

基于概率成形和交织编码的少模光纤传输系统

毋桐, 田凤*, 杨雷静

北京邮电大学电子工程学院, 信息光子学与光通信国家重点实验室, 天地互联与融合北京市重点实验室, 北京 100876

摘要 对于少模光纤的理论模型分析尚未完善, 采用光纤段的位移和旋转理论建立了少模光纤信道模型, 该模型综合考虑了模式串扰和差分模时延等因素。为了提高系统性能, 研究了采用概率成形和交织编码对信号传输性能的影响。仿真结果表明, 16 阶 QAM (Quadrature Amplitude Modul) 信号经过长为 50 km 的少模光纤传输后, 在向前纠错极限为 3.8×10^{-3} 的情况下, 光信噪比需求降低了 3 dB, 而且有效提升了传输距离。

关键词 光通信; 少模光纤; 模式串扰; 概率成形; 交织编码

中图分类号 TN29

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202242.0706006

Few-Mode Fiber Transmission System Based on Probability Shaping and Interleaved Encoding

Wu Tong, Tian Feng*, Yang Leijing

School of Electronic Engineering, State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communication, Beijing Key Laboratory of Space-Round Interconnection and Convergence, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

Abstract The analysis of the theoretical model of few-mode fiber is not perfect. The channel model of few-mode fiber based on the theory of displacement and rotation of fiber segment is established, which takes into account the factors such as mode crosstalk and differential mode delay. In order to improve the system performance, the influence of probability shaping technology and interleaved encoding technology on signal transmission performance are studied. The simulation results show that after the 16-order QAM (Quadrature Amplitude Modul) signal is transmitted through a few-mode fiber with a length of 50 km, when the forward error correction limit is 3.8×10^{-3} , the optical signal-to-noise ratio is reduced by 3 dB, and the transmission distance is effectively improved.

Key words optical communications; few-mode fiber; mode crosstalk; probability shaping; interleaved encoding

1 引言

近几年,随着大数据和人工智能等技术的大规模发展,信息行业对带宽和容量的需求飞速上升,而传统单模光纤的容量逐渐逼近香农极限,故容量危机日益凸显^[1]。因此,新型光纤成为了人们关注的焦点。空分复用(SDM)技术是提升光通信容量的关键技术之一,其包含模式复用(MDM)技术和多芯复用技术。2010年,美国的 Yaman 等^[2]率先在长

为 1000 km 的少模光纤中完成了信号的传输;次年,其研究团队在长为 50 km 的少模光纤中实现了三个模式的模分复用传输^[3]。2020年,张强等^[4]在长为 10 km 的六模光纤中实现了基于相位调制-相干检测的模分复用通信实验。2020年,龚思雨等^[5]通过自适应算法补偿了少模光纤的模式依赖损耗,提出了基于少模光纤的数字信号处理方式。2021年,富惠雯等^[6]对三模光纤中的直调直检信号进行预编码处理,降低了信号的发送功率和误码率(BER)。

收稿日期: 2021-08-26; 修回日期: 2021-09-14; 录用日期: 2021-10-11

基金项目: 国家重点研发计划(2018YFB1801001)、国家自然科学基金(62021005, 61875248, 61727817)

通信作者: *tianfeng@bupt.edu.cn

2021 年,朱子岳等^[7]向少模光纤中引入基于神经网络的均衡算法,在长为 1 km 的少模光纤中演示了两模信号的传输和均衡。目前,对于少模光纤的理论模型分析尚未完善,故本文建立了六模光纤模型,通过改进的均衡算法并添加概率成形和交织编码,综合降低了误码率,提升了系统性能。

少模光纤在实际应用中发生的随机形变使得不同模式之间的正交性被打破,进而导致不同模式发生耦合,即模式串扰^[8]。各个模式的相对折射率不同,导致它们的传输速度不同,即存在差分模时延(DMD)^[9]。本文基于训练序列的多模算法(MMA-TS)^[10-11]对 16 阶 QAM (Quadrature Amplitude Modul)信号进行处理。概率成形技术已经成熟应用于光纤通信,通常采用麦克斯韦-玻尔兹曼(MB)分布来描述^[12]。交织编码技术离散了突发恶劣信道所造成的严重误码^[13],而少模光纤的非简并模信道好,简并模信道较差,采用交织编码将所有模式的误码离散可以平均不同模式的误码率。

本文基于耦合模理论建立了少模光纤信道传输模型,该模型考虑了少模光纤的模式串扰和差分模

时延因素。本文在发射端对信号采用概率成形和交织编码技术进行处理,经过长为 50 km 的六模光纤传输后,有效降低并平均了不同模式的误码率,使得误码率满足前向纠错极限(FEC, 值为 3.8×10^{-3})^[12],降低了系统的光信噪比,延长了传输距离。

2 基本原理

少模光纤传输系统的实验框图如图 1 所示,其包括发送端、少模光纤链路和接收端三部分,图中粗虚线为省略的重复部分,MUX 和 DMUX 分别为模式复用器和解复用器。在发送端首先对信源进行概率成形处理以产生发送信号,并将其映射为 16 阶 QAM 信号,对信号进行交织编码处理后添加训练序列,对序列进行 QAM 处理输入链路。链路是长度为 50 km 的六模光纤,前后段分别采用模式复用器和解复用器。在接收端首先对 QAM 信号进行解调,再采用均衡算法、交织解码进行处理。最后通过解映射来得到接收信号,将接收信号与发送信号对比可以得到误码率等信息。

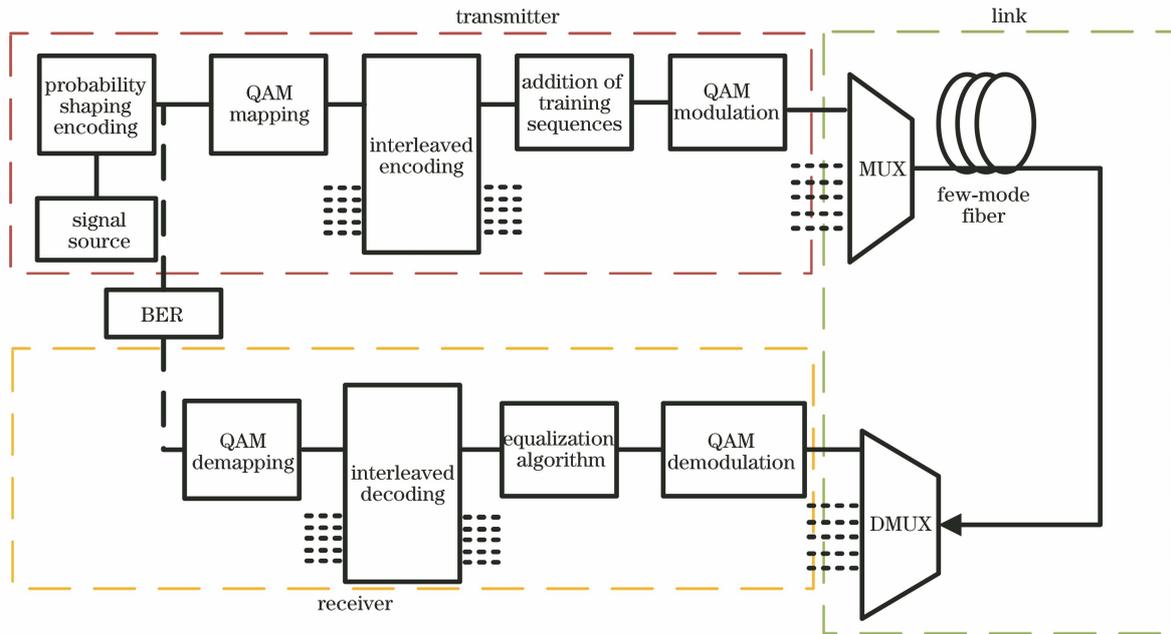


图 1 少模光纤传输系统的实验框图

Fig. 1 Experimental block diagram of few-mode fiber transmission system

2.1 发送端

发送端信源产生的 6 路二进制比特进行概率成形后映射为 6 路 16 阶 QAM 信号,在交织编码处理后产生新的 6 路 16 阶 QAM 信号。为了解决少模光纤误码率差的问题,本文添加了概率成形和交织编码两个过程,下文详细介绍。

首先介绍概率成形。16 阶 QAM 信号的概率成形采用 MB 分布^[12],满足

$$P(x_i) = \frac{\exp(-\nu |x_i|^2)}{\sum_{k=1}^M \exp(-\nu |x_k|^2)}, \nu \in (0, 1), \quad (1)$$

式中: ν 为成形因子; $|\cdot|$ 为取模; M 为调制阶数;

$P(x_i)$ 为星座点 x_i 的出现概率, i 为星座点的编号。

概率成形增加了幅值小的星座点的出现概率, 降低了幅值大的星座点的出现概率^[12]。若幅值大的星座点的出现概率降低, 则各种损伤因素, 如模式串扰等也相应减弱。概率成形使信息熵下降^[12], 表达式为

$$H(x) = - \sum_{k=1}^M P(x_k) \text{lb}[P(x_k)]. \quad (2)$$

本文设置 $H(x) = 3.6 \text{ bit/symbol}$ 。

其次介绍交织编码。少模光纤中简并模受强耦合效应的影响使得信道串扰较强, 而非简并模的模式串扰较弱, 采用交织编码可以将简并模式发生的错误离散到其他模式中, 使整体满足 FEC 极限。图 2 为交织编码示意图, 6 个输入数据经过交织编码处理之后, 每个输入数据都离散分配到 6 个输出数据之中, 这 6 个输出数据通过模式复用器分别送入 LP_{01} 模式到 LP_{02} 模式中。

2.2 少模光纤链路

六模光纤的 6 个模式依次为 LP_{01} 、 LP_{11a} 、

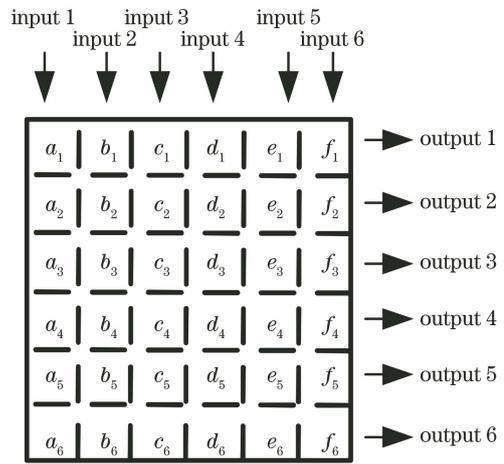


图 2 交织编码示意图

Fig. 2 Schematic of interleaved encoding

LP_{11b} 、 LP_{21a} 、 LP_{21b} 和 LP_{02} , 其中 LP_{11a} 和 LP_{11b} 以及 LP_{21a} 和 LP_{21b} 是两对简并模, 各个模式在光纤中的模场为 $E(\mathbf{r}, \psi)$, 其中 \mathbf{r} 为极径向量, ψ 为极角^[14]。不同模式的模场如图 3 所示。少模光纤中的模式有模式串扰和差分模时延等, 在下文详细介绍。

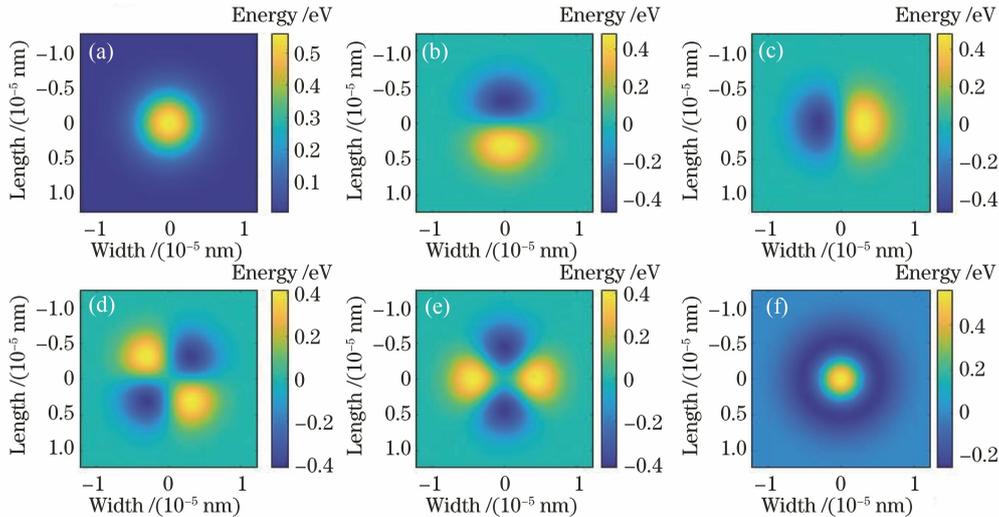


图 3 6 个模式的模场图。(a) LP_{01} ; (b) LP_{11a} ; (c) LP_{11b} ; (d) LP_{21a} ; (e) LP_{21b} ; (f) LP_{02}

Fig. 3 Mode field diagrams for six modes. (a) LP_{01} ; (b) LP_{11a} ; (c) LP_{11b} ; (d) LP_{21a} ; (e) LP_{21b} ; (f) LP_{02}

少模光纤受到温度、压强和弯曲等多种因素的影响发生模式串扰, 这里将各种因素等效为光纤段发生位移和旋转^[8], 如图 4 所示, 其中左边圆圈表示第 m 段光纤, 右边圆圈表示第 $m+1$ 段光纤, b 和 θ 分别为光纤段的位移距离和方向, φ_0 为光纤段的旋转角度, x_0 和 y_0 分别为横向和纵向的位移距离。

K_{ij} 表示第 m 段光纤的第 j 模式到第 $m+1$ 段光纤的第 i 模式的串扰大小, 计算方式为两个模式的模场函数的重积分归一化^[14], 表达式为

$$K_{ij} = \frac{\iint E_j^m(\mathbf{r}, \psi) \cdot E_i^{m+1}(\mathbf{r} - \mathbf{b}, \psi - \varphi_0)}{\sqrt{\iint [E_j^m(\mathbf{r}, \psi)]^2 \cdot \iint [E_i^{m+1}(\mathbf{r} - \mathbf{b}, \psi - \varphi_0)]^2}}, \quad (3)$$

式中: \mathbf{b} 为位移矢量。第 m 段光纤的模场不变, 第 $m+1$ 段光纤的模场由于光纤段的位移和旋转而发生同样的位移和旋转。将全部模场代入(3)式中, 经计算得到六模光纤的全部模式串扰 K_{ij} , 如表 1 所示, 其中 ξ 为模场直径。

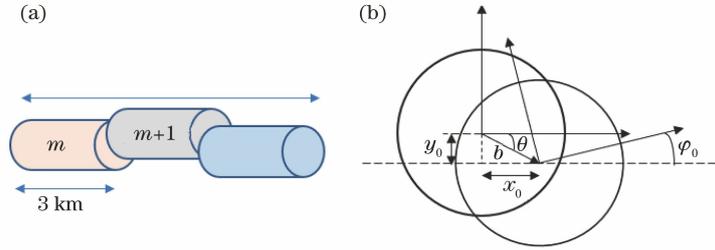


图 4 光纤段的位移和旋转展示图。(a) 光纤段; (b) 光纤段横截面的位移和旋转

Fig. 4 Schematic of displacement and rotation of optical fiber segment. (a) Optical fiber segments;

(b) displacement and rotation of cross section of optical fiber

表 1 K_{ij} 中的元素
Table 1 Element of K_{ij}

Parameter	Expression
K_{11}	$\exp(-b^2/4\xi^2)$
K_{12}	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{y_0}{\xi} \cdot K_{11}$
K_{13}	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{x_0}{\xi} \cdot K_{11}$
K_{14}	$\frac{1}{4\xi^2} \cdot \sin 2\theta \cdot K_{11}$
K_{15}	$\frac{1}{4\xi^2} \cdot \cos 2\theta \cdot K_{11}$
K_{16}	$-\frac{b^2}{4\xi^2} \cdot K_{11}$
K_{21}	$-\frac{\sqrt{2}b}{2\xi} \cdot \sin(\varphi_0 - \theta) \cdot K_{11}$
K_{22}	$\frac{1}{\xi^2} \cdot \left[\xi^2 \cos \varphi_0 + \frac{b \cdot y_0}{2} \sin(\varphi_0 - \theta) \right] \cdot K_{11}$
K_{23}	$\frac{1}{\xi^2} \cdot \left[-\xi^2 \sin \varphi_0 + \frac{b \cdot x_0}{2} \sin(\varphi_0 - \theta) \right] \cdot K_{11}$
K_{24}	$\frac{\sqrt{2}}{\xi^3} \cdot \left[\frac{\xi^2 b}{2} \cos(\varphi_0 + \theta) + \frac{bx_0 y_0}{4} \sin(\varphi_0 - \theta) \right] \cdot K_{11}$
K_{25}	$\frac{\sqrt{2}}{\xi^3} \cdot \left[-\frac{\xi^2 b}{2} \sin(\varphi_0 + \theta) + \frac{b^3}{2} \cos 2\theta \sin(\varphi_0 - \theta) \right] \cdot K_{11}$
K_{26}	$K_{21} - \frac{\sqrt{2}}{\xi^3} \cdot \frac{b^3}{8} \sin(\varphi_0 - \theta) \cdot K_{11}$
K_{31}	$-\frac{\sqrt{2}b}{2\xi} \cos(\varphi_0 - \theta) \cdot K_{11}$
K_{32}	$\frac{1}{\xi^2} \left[\xi^2 \sin \varphi_0 - \frac{by_0}{2} \cos(\varphi_0 - \theta) \right] K_{11}$
K_{33}	$\frac{1}{\xi^2} \left[\xi^2 \cos \varphi_0 - \frac{bx_0}{2} \cos(\varphi_0 - \theta) \right] K_{11}$
K_{34}	$\frac{\sqrt{2}}{\xi^3} \left[\frac{\xi^2 b}{2} \sin(\varphi_0 + \theta) - \frac{b^3}{8} \sin 2\theta \cos(\varphi_0 - \theta) \right] K_{11}$
K_{35}	$\frac{\sqrt{2}}{\xi^3} \left[\frac{\xi^2 b}{2} \sin(\varphi_0 - \theta) - \frac{b^3}{8} \cos 2\theta \cos(\varphi_0 - \theta) \right] K_{11}$
K_{36}	$K_{31} + \frac{\sqrt{2}b^3}{8\xi^3} \cos(\varphi_0 - \theta) K_{11}$

续表 1

Parameter	Expression
K_{41}	$\frac{b^2}{4\xi^2} \sin(2\theta - 2\varphi_0) K_{11}$
K_{42}	$\frac{\sqrt{2}}{\xi^3} \left[\frac{y_0 b^2}{8} \sin(2\theta - 2\varphi_0) - \frac{\xi^2 b}{2} \cos(2\varphi_0 - \theta) \right] K_{11}$
K_{43}	$\frac{\sqrt{2}}{\xi^3} \left[\frac{x_0 b^2}{8} \sin(2\theta + 2\varphi_0) + \frac{\xi^2 b}{2} \sin(2\varphi_0 - \theta) \right] K_{11}$
K_{44}	$\frac{1}{\xi^4} \left[\xi^4 \cos 2\varphi_0 - \frac{\xi^2 b^2}{2} \cos 2\varphi_0 + \frac{b^4}{16} \sin 2\theta \sin(2\theta - 2\varphi_0) \right] K_{11}$
K_{45}	$\frac{1}{\xi^4} \left[-\xi^4 \sin 2\varphi_0 + \frac{\xi^2 b^2}{2} \sin 2\varphi_0 + \frac{b^4}{16} \cos 2\theta \sin(2\theta - 2\varphi_0) \right] K_{11}$
K_{46}	$K_{41} - \frac{1}{\xi^4} \left[\frac{\xi^2 b^2}{2} \sin(2\varphi_0 - 2\theta) + \frac{b^4}{16} \sin(2\theta - 2\varphi_0) \right] K_{11}$
K_{51}	$\frac{b^2}{4\xi^2} \cos(2\varphi_0 - 2\theta) K_{11}$
K_{52}	$\frac{\sqrt{2}}{\xi^3} \left[\frac{\xi^2 b}{2} \sin(\theta - 2\varphi_0) + \frac{y_0 b^2}{8} \cos(2\varphi_0 - 2\theta) \right] K_{11}$
K_{53}	$\frac{\sqrt{2}}{\xi^3} \left[-\frac{\xi^2 b}{2} \cos(\theta - 2\varphi_0) + \frac{y_0 b^2}{8} \cos(2\varphi_0 - 2\theta) \right] K_{11}$
K_{54}	$\frac{1}{\xi^4} \left[\xi^4 \sin 2\varphi_0 - \frac{\xi^2 b^2}{2} \sin 2\varphi_0 + \frac{x_0 y_0 b^2}{8} \cos(2\varphi_0 - 2\theta) \right] K_{11}$
K_{55}	$\frac{1}{\xi^4} \left[\xi^4 \cos 2\varphi_0 - \frac{\xi^2 b^2}{2} \cos 2\varphi_0 + \frac{b^4}{16} \cos(2\varphi_0 - 2\theta) \right] K_{11}$
K_{56}	$K_{51} - \frac{1}{\xi^4} \left[\frac{b^4}{16} \cos(2\varphi_0 - 2\theta) - \frac{\xi^2 b^2}{4} \cos(2\varphi_0 - 2\theta) \right] K_{11}$
K_{61}	$K_{11} - \frac{1}{\xi^2} \left(\xi^2 + \frac{b^2}{4} \right) K_{11}$
K_{62}	$K_{12} - \frac{\sqrt{2} x_0 b^2}{8\xi^3} K_{11}$
K_{63}	$K_{13} - \frac{\sqrt{2} y_0 b^2}{8\xi^3} K_{11}$
K_{64}	$K_{14} - \frac{1}{\xi^4} \left[\frac{b^4}{16} \sin 2\theta - \frac{\xi^2 b^2}{4} \sin 2\theta \right] K_{11}$
K_{65}	$K_{15} - \frac{1}{\xi^4} \left[\frac{b^4}{16} \cos 2\theta - \frac{\xi^2 b^2}{4} \cos 2\theta \right] K_{11}$
K_{66}	$K_{16} - \frac{1}{\xi^4} \left(-\xi^4 + \frac{\xi^2 b^2}{4} - \frac{b^4}{16} \right) K_{11}$

将总的模式串扰表示为 \mathbf{H} , 表达式为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} & K_{13} & K_{14} & K_{15} & K_{16} \\ K_{21} & K_{22} & K_{23} & K_{24} & K_{25} & K_{26} \\ K_{31} & K_{32} & K_{33} & K_{34} & K_{35} & K_{36} \\ K_{41} & K_{42} & K_{43} & K_{44} & K_{45} & K_{46} \\ K_{51} & K_{52} & K_{53} & K_{54} & K_{55} & K_{56} \\ K_{61} & K_{62} & K_{63} & K_{64} & K_{65} & K_{66} \end{bmatrix} \quad (4)$$

不同模式的信号传输速度存在差异, 到达接收端的时间差为差分模时延^[9]。差分模时延在频域上表示为 $\mathbf{D}(\omega)$, 符号速率 $R=10$ GBaud, 信号长度为 $N, \omega=2\pi Rn/N, (n=1, 2, \dots, N), l$ 为光纤段的长度, φ_{q-p} 为差分群时延(q 和 p 为模式的编号)^[15], $\mathbf{D}(\omega)$ 可表示为

$$\mathbf{D}(\omega) = \begin{bmatrix} 1 & \exp(-jl\varphi_{01-11}\omega) & \exp(-jl\varphi_{01-11}\omega) & \exp(-jl\varphi_{01-21}\omega) & \exp(-jl\varphi_{01-21}\omega) & \exp(-jl\varphi_{01-02}\omega) \\ \exp(jl\varphi_{01-11}\omega) & 1 & 1 & \exp(-jl\varphi_{11-21}\omega) & \exp(-jl\varphi_{11-21}\omega) & \exp(-jl\varphi_{11-02}\omega) \\ \exp(jl\varphi_{01-11}\omega) & 1 & 1 & \exp(-jl\varphi_{11-21}\omega) & \exp(-jl\varphi_{11-21}\omega) & \exp(-jl\varphi_{11-02}\omega) \\ \exp(jl\varphi_{01-21}\omega) & \exp(jl\varphi_{11-21}\omega) & \exp(jl\varphi_{11-21}\omega) & 1 & 1 & \exp(-jl\varphi_{21-02}\omega) \\ \exp(jl\varphi_{01-21}\omega) & \exp(jl\varphi_{11-21}\omega) & \exp(jl\varphi_{11-21}\omega) & 1 & 1 & \exp(-jl\varphi_{21-02}\omega) \\ \exp(jl\varphi_{01-02}\omega) & \exp(jl\varphi_{11-02}\omega) & \exp(jl\varphi_{11-02}\omega) & \exp(jl\varphi_{21-02}\omega) & \exp(jl\varphi_{21-02}\omega) & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

综合模式串扰和差分模时延, 少模光纤的信道函数 \mathbf{T} 可以用 \mathbf{D} 和 \mathbf{H} 表示为

$$\mathbf{T}(\omega) = \prod_1^{\lfloor L/l \rfloor} \mathbf{D}(\omega)\mathbf{H}, \quad (6)$$

式中: \prod 为累乘; $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整。假设六路的发送信号按行排列表示为 \mathbf{X} , 接收信号按行排列表示为 \mathbf{Y} , 信道函数为 \mathbf{T} , 则

$$\mathbf{Y} = \mathcal{F}^{-1}[\mathbf{T} \cdot \mathcal{F}(\mathbf{X})], \quad (7)$$

式中: \mathcal{F}^{-1} 和 \mathcal{F} 分别为傅里叶逆变换和傅里叶变换。以上建立了六模光纤信道模型。

2.3 接收端

本文在接收端采用 MMA_TS 进行处理, 采用判决引导和训练序列可以得到更加准确的误差函数^[10]。16 阶 QAM 信号有三个模值, 分别为 $\sqrt{2}$ 、 $\sqrt{10}$ 和 $\sqrt{18}$ 。均衡后输出信号 $y(n)$, 对其进行判决可以得到判决信号 $s(n)$, 进一步得到判决参数 R_2 。输出信号 $y(n)$ 和判决参数 R_2 决定误差函数 $e(n)$, 表达式为

$$y(n) = w(n) \cdot u(n), \quad (8)$$

$$R_2 = \begin{cases} 2, & s(n) = \pm 1 \pm 1j \\ 10, & s(n) = \pm 1 \pm 3j, s(n) = \pm 3 \pm 1j, \\ 18, & s(n) = \pm 3 \pm 3j \end{cases} \quad (9)$$

$$e_n^{\text{MMA_TS}}(n) = y(n)(R_2 - |y(n)|^2), \quad (10)$$

$$w(n+1) = w(n) + \mu e_n^{\text{MMA_TS}}(n)u(n)^*, \quad (11)$$

式中: $u(n)$ 为接收信号; $*$ 为共轭算符; $w(n)$ 为抽头系数; μ 为步长。MMA 是盲均衡算法, 不需要训练序列就可对抽头系数进行训练。为了提高算法的性能, 已经有人提出小样本重复训练法, 即将头部若干个信号当作训练序列, 用来重复训练抽头系数^[11]。本文在发送信号中添加训练序列并在算法中进行相应修改, 形成基于训练序列的多模算法, 即每 255 个发送信号 $x(n)$ 添加 1 个训练信号 $d(n)$, 构成一组长度为 256 的带训练序列的传输信号 $\bar{x}(n) = \{x(1), \dots, x(255), d(1)\}$ 。插入的训练信号按照 $1+1i, 1-1i, -1+1i$ 和 $-1-1i$ 的顺序进行循环。如果遇到训练信号, 那么已知参数 $R_2=2$ 。

3 仿真结果分析

少模光纤传输系统的仿真框图如图 5 所示。发送端产生三组 6 路 16 阶 QAM 发送信号, 即 MB 分布信号、均匀分布信号和测试信号, 其中测试信号服从 MB 分布并对其进行交织编码处理。再对信号添加训练序列, 此时各组信号的 1~6 路分别对应 $LP_{01} \sim LP_{02}$ 模式。在链路端为信号添加模式串扰和差分模时延。在接收端采用改进的均衡算法对信号进行处理, 在对应的发送端进行交织解码可以得到接收信号, 最后对比发送信号和接收信号可以得到误码率。

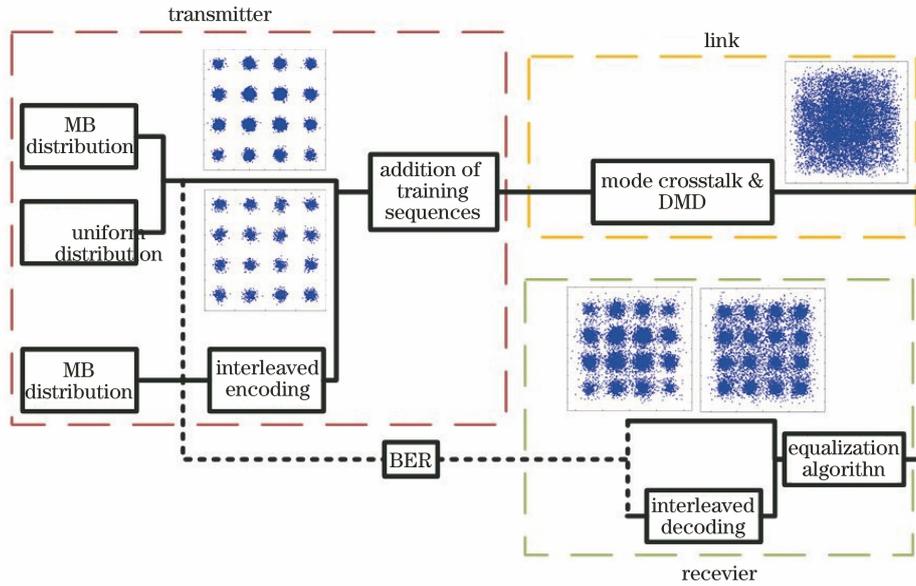


图 5 少模光纤传输系统的仿真图

Fig. 5 Simulation diagram of few-mode fiber transmission system

图 6 展示了均匀分布信号和 MB 分布信号经过长为 50 km 的少模光纤传输后,不同模式的误码率随光信噪比(OSNR)的变化曲线。从图 6 可以看到:对于 LP₁₁ 模式,均匀分布信号在 21 dB 的 OSNR 下仍不满足极限,而 MB 分布信号在 19 dB

的 OSNR 下已经满足极限;对于其余几个模式,均匀分布信号在 20 dB 的 OSNR 下才可以全部满足极限,而 MB 分布信号在 17 dB 的 OSNR 下已经满足极限。综上,采用概率成形可以使光信噪比需求降低了 3 dB。

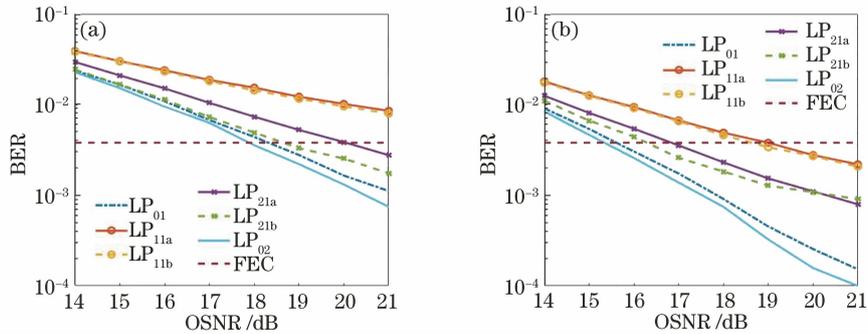


图 6 不同模式的误码率随光信噪比的变化曲线。(a)均匀分布信号;(b) MB 分布信号

Fig. 6 Variation curve of bit error rate of different modes with optical signal-to-noise ratio. (a) Uniform distribution signal; (b) MB distribution signal

图 7(a)展示了 MB 分布信号误码率最高的 LP_{11a} 模式和最低的 LP₀₂ 模式,以及测试信号第一路经过长为 50 km 的少模光纤传输后的误码率随光信噪比的变化曲线。从图 7(a)可以看到,三路信号分别在 19 dB、15 dB 和 17 dB 的 OSNR 处满足极限,采用交织编码处理后的测试信号使得系统的光信噪比需求降低了 2 dB。图 7(b)展示了光信噪比为 18 dB 下均匀分布信号、MB 分布信号和测试信号经过长为 50 km 的少模光纤传输后,6 路的误码率随光信噪比的变化曲线。从图 7(b)可以看到:测

试信号经过交织编码处理后离散了不同路的错误,误码率更加平均化;均匀分布信号的误码率都高于极限;MB 分布信号的 LP_{11a} 模式和 LP_{11b} 模式的误码率均高于极限,而其他模式则低于极限;测试信号全部都低于极限。信号采用概率成形和交织编码处理可以使 6 路信号都满足极限,降低了系统的光信噪比要求。

图 8 展示了光信噪比为 21 dB 下均匀分布信号中误码率最高的 LP_{11a} 模式、测试信号第一路的误码率随传输距离的变化曲线,通过对数函数进行拟

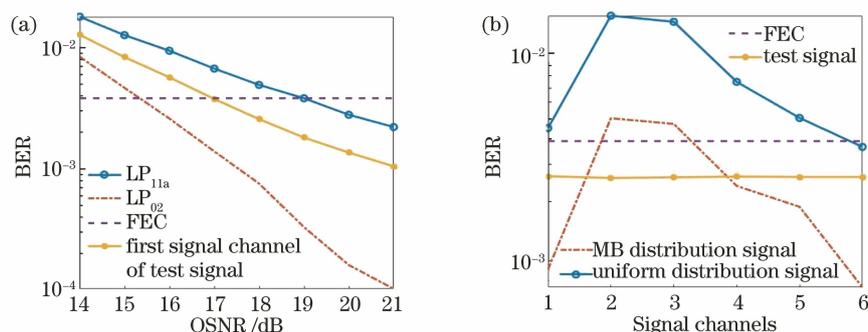


图 7 概率成形和交织编码对误码率的影响。(a) MB 分布信号中的 LP_{11a} 模和 LP₀₂ 模以及测试信号第一路的误码率随光信噪比的变化曲线;(b) 光信噪比为 18 dB 下均匀分布信号、MB 分布信号和测试信号的 6 路误码率随光信噪比的变化曲线
Fig. 7 Influence of probabilistic shaping and interleaved coding on bit error rate. (a) Variation curves of bit error rate of LP_{11a} mode and LP₀₂ mode in MB distribution signal and first signal channel of test signal with OSNR; (b) variation curves of 6-channel error rate of uniform distributed signal, MB distributed signal, and test signal with OSNR of 18 dB

合可以得到两者的拟合曲线。由拟合曲线可见:均匀分布信号的 LP_{11a} 模式在小于 35 km 的传输距离处满足极限;采用概率成形和交织编码处理后的测试信号第一路在小于 60 km 的传输距离处满足极限,即传输距离延长 25 km。

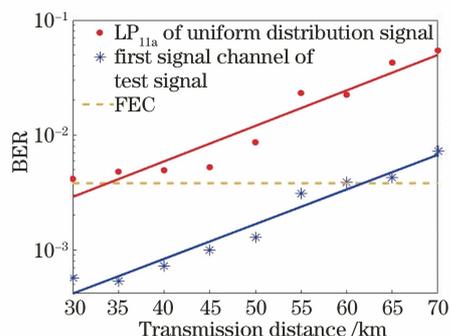


图 8 光信噪比为 21 dB 下均匀分布信号的 LP_{11a} 模式和测试信号第一路的误码率随光纤距离的变化曲线

Fig. 8 Variation curves of bit error rate of LP_{11a} mode of uniform distributed signal and first signal channel of test signal with distance of optical fiber when OSNR is 21 dB

4 结 论

本文建立了六模光纤模型,将概率成形技术和交织编码技术用于模分复用光纤通信,提出了改进的 MMA_TS。仿真结果表明,综合使用概率成形、交织编码和改进的均衡算法可以有效降低并平均各个模式的误码率,使得系统整体满足前向纠错码阈值。采用概率成形和交织编码可以使系统的最低光信噪比降低至 3 dB,传输距离延长 25 km。

参 考 文 献

[1] Kao K C, Hockham G A. Dielectric-fibre surface

waveguides for optical frequencies[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1966, 113 (7): 1151-1158.

[2] Yaman F, Bai N, Zhu B, et al. Long distance transmission in few-mode fibers[J]. Optics Express, 2010, 18(12): 13250-13257.

[3] Ip E, Bai N, Huang Y K, et al. 88×3×112-Gb/s WDM transmission over 50 km of three-mode fiber with inline few-mode fiber amplifier[C]//2011 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication, September 18-22, 2011, Geneva, Switzerland. New York: IEEE Press, 2011: 1-3.

[4] Zhang Q, Guo Y B, Chen J K, et al. A communication experiment using mode division multiplexing with phase modulation-coherent detection[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47 (3): 0306001.

张强,郭玉彬,陈嘉轲,等.基于相位调制-相干检测的模分复用通信实验[J].中国激光,2020,47(3):0306001.

[5] Gong S Y, Zhang J Y. Dynamic channel-compensation characteristics of MDM system with mode-dependent loss[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(23): 2306006.

龚思雨,张建勇.具有模式依赖损耗的模分复用系统的动态信道补偿特性[J].光学学报,2020,40(23):2306006.

[6] Fu H W, Zhu Z Y, Zhao M X, et al. Precoding technology for reducing signal crosstalk in mode division multiplexing transmission [J]. Optical Communication Technology, 2021, 45(1): 32-35.

富惠雯,朱子岳,赵梦鑫,等.降低模分复用传输中信号串扰的预编码技术[J].光通信技术,2021,45(1):32-35.

[7] Zhu Z Y, Zhao M X, Zhang Y C, et al. MIMO

- equalization technology based on neural network in high-speed IM-DD mode division multiplexing transmission system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(14): 1406003.
- 朱子岳, 赵梦鑫, 张一尘, 等. 高速 IM-DD 模分复用通信系统中基于神经网络的 MIMO 均衡技术 [J]. *光学学报*, 2021, 41(14): 1406003.
- [8] Shemirani M B, Mao W, Panicker R A, et al. Principal modes in graded-index multimode fiber in presence of spatial- and polarization-mode coupling [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(10): 1248-1261.
- [9] Sillard P, Molin D, Bigot-Astruc M, et al. Micro-bend-resistant low-DMGD 6-LP-mode fiber [C] // *Optical Fiber Communication Conference*, March 20-22, 2016, Anaheim, California. Washington, D.C.: OSA, 2016: Th1J.5.
- [10] Xiao Y. Study on blind equilibrium algorithm based on hydroacoustic channel [D]. Harbin: Harbin University of Engineering, 2006.
- 肖瑛. 基于水声信道的盲均衡算法研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2006.
- [11] Xu H, Zheng H. A simple initialization method for Bussgang class blind equalization [J]. *Acta Simulata Systematica Sinica*, 2005, 17(1): 217-219.
- 许华, 郑辉. 一种对 Bussgang 类盲均衡算法的简单初始化方法 [J]. *系统仿真学报*, 2005, 17(1): 217-219.
- [12] Qu S S, Liu B, Mao Y Y, et al. Enhanced three-core three-mode optical transmission system based on probabilistic shaping with low complexity MIMO equalization algorithm [J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 106136-106146.
- [13] Zhao B, Wang H, Guo D S. Influence of interleaving technology on channel coding performance [J]. *Communications Technology*, 2018, 51(10): 2305-2308.
- 赵兵, 王桁, 郭道省. 交织技术对信道编码的性能影响研究 [J]. *通信技术*, 2018, 51(10): 2305-2308.
- [14] Juarez A A, Bunge C A, Warm S, et al. Perspectives of principal mode transmission in mode-division-multiplex operation [J]. *Optics Express*, 2012, 20(13): 13810-13823.
- [15] Changfei Fiber Optic Cable Co., Ltd. Few-mode fiber (FMF) [EB/OL]. [2021-05-05]. <https://www.yofc.com/view/2133.html>.
- 长飞光纤光缆股份有限公司. 少模光纤 (FMF) [EB/OL]. [2021-05-05]. <https://www.yofc.com/view/2133.html>