

基于联合损伤补偿方法的超奈奎斯特模分复用无源光网络

张倩武*, 詹书成, 刘博洋, 陈冠文, 李智宇, 欧阳远江, 曹炳尧, 李正璇, 吴雅婷

上海大学通信与信息工程学院特种光纤与光接入网重点实验室, 特种光纤与先进通信国际合作联合实验室, 上海 200444

摘要 为了利用模分复用(MDM)和超奈奎斯特(FTN)传输技术提高无源光网络(PON)的传输容量和频谱效率,同时也为了保证系统具有良好的误码率性能,本文提出了基于矩阵分解预编码和MIMO预均衡器的联合损伤补偿方法,用于消除超奈奎斯特模分复用无源光网络(FTN-MDM-PON)中存在的MDM信道损伤和FTN传输损伤。对于矩阵分解预编码技术,本文采用奇异值分解(SVD)预编码、带功率预分配的奇异值分解(SVD PA)预编码和Cholesky分解(Chol)预编码方式,分别将它们与MIMO预均衡器结合后对比三种联合方案降低FTN-MDM-PON系统误码率的效果。仿真实验结果表明:采用SVD PA预编码、Chol预编码与MIMO预均衡器结合的联合损伤补偿方法时,FTN-MDM-PON系统中的4个线偏振(LP)模式的FTN信号经过5 km少模光纤(FMF)传输后,接收端误码率能够低于7%硬判决-前向纠错(HD-FEC)门限 3.8×10^{-3} 。其中,Chol预编码与MIMO预均衡器结合的联合补偿方案降低误码率的效果最优,相比于表现较优的SVD PA预编码结合MIMO预均衡器方案,接收光灵敏度提升了1 dB~3 dB。

关键词 光通信; 无源光网络; 模分复用; 多输入多输出; 超奈奎斯特; 预编码; 预均衡

中图分类号 TN915.62

文献标志码 A

DOI: 10.3788/CJL230945

1 引言

虚拟现实应用、超高清视频、智能物联网设备的爆发式发展向现有的光纤接入网方案提出了新的挑战。作为光接入网的主要方案,当前广泛部署的时分复用(TDM)^[1-2]、波分复用(WDM)^[3]、偏振复用(PDM)^[4]无源光网络(PON)受到单模光纤(SMF)通信容量限制和传统奈奎斯特传输方式的信号正交性限制,无法在保证高数据传输速率的同时提高通信系统容量和频谱效率。然而,为应对未来日益增长的终端用户数量和数据需求,实现更高的传输速率和更多的用户连接,当前的PON亟须提高网络系统容量和频谱利用率。

在提高系统容量方面,为突破单模光纤通信容量的限制,研究人员将空间模式作为新的复用维度,提出了基于多模光纤(MMF)/少模光纤(FMF)的模分复用系统,使通信容量得到显著提升^[5-6]。在提高系统频谱效率方面,研究人员利用有限带宽传输更多数据,提出了超奈奎斯特(FTN)传输方式,其以非正交脉冲波形进行数据传输,可以实现高频谱效率和高数据传输

速率^[7]。为了结合模分复用系统的传输容量优势和超奈奎斯特传输技术的频谱效率优势,本文提出了超奈奎斯特模分复用无源光网络(FTN-MDM-PON)系统,该系统由FMF和模分复用/解复用器组成光分配网络(ODN),通过FMF中的不同空间模式搭载不同光网络单元(ONUs)的用户数据,以提升PON通信容量。同时,该系统以高于奈奎斯特速率的非正交传输方式进行数据传输,提高了频谱效率。

然而,FTN-MDM-PON系统同时存在模分信道损伤和FTN传输损伤。接收端分离不同模式信号时,各模式信号间将存在MDM信道传输导致的模式串扰^[8-9]。同时,由于该系统采用FTN传输技术压缩发送符号的时域/频域间隔,不符合奈奎斯特脉冲波形的正交性要求^[10],各模式信号内的相邻码元符号会出现符号间干扰(ISI)^[11]。以上两类损伤都会严重影响FTN-MDM-PON的传输性能。

为了降低MDM系统中的模式串扰、FTN传输引入的ISI的影响,国内外进行了广泛研究。对于模分复用系统中存在的模间串扰,可以通过优化模分复用器/解复用器结构^[12]、FMF参量来降低串扰程度。

收稿日期: 2023-06-21; 修回日期: 2023-07-19; 录用日期: 2023-08-04; 网络首发日期: 2023-08-15

基金项目: 国家重点研发计划(2021YFB2900800)、上海市科委自主项目(22511100902, 22511100502, 20511102400)、上海市自然科学基金(20ZR1420900)、高等学校学科创新引智计划(D20031)

通信作者: *zhangqianwu@shu.edu.cn

2019年,北京大学的Ge等^[13]基于超低模式串扰的双环纤芯FMF,采用强度调制和直接检测技术实现了6个LP模式(LP₀₁、LP₁₁、LP₂₁、LP₀₂、LP₃₁、LP₁₂)四波长的模分复用传输,传输距离为71 km且无需任何数字信号处理。然而,这类器件的制造与优化需要复杂的设计与工艺。采用数字处理(DSP)技术对信号所受损伤进行补偿,成本更低且更易实现。2015年,美国NTT实验室的Lee等^[14]采用自适应多输入多输出(MIMO)频域均衡技术,使用12芯3模低差分模式时延传输光纤实现了527 km MDM传输系统实验。2017年,同济大学的Zhou等^[15]针对MDM系统提出了一种利用正交匹配追踪(OMP)算法优化恒模算法(CMA)初始化过程的新型均衡技术。在时延拓展为35 ns的MDM系统中,该半盲信道均衡算法需要的训练序列长度仅为基于最小二乘法(LS)的信道均衡算法的1/16,同时相比全盲信道均衡算法具有更好的收敛性能。

为了消除FTN非正交传输方式引入的码间串扰,目前广泛采用位于接收端的符号检测算法,这类算法主要可分为BCJR(Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv)算法^[16]、连续符号干扰消除算法^[17]和均衡算法^[18-19]。2016年,Yuan等^[20]在双选择信道中采用频域均衡方法降低ISI的影响,使得误码率接近于采用较高复杂度FDE-MMSE(frequency domain equalization-minimum mean square error)均衡器的FTN传输系统。2018年,西安电子科技大学的Li等^[21]基于Ungerboeck观测模型提出了两种新型M-BCJR算法,该算法在消除码间串扰的同时降低了接收机的复杂度。然而,FTN-MDM-PON系统具有点到多点的结构特点,上述研究中采用的位于接收端的MDM信道传输损伤和FTN传输损伤补偿算法,势必会增加下行链路各用户的接收机算法复杂度,不利于降低PON的部署成本^[22-23]。

为此,笔者提出了基于发送端矩阵分解预编码和MIMO预均衡的联合损伤补偿方法,在发送端对模分信道损伤、FTN传输损伤同时进行补偿,不仅降低了接收机复杂度而且保证了良好的误码率性能。本文分别将奇异值分解(SVD)预编码、带功率预分配的奇异值分解(SVD PA)预编码和Cholesky分解(Chol)预编码三种矩阵分解预编码方式与MIMO预均衡器联合,并将其与仅采用MIMO预均衡器的MDM-PON进行误码率性能对比。MDM-PON系统以传统奈奎斯特速率进行传输,不存在由FTN传输引起的码间串扰。仿真实验结果表明:当时域压缩因子 τ 为0.8和0.9时,采用SVD PA分解预编码结合MIMO预均衡器的联合损伤补偿方法对4个模式信号(LP₀₁、LP₁₁、LP₂₁、LP₃₁)进行损伤补偿后,误码率在接收光功率大于-37 dBm的条件下低于7%硬判决-前向纠错(HD-FEC)门限。Chol预编码相比SVD PA预编码表现更优:采用Chol预编码联合MIMO预均衡器的联合损伤补偿方法进行损伤补偿后,在 $\tau=0.8$ 下,4个模式信号

光的接收灵敏度相比SVD PA预编码分别提高了3.0 dB、2.4 dB、2.0 dB、1.3 dB,在 $\tau=0.9$ 下分别提高了1.1 dB、2.1 dB、2.5 dB、2.1 dB,误码率性能接近仅采用MIMO预均衡的奈奎斯特MDM-PON系统。

2 基本原理

如图1所示,针对FTN-MDM-PON系统主要存在MDM传输信道损伤和FTN传输信号损伤的问题,笔者在发送端采用矩阵分解预编码技术和MIMO预均衡技术的联合损伤补偿方法同时进行补偿,旨在降低FTN-MDM-PON接收机复杂度的同时提高系统的误码率性能。

图1以传输LP₀₁和LP₁₁两个模式的信号为例对模间串扰与码间串扰补偿原理进行说明。 $\mathbf{S}_i=[S_1 \dots S_N]^T$ 为发送端经过mPSK/mQAM调制后的发送符号序列,对其进行矩阵分解预编码后,将其送入冲激响应为 $p(t)$ 的脉冲成形滤波器生成发送信号 $S_i(t)$,表示为

$$S_i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_n^{(i)} p(t - nT_0), \quad (1)$$

式中: T_0 表示传统奈奎斯特传输方式下的符号间隔; $\tau(0 < \tau \leq 1)$ 为时域压缩因子。在FTN传输方式下,经过时域压缩后符号间隔变为 τT_0 ,符号传输速率提升为奈奎斯特方式下的 $1/\tau$ 倍。在发送端,经过脉冲成形滤波器的各模式信号经MDM信道传输后,将受到模间耦合、差分模式群时延等因素的影响。在接收端得到的接收信号 $r_i(t)$ 为

$$\begin{cases} r_1(t) = h_{11}(t) * S_1(t) + h_{21}(t) * S_2(t) + n_1(t) \\ r_2(t) = h_{12}(t) * S_1(t) + h_{22}(t) * S_2(t) + n_2(t) \end{cases}, \quad (2)$$

式中: $h_{ij}(t)(i \neq j)$ 表示在模间串扰、差分模式群时延等因素影响下第*i*个发送模式的信号到第*j*个接收模式的信号间的冲激响应; $n_i(t)$ 为接收端的加性高斯白噪声;*表示向量卷积计算。FTN-MDM-PON采用不同的模式区分PON系统下行链路接收端的不同用户。式(2)表明各模式接收信号将受到由 $h_{ij}(t)(i \neq j)$ 引入的模间串扰,导致用户数据的接收误码率性能下降。接收信号 $r_i(t)$ 通过冲激响应为 $p^*(-t)$ 的匹配滤波器后可以得到输出信号 $y_i(t)$,即

$$\begin{cases} y_1(t) = [h_{11}(t) * S_1(t) + h_{21}(t) * S_2(t)] * g(t) + \eta_1(t) \\ y_2(t) = [h_{12}(t) * S_1(t) + h_{22}(t) * S_2(t)] * g(t) + \eta_2(t) \end{cases}, \quad (3)$$

式中: $\eta_i(t) = \int n_i(\xi) p^*(\xi - t) d\xi$,表示接收端加性高斯白噪声通过匹配滤波器后的输出; $g(t) = \int p(\xi) p^*(\xi - t) d\xi$ 为发送端脉冲成形滤波器 $p(t)$ 和接收端匹配滤波器 $p^*(-t)$ 共同构成的等效时域冲击

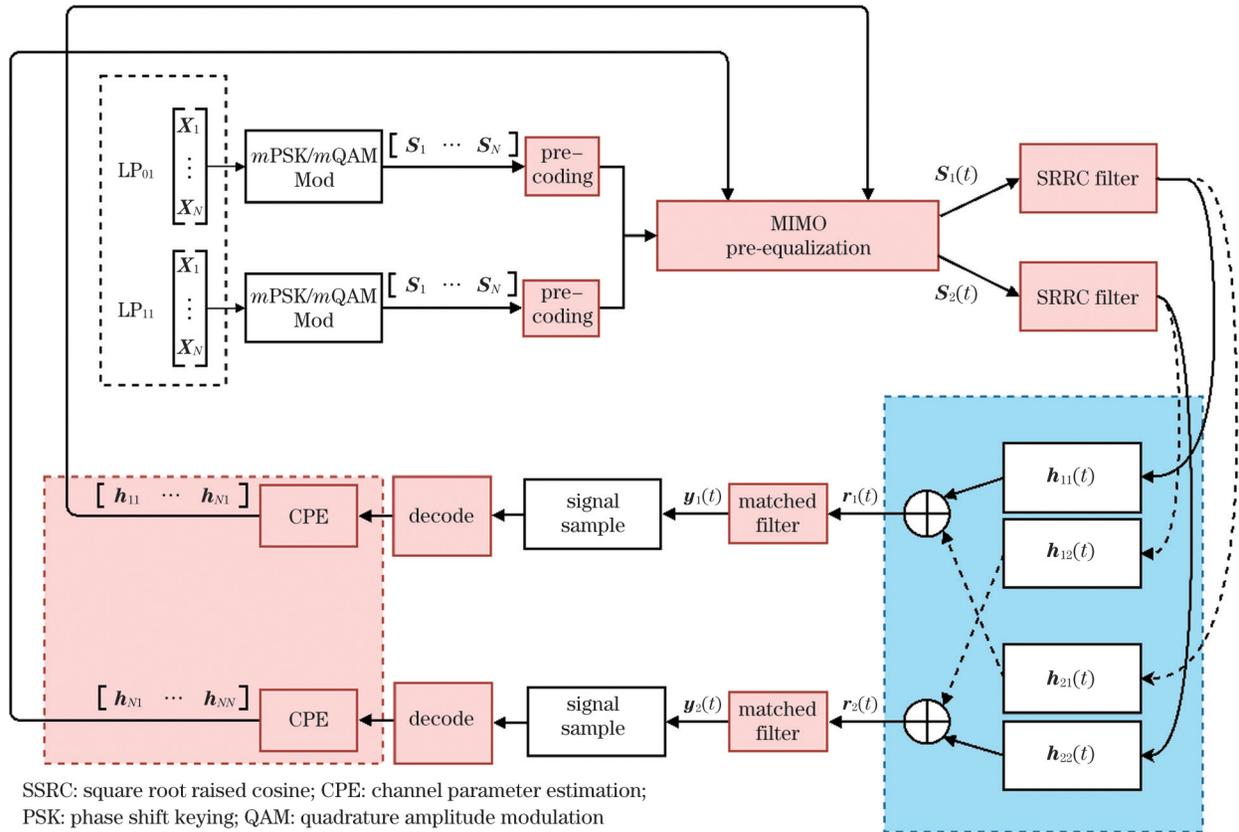


图 1 基于联合损伤补偿方法的 FTN-MDM-PON 系统的模间串扰与码间串扰补偿原理图

Fig. 1 Schematic diagram of mode crosstalk and ISI mitigation for FTN-MDM-PON system based on joint damage compensation method

响应。 $g(t)$ 也被称为码间串扰矩阵,表示 FTN 传输方式引入的 ISI,其矩阵形式为

$$G = \begin{bmatrix} 1 & I(s_1, s_2) & I(s_1, s_3) & \cdots & I(s_1, s_N) \\ I(s_2, s_1) & 1 & I(s_2, s_3) & \cdots & I(s_2, s_N) \\ I(s_3, s_1) & I(s_3, s_2) & 1 & \cdots & I(s_3, s_N) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I(s_N, s_1) & I(s_N, s_2) & I(s_N, s_3) & \cdots & 1 \end{bmatrix} \circ \quad (4)$$

由 FTN 传输理论可知,矩阵 G 中的数值 $I(s_i, s_j)$ 表示第 j 个符号对第 i 个符号的 ISI,并且有 $I(s_i, s_j) = I(s_j, s_i)$,其值由脉冲成形滤波器 $p(t)$ 、匹配滤波器 $p^*(-t)$ 以及时域压缩因子 τ 决定。由式(3)可知,接收端各模式信号之间存在 MDM 信道传输引入的模间串扰、差分模式群时延等 MDM 信道损伤 $h_{ij}(t)$ 以及 FTN 信号进行符号间隔压缩引入的 FTN 信号损伤 G 。其中,MDM 信道损伤使各模式信号之间相互影响,而 FTN 信号导致同一模式信号出现码间串扰。

为弥补 FTN-MDM-PON 系统中的两类损伤,本文提出了基于矩阵预编码和基于 MIMO 预均衡的联合损伤补偿方法。该方法在发送端对经正交相移键控(QPSK)调制的各模式信号进行矩阵分解预编码,由脉冲成形滤波器生成 FTN 信号,FTN 信号经模分复

用信道传输后在接收端进行采样解码运算,补偿 FTN 信号损伤。同时,发送端的 MIMO 预均衡器通过接收端解码后获取的信道估计参数对发送信号进行 MIMO 预均衡,补偿 MDM 传输信道损伤。

2.1 基于矩阵分解预编码的 ISI 消除方法

由上文分析可知,FTN-MDM-PON 系统的联合损伤中包括 FTN 信号损伤和 MDM 信道损伤。针对 FTN 信号损伤,本文提出的联合损伤补偿方法采用矩阵分解预编码的方式予以补偿。FTN 传输技术引入的 ISI 由脉冲成形滤波器滚降系数 β 和时域压缩因子 τ 决定,在发送端即已确定,因此可以在发送端通过预编码消除 ISI^[24]。其原理是:通过对干扰矩阵 G 进行矩阵分解,得到用于发送端的预编码矩阵和接收端的解码矩阵,进而实现对干扰矩阵的对角化,如此便可消除 ISI。

2.1.1 矩阵奇异值分解(SVD)预编码

SVD 预编码就是通过对式(4)所示的干扰矩阵 G 进行矩阵分解,使其变成主对角线元素非负的对角矩阵。采用 SVD 可将矩阵 G 分解为

$$G = U \mathbf{\Lambda} V^T, \quad (5)$$

式中: U 、 V 为酉矩阵; $\mathbf{\Lambda}$ 是一个对角矩阵,其主对角线元素由干扰矩阵 G 降序排列的奇异值 $[\lambda_0, \dots, \lambda_{N-1}]$ 组成,通过对 GG^T 的特征值开方得到。由于实际使用的脉冲成形滤波器及其匹配滤波器是具有给定滚降系数的平方根升余弦(SRRC)滤波器,满足 $p(t) = p^*(-t)$,

因此 G 为实对称矩阵。 $U = V$ 成立且 U 和 V 对应于 G 的特征值分解。经 SVD 分解后, 可以获得发送端用于预编码的矩阵 V 以及接收端用于解码的矩阵 U^T , 且有 $VV^T = I$ 和 $U^T U = I$, 其中 I 为单位矩阵。使用预编码矩阵 V 对发送符号向量 s 进行预编码处理, 得到经过预编码的发送符号向量 s' , 即

$$s' = sV. \quad (6)$$

接收端使用解码矩阵 U^T 对接收到的符号向量进行解码运算,

$$y = U^T[(UAV^T)Vs + \eta] = \Lambda s + \eta'. \quad (7)$$

由式(7)可知干扰矩阵 G 经过发送端预编码和接收端解码运算后变为对角矩阵 Λ , 接收信号中包含的由 FTN 传输方式引入的 ISI 被消除。然而, 在时域压缩因子 τ 减小的情况下, 奇异值显著减小且分布不均匀, 导致能量分配不均匀^[25]。图 2 所示为时域压缩因子分别为 1.0、0.8、0.6 时干扰矩阵 G 经过 SVD 分解后的奇异值 λ_i 分布。其中, 干扰矩阵大小为 256×256 , 使用滚降系数 $\beta=0.1$ 的 SRRC 滤波器作为脉冲成形滤波器和匹配滤波器。随着时域压缩因子减小, 干扰矩阵 G 经过 SVD 分解后的接近零值的奇异值占比增大, 奇异值分布不均匀。该问题将导致消除 ISI 后的多路子数据流(对应于各对角元素)上的功率分配不均, 小奇异值的比特相比其他比特获得的能量更少, 会影响整体的传输性能。

2.1.2 带功率预分配的奇异值分解(SVD PA)预编码

针对 SVD 功率分配不均匀的问题, 在预编码时进行功率预分配, 消除对角元素分配不均匀的影响。本文采用基于 Water-Filling 算法的功率分配系数计算得到了功率预分配系数矩阵 P ,

$$P = \text{diag} \left\{ \left[\frac{1}{\lambda_0} \dots \frac{1}{\lambda_{N-1}} \right] \right\}, \quad (8)$$

式中: λ_i 是经过 SVD 预分解后的干扰矩阵 G 的对角矩阵的元素值。此时, 式(6)中的发送符号向量为 $s' = sVP$ 。

2.1.3 矩阵 Cholesky 分解(Chol)预编码

Chol 分解预编码不同于 SVD 预编码。Chol 预编码将矩阵 G 分解为上三角矩阵和下三角矩阵的乘积

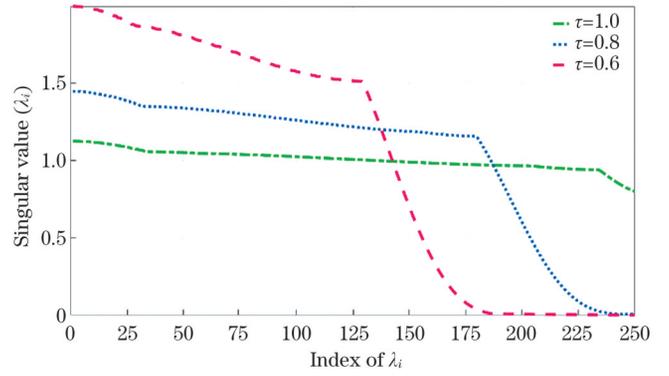


图 2 不同压缩因子下 FTN 传输干扰矩阵 G 经过 SVD 分解后的奇异值分布

Fig. 2 Singular value distribution of FTN transmission interference matrix G after SVD decomposition under different compression factors

($G = U^T U$), 发送端符号向量 s 与预编码矩阵 U^{-1} 相乘进行预编码, 接收端经过匹配滤波器后的接收符号向量表示为

$$y = GU^{-1}s + \eta. \quad (9)$$

接收符号向量乘以解码矩阵 $(U^{-1})^T$ 进行解码后表示为

$$y' = (U^{-1})^T(GU^{-1}s + \eta) = s + (U^T)^{-1}\eta. \quad (10)$$

由于经过预编码矩阵 U^{-1} 和解码矩阵 $(U^{-1})^T$ 处理后的干扰矩阵 G 为单位矩阵, 因此 Chol 预编码不存在 SVD 预编码中的功率分配问题。

2.2 基于 MIMO 预均衡的模间串扰损伤补偿

针对 FTN-MDM-PON 系统中存在的两种损伤类型, 本文提出的联合损伤补偿方法除了需要基于矩阵分解预编码技术消除 FTN 传输引入的 ISI 外, 还需要对系统中由 MDM 信道传输导致的 MDM 信道损伤进行补偿。为此, 本文提出的联合损伤补偿方法采用了发送端 MIMO 预均衡技术, 该技术适用于 PON 结构, 同时能够降低接收端的复杂性。如图 1 所示, 本文所提基于 MIMO 预均衡的 MDM 信道损伤补偿方法包括发送端 MIMO 预均衡和各模式接收端信道参数估计(CPE)两部分。图 3 所示为该方式使用的数据帧结构。

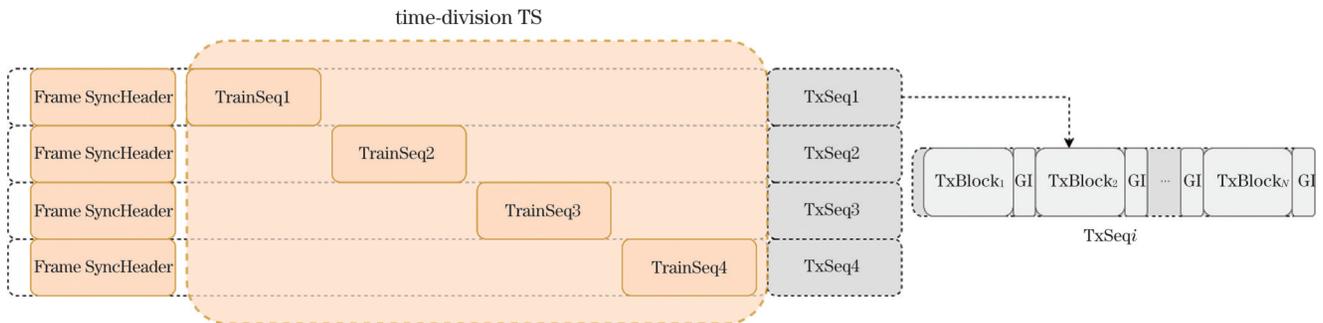


图 3 用于 FTN-MDM-PON 系统下行链路信道冲激响应估计的数据帧结构

Fig. 3 Data frame structure for FTN-MDM-PON system downlink channel impulse response estimation

根据式(3),在MDM信道损伤作用下,接收端各模式信号的相互影响通过冲激响应 $h_{ij}(t) (i \neq j)$ 表示,其中包含经过MDM信道传输后其他模式的串扰。若要降低模式间串扰对传输性能的影响,需要已知任意一对发送、接收模式之间的冲激响应。为此,采用图3所示的数据帧结构,在发送端使用4个传输模式的情况下,将数据帧的帧头划分成与模式数量相等的时隙,每个时隙与一个模式对应。数据帧帧头插入的时分训练序列经过MDM信道传输后,各模式接收帧的帧头中除了该模式对应的接收训练序列外,还包含其他模式的串扰。各接收机利用不同时隙内的接收训练序列和已知的发送训练序列,采用最小均方自适应(LMS)算法对MDM信道冲激响应进行估计,并将信道估计参数反馈至发送端,用于MIMO预均衡抽头系数计算。

接下来以传输两个模式为例进行分析。当模式数量 $M=2$ 时, $t_{\text{train}}^{(1)}(t)$ 、 $t_{\text{train}}^{(2)}(t)$ 分别表示发送端两个模式信号的数据帧内插入的时分训练序列,则接收端对应的时分训练接收信号 $r_{\text{train}}^{(1)}(t)$ 、 $r_{\text{train}}^{(2)}(t)$ 为

$$\begin{cases} r_{\text{train}}^{(1)}(t) = h_{11}(t) * t_{\text{train}}^{(1)}(t) + h_{21}(t) * t_{\text{train}}^{(2)}(t) + n_1(t) \\ r_{\text{train}}^{(2)}(t) = h_{12}(t) * t_{\text{train}}^{(1)}(t) + h_{22}(t) * t_{\text{train}}^{(2)}(t) + n_2(t) \end{cases} \quad (11)$$

根据已知的发送时分训练序列 $t_{\text{train}}^{(1)}(t)$ 、 $t_{\text{train}}^{(2)}(t)$ 和接收信号 $r_{\text{train}}^{(1)}(t)$ 、 $r_{\text{train}}^{(2)}(t)$, 可以对冲激响应 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 进行估计。接收端通过信道估计获得MDM信道损伤特性后将其反馈至发送端,发送端利用反馈的信道估计参数计算MIMO预均衡器的抽头系数并将其用于信道MIMO预均衡,对各模式发送信号进行预处理补偿,从而降低MDM信道损伤对传输性能的影响。本文采用的线性MIMO预均衡器的结构如图4所示。使用 N 个模式进行传输时,该结构由 N^2 个有限冲激响应(FIR)均衡器构成。

此外,除了由模式耦合导致的模间串扰、模式色散、差分模式群时延引起的ISI外,FMF中的色度色散

也会引起ISI,并会使接收端无法对模式选择性因素的影响进行准确估计。此时,发送端的MIMO预均衡需要同时对包括色度色散在内的所有影响进行消除^[26]。考虑到FMF中的色度色散比较稳定,本文通过色散预补偿进一步优化MIMO预均衡器,在发送端预先消除FMF中色度色散的影响,以便使接收端的估计结果更加准确。不同于SMF,FMF中各LP模式具有不同的色散系数,接收端需要根据其对应模式的色散系数进行色散预补偿。色散预补偿通过使用固定抽头系数的FIR滤波器实现,其抽头系数根据色散冲击响应计算得到。

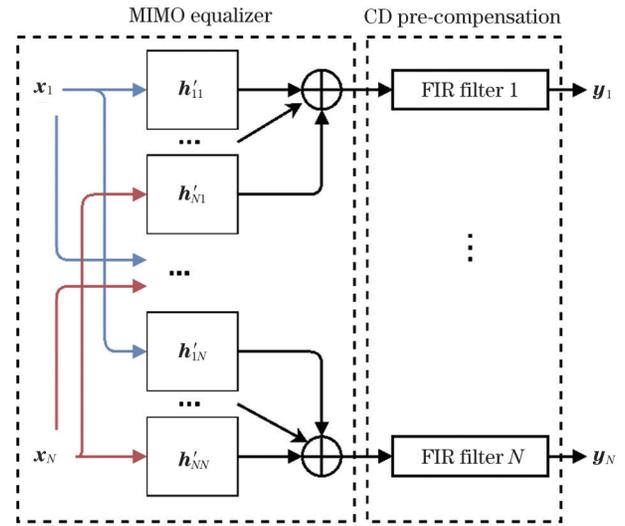


图4 发送端带有色散预补偿的MIMO预均衡器的结构
Fig. 4 MIMO pre-equalizer structure with dispersion pre-compensation at the transmitter

发送端利用接收端反馈的信道参数,基于迫零准则计算MIMO均衡器抽头系数的过程如图5所示。首先基于快速傅里叶变换(FFT)将长度为 L 的冲激响应 h_{ij} 变换到频域得到 H_{ij} , 然后分别对各频率分量处的信道频率响应值 H_{ij}^k 构成的大小为 $N \times N$ 的矩阵求逆,最后将经过逆运算后的信道频率响应 H'_{ij} 变换回时域得到MIMO均衡器中各FIR均衡器对应的抽头系数向量 h'_{ij} 。

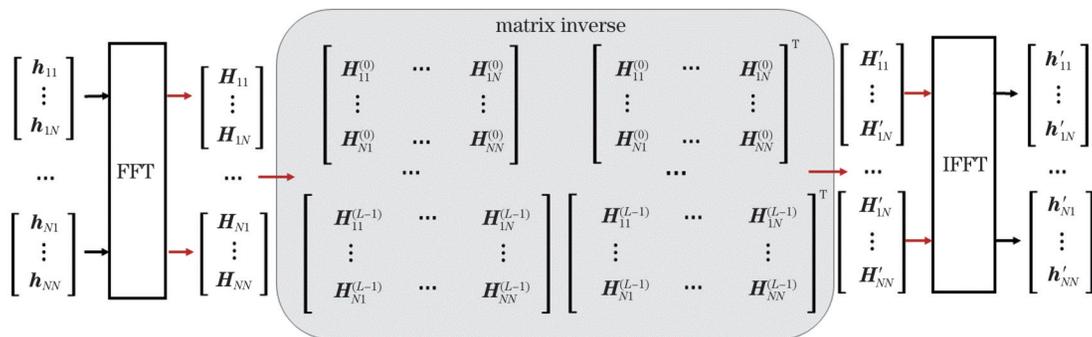


图5 发送端MIMO预均衡器抽头系数的计算过程

Fig. 5 Tap coefficient calculation process of MIMO pre-equalizer at the transmitter

3 系统仿真验证与结果分析

为验证本文提出的基于矩阵分解预编码和基于 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法的有效性,通过 VPI Transmission Maker 11.1 搭建了如图 6 所示的

FTN-MDM-PON 仿真系统,并通过嵌入 MATLAB 联合仿真模块实现发送/接收端 DSP。该仿真系统的 MDM 信道由 5 km FMF 构成,在此信道距离设定下本节针对三种联合损伤补偿方法的性能进行了分析与对比。

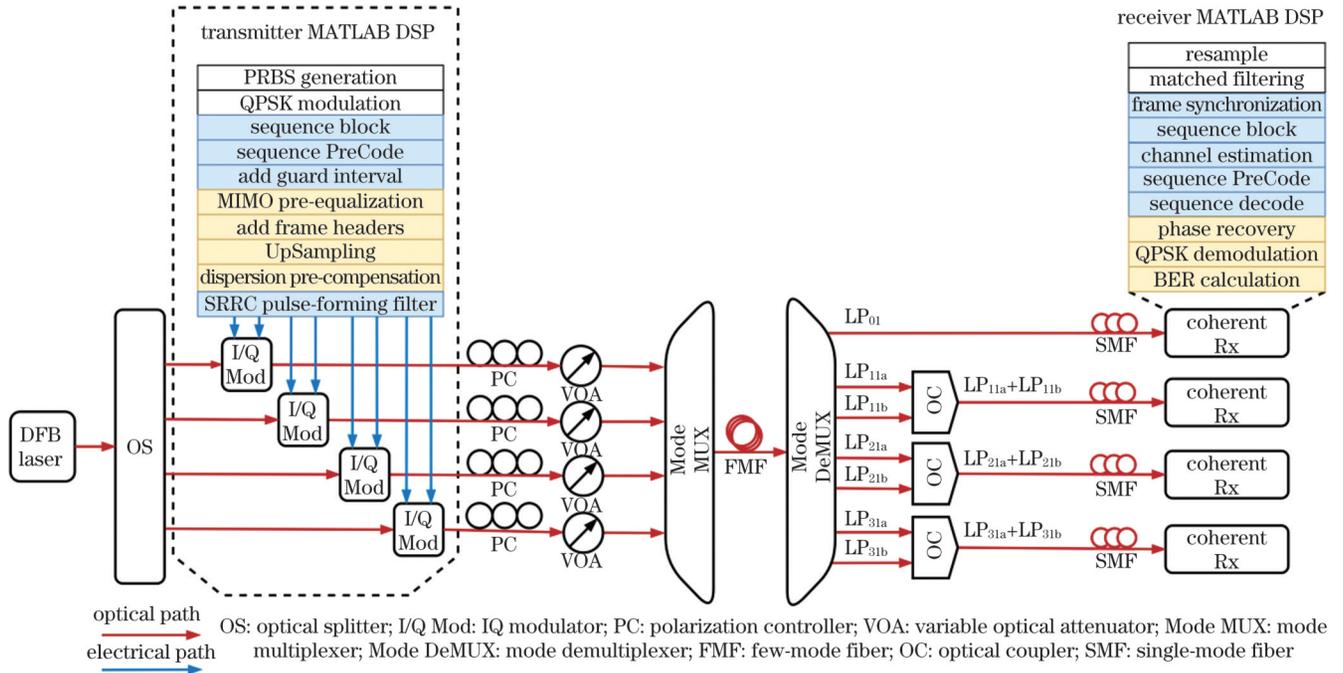


图 6 FTN-MDM-PON 仿真系统框图

Fig. 6 Block diagram of FTN-MDM-PON simulation system

该仿真系统采用 4 个模式 (LP_{01} 、 LP_{11} 、 LP_{21} 、 LP_{31}) 实现 4 路 25 Gbaud QPSK 信号传输。发送端基于 MATLAB 生成 4 路符号速率为 25 Gbaud 且时域压缩因子为 τ 的 FTN QPSK 发送信号,分别对应 4 种模式。各路信号使用长度为 2^{16} 的伪随机二进制序列 (PRBS) 进行 QPSK 调制得到发送符号序列。发送符号序列按照固定大小分块并进行预编码处理,而且在分块前后添加长度为 6 的保护间隔。经过分块和预编码处理后,各个模式的发送符号需要经过 MIMO 预均衡处理对 MDM 信道传输损伤进行预补偿, MIMO 均衡器的抽头系数由接收端反馈的 MDM 信道参数计算得到。向预均衡后的发送符号添加长度为 500 个符号的时分训练序列和长度为 100 个符号的同步头序列组成的帧头结构,构成完整的发送帧。发送帧的数据进行 4 倍上采样后,需要针对 FMF 信道中的色度色散进行色散预补偿,然后通过 -3 dB 带宽为 $\tau/(2T)$ (T 表示符号周期)、滚降系数为 0.1 的 SRRC 滚降滤波器进行脉冲成形滤波,得到最终的 FTN 发送信号。

发送端采用 IQ 调制,将生成的 4 路信号的实部、虚部分别连接至 IQ 调制器的对应端口,并使用中心波长为 1550 nm、线宽为 100 kHz 的分布式反馈 (DFB) 激光器作为光源。激光器的输出光功率设置为 15 dBm,

激光通过分光比为 25:25:25:25 的光分路器 (OS) 分成 4 路,作为 4 种模式信号的光载波。IQ 调制器输出的光信号通过偏振控制器 (PC) 和可调节光衰减器 (VOA) 调制信号偏振态和发送光功率后进入模式复用器对应端口。经过 5 km FMF 信道传输后,使用模式解复用器进行模式解耦合,将各高阶模式信号解耦为多路单模信号,经过解耦的单模信号经过 10 km SMF 传输后到达接收端,对应于 FTN-MDM-PON 中的用户侧 (ONUs)。

FTN-MDM-PON 中的传输信道包含两部分传输链路^[27],一部分是在局端光线路终端 (OLT) 到小区之间的 FMF 传输,另一部分是在模式解复用器输出到用户侧光网络单元 (ONUs) 之间的 SMF 传输。PON 传输距离一般在 20~60 km 范围内^[28-29],并且在 MDM-PON 的研究中使用的 FMF 长度一般在 10 km 以内^[30]。为与当前 PON 在小区实际部署场景中光纤链路距离的设定相符,采用 5 km 的 FMF 和 10 km 的 SMF 共同组成传输链路。OLT 到小区之间采用 5 km 的 FMF,4 路信号由模分复用器复用后合并至 FMF 中进行传输,经模分解复用器解复用后的 4 路信号由 10 km SMF 输出到 ONUs。仿真系统中使用的 FMF 相关参数设定如表 1 所示。

表 1 仿真系统使用的 FMF 相关参数
Table 1 Parameters of FMF used in the simulation system

Parameter	Content
Transversal index profile	StepIndex
Core refractive index	1.46
Index contrast	0.008
Effective index ($LP_{01}, LP_{11}, LP_{21}, LP_{02}, LP_{31}, LP_{12}$)	1.458, 1.456, 1.453, 1.452, 1.451, 1.449
Attenuation / ($dB \cdot km^{-1}$)	0.25
Chromatic dispersion / ($ps \cdot nm^{-1} \cdot km^{-1}$) ($LP_{01}, LP_{11}, LP_{21}, LP_{02}, LP_{31}, LP_{12}$)	25, 28, 29, 25, 23, -48

接收端采用接收带宽为 37.5 GHz 的相干接收机对各路信号进行接收,采用中心波长为 1550 nm、线宽为 100 kHz 的 DFB 激光器作为本振,本振光功率设置为 5 dBm。采用 MATLAB 对经过相干接收后得到的接收电信号进行离线 DSP 处理。对于接收信号,首先进行重采样将其调整到 4 倍采样率,将重采样后的信号发送到与发送端脉冲成形滤波器对应的匹配滤波器;然后,利用帧头中的同步头序列进行帧同步,提取接收帧帧头中的时分训练序列(用于 MDM 信道参数估计);接着,去除接收帧数据部分的保护间隔,进行与发送端预编码对应的解码计算;最后,对解码后的接收信号进行相位恢复、解调并计算误码率。

接收端使用接收灵敏度高的相干接收方式,通过接收端光衰减器将接收光功率设置在 -42 dBm 到 -26 dBm 范围内,对提出的基于矩阵编码预分解和基于 MIMO 预均衡的联合损伤方法进行性能分析。本文采用 7% HD-FEC 的误码率门限 (3.8×10^{-3}) 作为标准,比较三种矩阵分解预编码方式结合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法的误码率性能。图 7 和图 8 分别表示 FTN-MDM-PON 系统中各模式信号在时域压缩因子为 0.8 和 0.9 时仅采用 MIMO 预均衡器(不采用预编码)的损伤补偿方法以及分别采用三种预编码方法结合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法的误码率(BER)相对于接收光功率的曲线。

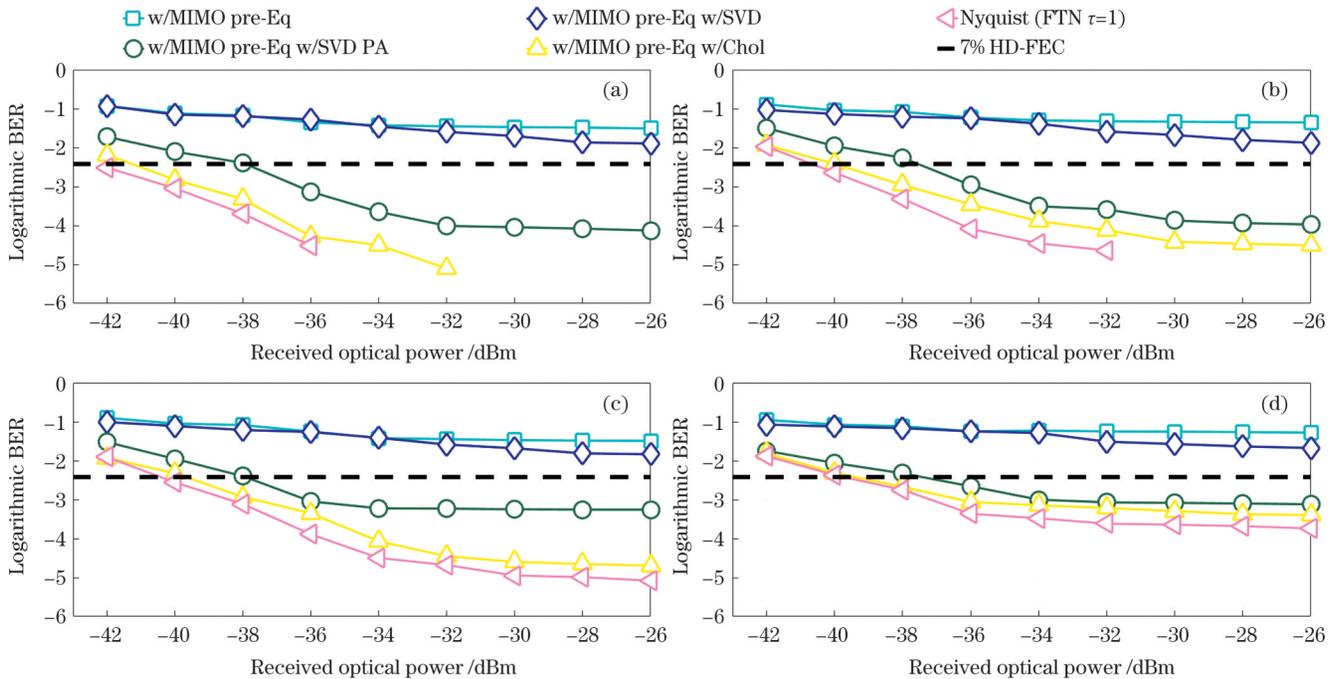


图 7 $\tau=0.8$ 情况下基于联合损伤补偿方法使用三种预编码方式前后误码率相对于接收光功率的曲线。(a) LP_{01} 模式; (b) LP_{11} 模式; (c) LP_{21} 模式; (d) LP_{31} 模式

Fig. 7 BER versus received optical power before and after using three types of precoding methods based on joint damage compensation method in the case of $\tau=0.8$. (a) LP_{01} mode; (b) LP_{11} mode; (c) LP_{21} mode; (d) LP_{31} mode

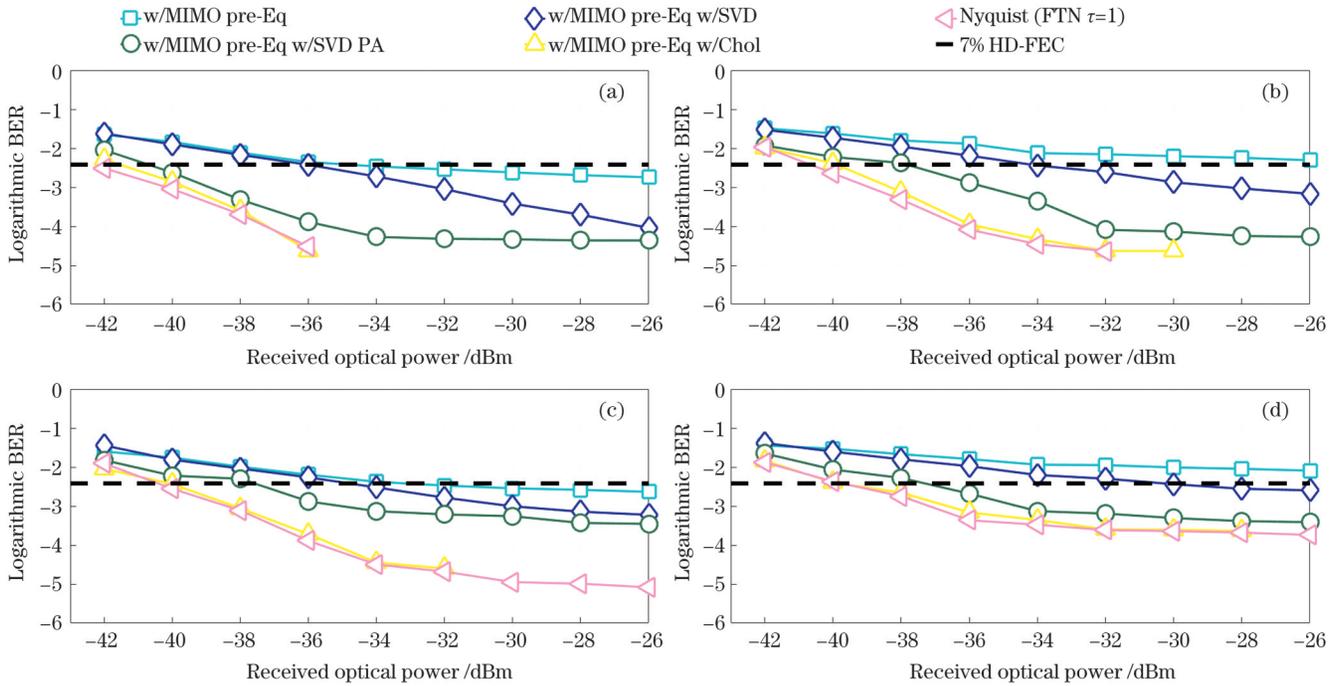


图 8 $\tau=0.9$ 情况下基于联合损伤补偿方法使用三种预编码方式前后误码率相对于接收光功率的曲线。(a) LP_{01} 模式; (b) LP_{11} 模式; (c) LP_{21} 模式; (d) LP_{31} 模式

Fig. 8 BER versus received optical power before and after using three types of precoding methods based on joint damage compensation method in the case of $\tau=0.9$. (a) LP_{01} mode; (b) LP_{11} mode; (c) LP_{21} mode; (d) LP_{31} mode

结果表明:随着时域压缩因子减小,仅采用 MIMO 预均衡器进行损伤补偿时系统无法达到误码率门限;而采用联合损伤补偿方法后,三种预编码方式结合 MIMO 预均衡器相比仅采用 MIMO 预均衡技术误码率均有所降低。由于 SVD 预编码能量分配不均,在时域压缩因子 $\tau=0.8$ 时,采用 SVD 预编码结合 MIMO 预均衡器进行联合损伤补偿后,各模式信号无法达到误码率门限,仅在 $\tau=0.9$ 且接收光功率大于 -30 dBm 时各模式信号的误码率低于判决门限值。

在三种联合损伤补偿方法中,采用 Chol 预编码和 SVD PA 预编码联合 MIMO 预均衡器的方法实现了较好的改善效果。在时域压缩因子为 0.8 和 0.9 的情况下,采用 SVD PA 预编码联合 MIMO 预均衡器进行联合损伤补偿时,4 个模式信号在接收光功率大于 -36 dBm 时能够达到 7% HD-FEC 判决门限。采用 Chol 预编码结合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法进行联合损伤补偿时,在 $\tau=0.8$ 下,4 个模式信号的接收灵敏度相比采用 SVD PA 预编码结合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法分别提高了 3.0 dB、2.4 dB、2.0 dB、1.3 dB,在 $\tau=0.9$ 下分别提高了 1.1 dB、2.1 dB、2.5 dB、2.1 dB。

随着时域压缩因子减小,FTN 信号中相邻码元的间隔经过时域压缩后更加紧密,码间串扰更加严重。为了探究不同时域压缩因子下 SVD PA 预编码、Chol 预编码结合 MIMO 预均衡的联合损伤补偿方法的表

现,在 FTN-MDM-PON 系统中分别生成时域压缩因子为 0.3~0.9 的 4 种 LP 模式的 25 Gbaud QPSK FTN 信号,并将接收光功率范围设置为 -34 dBm~ -20 dBm,仿真结果如图 9 和图 10 所示。

由图 9 所示的仿真结果可知:当时域压缩因子较小时(如 $\tau=0.3$ 和 $\tau=0.4$),相邻码元间隔经压缩后出现了较为严重的码间串扰,各模式信号采用 SVD PA 预编码结合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿法补偿后,误码率仍然无法达到 7% HD-FEC 门限;当时域压缩因子 $\tau \geq 0.6$ 时,SVD PA 预编码结合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法能够有效地将各模式信号的误码率降低至 7% HD-FEC 门限以下。图 10 为传输不同压缩因子的 FTN 信号时 Chol 预编码结合 MIMO 预均衡器的联合方法对系统误码率的影响。相比于 SVD PA 预编码结合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法,Chol 预编码结合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法可以有效降低各模式信号的误码率,当 $\tau \geq 0.5$ 且接收光功率大于 -34 dBm 时,各模式信号的误码率均低于 7% HD-FEC 门限,其中 LP_{01} 模式信号在接收光功率大于 -26 dBm 时可以实现无误码接收。此外,其余 LP 模式的 FTN 信号在时域压缩因子 $\tau \geq 0.6$ 且接收光功率大于 -24 dBm 时均可实现无误码接收。由此可见,本文提出的联合损伤补偿方法能够有效抑制 FTN-MDM-PON 系统中存在的 MDM 信道损伤和 FTN 传输损伤。

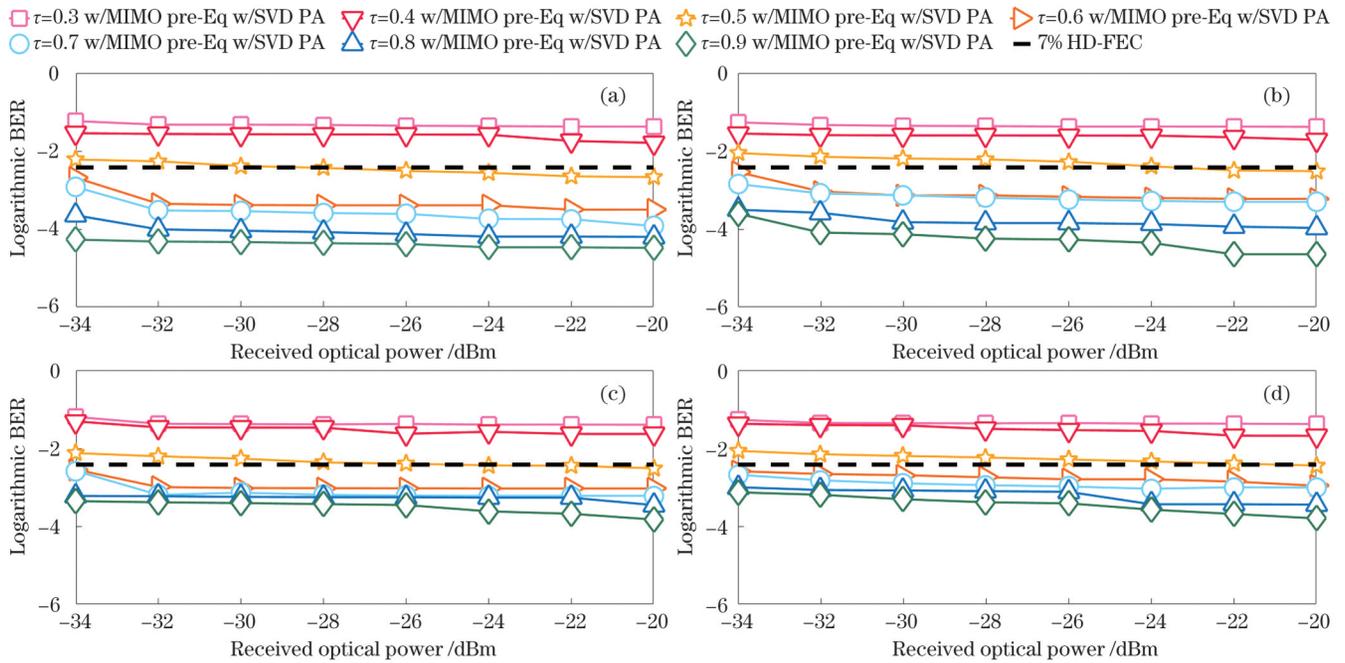


图 9 不同时域压缩因子下基于 SVD PA 预编码结合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法的误码率相对于接收光功率的曲线。

(a)LP₀₁模式;(b)LP₁₁模式;(c)LP₂₁模式;(d)LP₃₁模式

Fig. 9 BER versus received optical power for joint damage compensation method based on SVD PA precoding and MIMO pre-equalizer under different time-domain compression factors. (a) LP₀₁ mode; (b) LP₁₁ mode; (c) LP₂₁ mode; (d) LP₃₁ mode

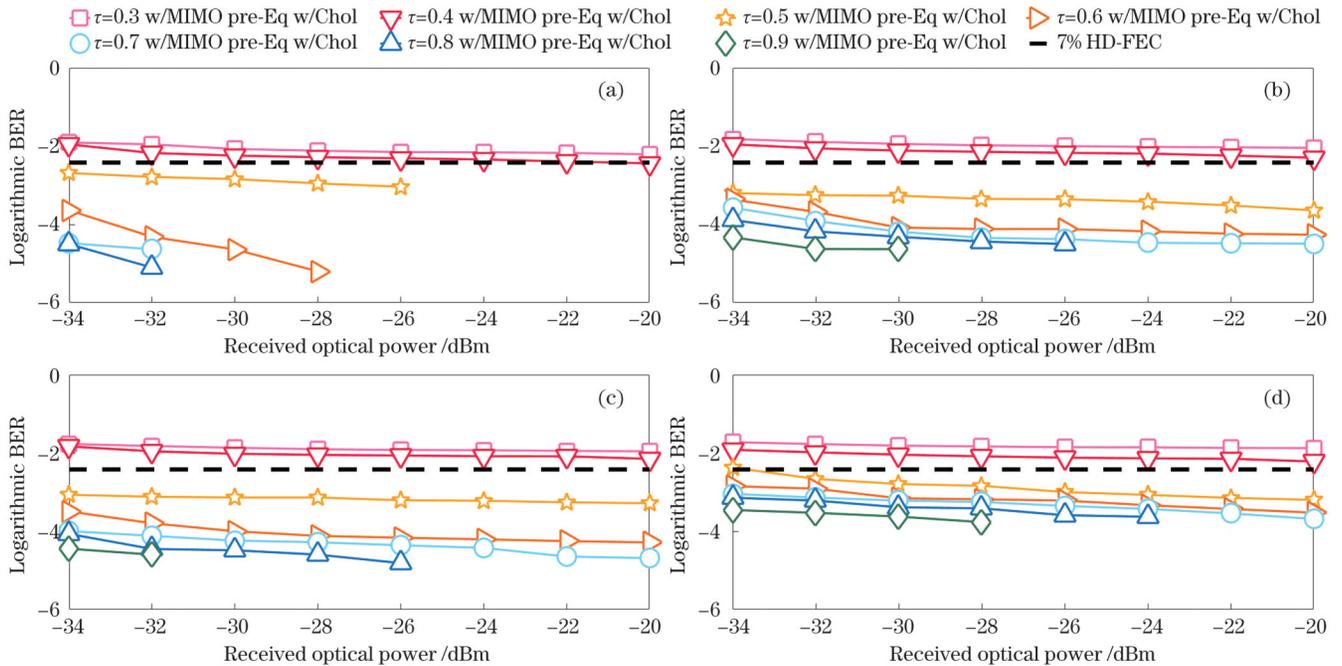


图 10 不同时域压缩因子下基于 Chol 预编码结合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法的误码率相对于接收光功率的曲线。

(a)LP₀₁模式;(b)LP₁₁模式;(c)LP₂₁模式;(d)LP₃₁模式

Fig. 10 BER versus received optical power for joint damage compensation method based on Chol precoding and MIMO pre-equalizer under different time-domain compression factors. (a) LP₀₁ mode; (b) LP₁₁ mode; (c) LP₂₁ mode; (d) LP₃₁ mode

4 结 论

本文针对 FTN-MDM-PON 系统的 MDM 信道损伤与 FTN 传输损伤进行了理论分析,提出了基于矩阵分解预编码结合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法,并搭建了 FTN-MDM-PON 下行链路仿真系统对

该方法进行有效性验证。结果表明,当时域压缩因子为 0.8、0.9 时,4 个 LP 模式(LP₀₁、LP₁₁、LP₂₁、LP₃₁)的 25 Gbaud QPSK FTN 信号经过 5 km FMF 传输后采用 SVD PA 预编码、Chol 预编码联合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法进行损伤补偿,误码率相比于仅采用 MIMO 预均衡进行损伤补偿后的误码率显著降

低。采用 SVD PA 预编码联合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法对各模式信号进行损伤补偿后,各模式信号的误码率在接收光功率大于 -36 dBm 时均低于 7% HD-FEC 门限;采用 Chol 预编码联合 MIMO 预均衡器的联合损伤补偿方法对各模式信号进行损伤补偿后,各模式信号的误码率在接收光功率大于 -39 dBm 时均低于 7% HD-FEC 门限。

综上所述,本文所提方法可为 FTN-MDM-PON 系统提供技术支撑。然而,本文主要采用软件仿真的方式进行了算法研究和验证,仍需要进一步基于 PON 实际部署场景搭建实物实验平台进行方法的有效性验证,这将在接下来的研究工作中实现。

参 考 文 献

- [1] Simon G, Saliou F, Chanclou P, et al. 50 Gb/s TDM PON digital signal processing challenges: mining current G-PON field data to assist higher speed PON[C]//2020 European Conference on Optical Communications (ECOC), December 6-10, 2020, Brussels, Belgium. New York: IEEE Press, 2021.
- [2] Feituri A B, Abdullah M F L, Swedan A A, et al. Optimization of basic 25 Gb/s TDM-PON for new era application[C]//2022 IEEE 2nd International Maghreb Meeting of the Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (MI-STA), May 23-25, 2022, Sabratha, Libya. New York: IEEE Press, 2022: 586-589.
- [3] 刘丰年, 翁艳彬, 刘志, 等. 基于模分与波分混合复用的直接检测光纤传输系统研究[J]. 光通信技术, 2022, 46(5): 64-69.
Liu F N, Weng Y B, Liu Z, et al. Research on direct detection fiber transmission system based on hybrid multiplexing of mode division and wavelength division[J]. Optical Communication Technology, 2022, 46(5): 64-69.
- [4] Lai D N, Zhu Y Q, Chen X, et al. Comparison of enhanced DD-LMS and MCMA in PDM-PAM4 PON utilizing heterodyne coherent detection[C]//2022 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), August 11-13, 2022, Sanshui, Foshan, China. New York: IEEE Press, 2022: 616-620.
- [5] 欧阳远江, 张倩武, 黄焯恬, 等. 基于 MIMO 预均衡的模分复用无源光网络模式间串扰的消除方法[J]. 中国激光, 2023, 50(6): 0606002.
Ouyang Y J, Zhang Q W, Huang Y T, et al. MIMO pre-equalization based mode crosstalk mitigation method in mode division multiplexing passive optical network[J]. Chinese Journal of Lasers, 2023, 50(6): 0606002.
- [6] 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.
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.
- [7] Caglan A, Cicek A, Cavus E, et al. Polar coded faster-than-Nyquist (FTN) signaling with symbol-by-symbol detection[C]//2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), May 25-28, 2020, Seoul, Republic of Korea. New York: IEEE Press, 2020.
- [8] Sharma A, Kaur S, Nair N, et al. Investigation of WDM-MDM PON employing different modulation formats[J]. Optik, 2022, 257: 168855.
- [9] 陈嘉轲, 胡贵军, 韩悦羽. 基于光子灯笼的 3×3 模分复用通信实验系统[J]. 中国激光, 2017, 44(11): 1106009.
Chen J K, Hu G J, Han Y Y. Communication experimental system with 3×3 mode division multiplexing based on photonic lantern[J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(11): 1106009.
- [10] Ibrahim A, Bedeer E, Yanikomeroğlu H. A novel low complexity faster-than-Nyquist (FTN) signaling detector for ultra high-order QAM[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2021, 2: 2566-2580.
- [11] Tong M F, Huang X J, Zhang J A. Frame-based decision directed successive interference cancellation for FTN signaling[C]//2022 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), December 4-8, 2022, Rio de Janeiro, Brazil. New York: IEEE Press, 2023: 1670-1674.
- [12] Cui J, Gao Y Y, Yang Y, et al. Design of a highly mode-selective photonic lantern for IM/DD MDM transmission[J]. Optics Communications, 2023, 541: 129550.
- [13] Ge D W, Gao Y Y, Yang Y, et al. A 6-LP-mode ultralow-modal-crosstalk double-ring-core FMF for weakly-coupled MDM transmission[J]. Optics Communications, 2019, 451: 97-103.
- [14] Lee D, Shibahara K, Kobayashi T, et al. A sparsity managed adaptive MIMO equalization for few-mode fiber transmission with various differential mode delays[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 34(8): 1754-1761.
- [15] Zhou J H, Zheng G Z, Wu J J, et al. An equalization initialization procedure for MDM systems based on orthogonal matching pursuit[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017, 29(21): 1868-1871.
- [16] Che H, Bai Y. M-BCJR algorithm with channel shortening based on ungerboeck observation model for faster-than-Nyquist signaling[J]. China Communications, 2021, 18(4): 88-98.
- [17] Liang X H, Liu A J, Wang K, et al. Symbol-by-symbol detection for faster-than-Nyquist signaling aided with frequency-domain precoding[C]//2016 6th International Conference on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC), June 17-19, 2016, Beijing, China. New York: IEEE Press, 2016: 14-17.
- [18] Wen S, Liu G H, Liu C X, et al. Joint precoding and pre-equalization for faster-than-Nyquist transmission over multipath fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(4): 3948-3963.
- [19] Arbi T, Geller B. Hybrid turbo equalization for faster-than-Nyquist underwater communication systems[C]//OCEANS 2021: San Diego - Porto, September 20-23, 2021, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2022.
- [20] Yuan W J, Wu N, Wang H, et al. Variational inference-based frequency-domain equalization for faster-than-Nyquist signaling in doubly selective channels[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2016, 23(9): 1270-1274.
- [21] Li S Y, Bai B M, Zhou J, et al. Reduced-complexity equalization for faster-than-Nyquist signaling: new methods based on ungerboeck observation model[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(3): 1190-1204.
- [22] Tabares J A, Ghasemi S, Velásquez J C, et al. Coherent ultradense WDM-PON enabled by complexity-reduced digital transceivers[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(6): 1305-1313.
- [23] Teixeira A, Lavery D, Ciaramella E, et al. DSP enabled optical detection techniques for PON[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(3): 684-695.
- [24] Jana M, Lampe L, Mitra J. Precoded time-frequency-packed multicarrier faster-than-Nyquist transmission[C]//2019 IEEE 20th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), July 2-5, 2019, Cannes, France. New York: IEEE Press, 2019.
- [25] Wang H, Liu A J, Liang X H, et al. Linear precoding for faster-than-Nyquist signaling[C]//2017 3rd IEEE International Conference on Computer and Communications (ICCC), December 13-16, 2017, Chengdu, China. New York: IEEE Press, 2018: 52-56.
- [26] Li J H, Hu T, Ren F, et al. Hybrid passive optical network enabled by mode-division-multiplexing[C]//2015 14th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON), July 3-5, 2015, Nanjing. New York: IEEE Press, 2015.
- [27] Zhang K W, Li J H, Zhu J L, et al. A coexistence scheme for different kinds of PONs based on weakly-coupled MDM-PON[C]//

- 2018 23rd Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), July 2-6, 2018, Jeju, Republic of Korea. New York: IEEE Press, 2019.
- [28] Hu T, Li J H, Zhang Y C, et al. Wavelength-insensitive weakly coupled FMFs and components for the MDM-GPON[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2018, 30(14): 1277-1280.
- [29] Yang M, Wang L L, Wang H Y, et al. MDM transmission of 3-D CAP over 4.1-km ring-core fiber in passive optical networks[C]// 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), June 6-10, 2021, San Francisco, CA, USA. New York: IEEE Press, 2021.
- [30] Ren F, Li J H, Hu T, et al. Experimental demonstration of 3-mode MDM-PON transmission over 7.4-km low-mode-crosstalk FMF[C]//2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 20-24, 2016, Anaheim, CA, USA. New York: IEEE Press, 2016.

Faster-than-Nyquist Mode Division Multiplexing Passive Optical Network Based on Joint Damage Compensation Method

Zhang Qianwu*, Zhan Shucheng, Liu Boyang, Chen Guanwen, Li Zhiyu, Ouyang Yuanjiang, Cao Bingyao, Li Zhengxuan, Wu Yating

Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Joint International Research Laboratory of Specialty Fiber Optics and Advanced Communication, School of Communication and Information Engineering, Shanghai University, Shanghai 200444, China

Abstract

Objective The explosive development of virtual reality applications, ultra-high-definition videos, and intelligent internet of things (IoT) devices has brought new challenges to existing fiber access network solutions. As the main scheme of optical access networks, widely deployed passive optical networks based on time division multiplexing (TDM), wavelength division multiplexing (WDM), and polarization multiplexing (PDM) are currently limited by the communication capacity of single-mode fibers (SMFs) and the signal orthogonality of the traditional Nyquist transmission mode. To further improve system capacity and spectral efficiency, we proposed a faster-than-Nyquist mode-division multiplexing passive optical network (FTN-MDM-PON) that combines mode-division multiplexing (MDM) and faster-than-Nyquist (FTN) transmission technologies. However, PON based on the MDM channel and FTN transmission mode exhibits mode crosstalk caused by low-mode fiber transmission and intersymbol interference (ISI) caused by FTN transmission. Because the FTN-MDM-PON divides users by mode, the mode crosstalk in the low-mode fiber (FMF) causes the user signals loaded on different modes to interfere with each other. The ISI introduced by the FTN transmission causes adjacent symbols influence each other at the sampling decision time. To mitigate the two types of impairments in FTN-MDM-PONs, we proposed a joint damage compensation method based on matrix decomposition precoding and MIMO pre-equalization and built a simulation system in the VPI Transmission Maker for verification.

Methods Because the PON downlink is a point-to-multipoint structure, it is impossible to simultaneously receive and eliminate mode crosstalk for all modes on the receivers of user-side optical network units (ONUs). In addition, the ISI introduced by FTN transmission technology is determined by the rolling-down factor of the pulse-forming filter and the time-domain compression factor, which is determined at the end of the transmitter. Therefore, we propose a joint damage compensation method based on matrix-decomposition precoding and MIMO pre-equalization. For matrix decomposition precoding techniques, we used singular value decomposition (SVD) precoding, singular value decomposition with power allocation (SVD PA) precoding, and Cholesky decomposition (Chol) precoding and combine them with the MIMO pre-equalizer. The matrix decomposition precoding technique can obtain the precoding matrix for the sending signal and the decoding matrix for the receiving signal through the matrix decomposition of the interference matrix to realize the diagonalization of the interference matrix to eliminate the ISI. After adding the frame header, the transmission symbol sequence was precoded using the matrix decomposition precoding method, and then transmitted by the FMF. We inserted a time-division training sequence into the frame header to obtain the channel-impulse response of the downlink. The time-division training sequence was divided into multiple time slots of the same number as the mode; each time slot corresponds to only one mode and contains the corresponding time-slot training symbol sequence. After separating the time-division training sequence of different user data frame headers at the receiver end, we adopted a training sequence-based least mean square (LMS) adaptive algorithm for channel estimation. The channel estimate was fed back to the transmitter for MIMO pre-equalization. The transmitter-side MIMO equalizer used in this study had a linear structure and used the feedback channel impulse response to calculate the tap coefficients based on the zero-forcing (ZF) criterion.

Results and Discussions Based on the FTN-MDM-PON simulation system, we analyzed the performance of three combined damage compensation methods using different matrix decomposition precoding methods and a MIMO pre-equalizer. The curves of bit error rate relative to the received optical power when the time-domain compression factors of the mode signals were 0.8 and 0.9 are shown in (Figs. 7 and 8). Simulation results show that in the FTN-MDM-PON system with four linear polarization (LP) modes, FTN

signals with time-domain compression factors of 0.8 and 0.9 are transmitted through 5 km low-mode fiber (FMF), and the received optical power ranges from -40 dBm to -26 dBm. The combined damage compensation method of SVD PA precoding or Chol precoding combined with MIMO pre-equalizer reduces the bit error rate of each mode (LP_{01} , LP_{11} , LP_{21} , LP_{31}) below the 7% hard decision forward error correction (HD-FEC) threshold of 3.8×10^{-3} . Among the three combined damage compensation methods, Chol precoding and SVD-PA precoding combined with a MIMO pre-equalizer exhibit better improvement effects than SVD precoding combined with a MIMO pre-equalizer. When SVD PA precoding combined MIMO pre-equalizer is used for joint damage compensation, the four LP mode signals reach 7% HD-FEC decision threshold when the received optical power is greater than -36 dBm. The combined damage compensation method of Chol precoding combined with MIMO pre-equalizer, compared with the SVD PA precoding combined with MIMO pre-equalizer, when the time domain compression factor is 0.8, the sensitivity of the four mode signals increase by 3.0 dB, 2.4 dB, 2.0 dB, and 1.3 dB. When the time domain compression factor is 0.9, the increases are 1.1 dB, 2.1 dB, 2.5 dB, and 2.1 dB. With a decrease in the time-domain compression factor, the interval between adjacent symbols in the FTN signal becomes narrower after time-domain compression, and the intersymbol crosstalk becomes more severe. When the time domain compression factor of each mode signal ranges 0.3 to 0.9, the relationship curve between bit error rate and received optical power is shown in (Figs. 9 and 10). The results show that when the received optical power is greater than -34 dBm and the time-domain compression factor of FTN signal is ≥ 0.6 , the combined damage compensation method based on SVD PA precoding and Chol precoding combined with MIMO pre-equalizer effectively reduce the bit error rate, and the bit error rate of FTN signal in four LP modes is below the threshold. The abovementioned results show that the combined damage compensation method can effectively compensate for MDM channel damage and FTN transmission damage in the FTN-MDM-PON system, and the combined damage compensation method with Chol precoding and MIMO pre-equalizer exhibits the best performance among the three precoding methods.

Conclusions We proposed a joint damage compensation method based on matrix decomposition precoding combined with a MIMO pre-equalizer and built an FTN-MDM-PON downlink simulation system to verify the performance of this method in reducing the bit error rate of the system. We used SVD precoding, SVD PA precoding, Chol precoding, and a MIMO pre-equalizer to explore the performance of the three combined damage compensation methods in reducing the bit error rate. Moreover, the bit error rate performance of the FTN-MDM-PON using the joint compensation method was compared with that of the MDM-PON using MIMO pre-equalization only. Results show when using 4 LP modes (LP_{01} , LP_{11} , LP_{21} , LP_{31}) for 4×25 Gbaud FTN QPSK signal transmission, when the time domain compression factor is 0.8, by using the combined damage compensation method of SVD PA precoding and Chol precoding combined with MIMO pre-equalizer, the optical power of four LP mode signals only requires -36 dBm and -39 dBm, respectively, to reach 7% HD-FEC. When the time-domain compression factor is 0.9, the bit error rate performance of the combined damage compensation method using Chol precoding and the MIMO pre-equalizer is close to that of the MDM-PON system using MIMO pre-equalization only. The abovementioned results show that the proposed combined damage compensation method can effectively mitigate mode crosstalk and ISI in FTN-MDM-PON systems.

Key words optical communications; passive optical network; mode division multiplexing; multiple-input multiple-output; faster-than-Nyquist; precoding; pre-equalization