度来换取更高频谱效率和误码性能的方法在 FTN 系统中具有很大的应用潜力。所提算法在实际应用中, 当  $\tau > 0.4$  时, 系统的计算复杂度和成本可以控制在较为合理的范围内。

## 参 考 文 献

- [1] Mazo J E. Faster-than-Nyquist signaling [J]. Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1451-1462.
- [2] Li S Y, Ping L, Bai B M, et al. Faster-than-Nyquist transmission based on multi-layer superposition [J]. Journal on Communications, 2017, 38(9): 86-94. 李双洋, 平磊, 白宝明, 等. 基于多层叠加传输的超奈奎斯特传输方案 [J]. 通信学报, 2017, 38(9): 86-94.
- [3] 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.
- [4] Liang S Y, Jiang Z H, Qiao L, et al. Faster-than-Nyquist pre-coded CAP modulation visible light

- communication system based on nonlinear weighted look-up table pre-distortion [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2018, 10(1): 7900709.
- [5] Cao M H, Wu X, Yang S X, et al. BER performance of faster-than-Nyquist communications under log-normal turbulence channel [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2020, 28(2): 465-473.  
曹明华, 武鑫, 杨顺信, 等. Log-normal 湍流信道中超奈奎斯特传输系统的误码性能 [J]. *光学精密工程*, 2020, 28(2): 465-473.
- [6] Kim Y J D, Bajcsy J. Binary faster than Nyquist optical transmission via non-uniform power allocation [C]//2013 13th Canadian Workshop on Information Theory, June 18-21, 2013, Toronto, ON, Canada. New York: IEEE, 13823284.
- [7] Ishihara T, Sugiura S. Differential faster-than-Nyquist signaling [J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 4199-4206.
- [8] Bedeer E, Ahmed M H, Yanikomeroglu H. A very low complexity successive symbol-by-symbol sequence estimator for faster-than-Nyquist signaling [J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 7414-7422.
- [9] Sugiura S. Frequency-domain equalization of faster-than-Nyquist signaling [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2013, 2(5): 555-558.
- [10] Rusek F, Anderson J B. Successive interference cancellation in multistream faster-than-Nyquist signaling [C]//IWCWC '06: Proceedings of the 2006 international conference on Wireless communications and mobile computing. 2006: 1021-1026.
- [11] Prlja A, Anderson J B, Rusek F. Receivers for faster-than-Nyquist signaling with and without turbo equalization [C]//IEEE International Symposium on Information Theory. IEEE, 2008: 464-468.
- [12] Jana M, Medra A, Lampe L, et al. Pre-equalized faster-than-Nyquist transmission [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(10): 4406-4418.
- [13] Sun J, Huang P M, Yao Z S. Diversity reception technology in coherent optical communication over Gamma-Gamma atmospheric turbulence channel [J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(7): 0706002.  
孙晶, 黄普明, 么周石. Gamma-Gamma 大气湍流下相干光通信分集接收技术研究 [J]. *光学学报*, 2018, 38(7): 0706002.
- [14] Liu M W, Li Y C. Propagation of OFDM-OAM optical signal in atmospheric turbulence [J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(7): 0706002.  
刘旻雯, 李迎春. OFDM-OAM 光信号在大气湍流中的传输 [J]. *光学学报*, 2019, 39(7): 0706002.
- [15] Ke X Z, Song P, Pei G Q. Research on multi-aperture reception in wireless laser communication [J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, 31(12): 1201003.  
柯熙政, 宋鹏, 裴国强. 无线激光通信中的多孔径接收技术研究 [J]. *光学学报*, 2011, 31(12): 1201003.
- [16] Cao M H, Wang H Q, Yao Y, et al. Performance evaluation of FSO communications under sand-dust conditions [J]. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2019, (1): 1-11.
- [17] Wang H Q, Li Y T, Cao M H, et al. Layered optical spatial modulation in turbulent channels [J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(7): 0706001.  
王惠琴, 李亚婷, 曹明华, 等. 湍流信道中的分层光空间调制 [J]. *光学学报*, 2019, 39(7): 0706001.
- [18] Wang H Q, Wang X, Lynette K, et al. Performance analysis of MIMO wireless optical communication system with Q-ary PPM over correlated log-normal fading channel [J]. *Optics & Laser Technology*, 2018, 102: 153-159.
- [19] Li Y Q, Zhu W Y, Qian X M. Numerical simulation of propagation performance of super-continuum laser in turbulent atmosphere [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2019, 48(10): 1001002.  
李雅倩, 朱文越, 钱仙妹. 超连续谱激光在湍流大气中传输特性的数值仿真研究 [J]. *光子学报*, 2019, 48(10): 1001002.
- [20] Li X Y, Zhang P, Tong S F. Bit error rate performance for modulating retro-reflector free space optical communication system based on adaptive threshold under atmospheric turbulence [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2018, 45(6): 0606001.  
李晓燕, 张鹏, 佟首峰. 大气湍流影响下基于自适应判决门限的逆向调制自由空间光通信系统误码率性能分析 [J]. *中国激光*, 2018, 45(6): 0606001.
- [21] 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.
- [22] Abaza M, Mesleh R, Mansour A, et al. Performance analysis of space-shift keying over negative-exponential and log-normal FSO channels [J]. *Chinese Optics Letters*, 2015, 13(5): 051001.
- [23] Alaka S P, Narasimhan T L, Chockalingam A. Generalized spatial modulation in indoor wireless visible light communication [C]//2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), December 6-10, 2015, San Diego, CA, USA. New York: IEEE, 15820546.