

基于时频域联合数据辅助 MIMO 均衡算法的多维度 复用千公里级相干传输系统

刘 博^{1,2,3}, 王 晨², 谭宇璇², 王凯辉², 丁俊杰², 朱博文², 田 凤¹, 沈 磊⁴, 张 磊⁴,
王瑞春⁴, 闫长鹏⁴, 陈伟章⁵, 叶 兵⁵, 任建新³, 李 凡⁶, 邓 磊⁷, 李建平⁸, 秦玉文⁸,
李朝晖⁶, 忻向军¹, 余建军^{2*}

(1. 北京邮电大学, 北京 100876; 2. 复旦大学信息科学与工程学院, 上海 200433; 3. 南京信息工程大学, 江苏南京 210044;
4. 长飞光纤光缆股份有限公司, 湖北武汉 430073; 5. 中兴通讯, 北京 100971; 6. 中山大学, 广东广州 510275;
7. 华中科技大学, 湖北武汉 430074; 8. 广东工业大学, 广东广州 510006)

摘 要: 基于少模光纤的模式复用系统利用单根纤芯中的正交模式实现各独立信道的并行传输, 能够有效提升系统容量, 解决单模光纤系统的容量危机. 本文联合使用模式复用、波分复用与偏振复用技术, 基于六模渐变型光纤实现了 80 个波长通道下 32 Gbaud 四模双偏振 16 阶正交振幅调制信号的 1 000 km 相干传输, 并在接收端使用时频域联合数据辅助 8×8 多输入多输出最小均方算法, 以补偿由光纤传输导致的模式耦合及模间色散等线性损伤. 与传统的纯时域或纯频域多输入输出最小均方均衡算法相比, 该算法分别实现了 57.1% 的收敛速度提升与 25.1% 的收敛误差下降. 经过 1 000 km 少模光纤传输后, 80 通道每个模式及偏振态的误码率均低于开销为 20% 的软判决前向纠错编码阈值 2.4×10^{-2} , 系统净速率达 68.2 Tbit/s.

关键词: 相干光传输系统; 多维度复用技术; 数据辅助均衡; 多输入多输出数据均衡; 时频域联合处理技术

基金项目: 国家重点研发计划 (No. 2018YFB1800905); 国家自然科学基金 (No. 61935005, No. 61720106015, No. 61835002, No. 62127802)

中图分类号: TN929.11

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)05-1553-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20221393

Multidimensional Multiplexed Coherent Transmission System Based on Joint Time-Frequency Domain Data-Assisted MIMO Equalization

LIU Bo^{1,2,3}, WANG Chen², TAN Yu-xuan², WANG Kai-hui², DING Jun-jie², ZHU Bo-wen², TIAN Feng¹,
SHEN Lei⁴, ZHANG Lei⁴, WANG Rui-chun⁴, YAN Chang-kun⁴, CHEN Wei-zhang⁵, YE Bing⁵,
REN Jian-xin³, LI Fan⁶, DENG Lei⁷, LI Jian-ping⁸, QIN Yu-wen⁸, LI Chao-hui⁶,
XIN Xiang-jun¹, YU Jian-jun^{2*}

(1. Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China; 2. School of Information Science and Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China; 3. Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210044, China;
4. Changfei Fiber Optic Cable Co., Ltd., Wuhan, Hubei 430073, China; 5. ZTE Communications, Beijing 100971, China;
6. Sun Yat-sen University, Guangzhou, Guangdong 510275, China; 7. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, Hubei 430074, China; 8. Guangdong University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510006, China)

Abstract: The mode division multiplexing (MDM) system based on the few mode fiber (FMF) can realize the parallel transmission of different independent channels by using the orthogonal modes in a single fiber core, which can effectively improve the system capacity and solve the “capacity crunch” of the single mode fiber (SMF) system. In this paper, we realize the transmission of the 32 Gbaud four-mode dual-polarization 16-ary quadrature amplitude modulation (16QAM) sig-

nals in 80 wavelength channels over 1000 km six-mode graded-index fiber by using jointly the MDM, wavelength division multiplexing (WDM) and polarization division multiplexing (PDM) techniques. In addition, we use the hybrid time-frequency domain data-assisted 8×8 multiple-input multiple-output (MIMO) least mean square (LMS) equalization at the receiver to compensate for the linear damages such as the mode coupling (MC) and differential mode group delay (DMGD) caused by the fiber transmission. Compared with the commonly used time-domain or frequency-domain MIMO-LMS equalization, the joint use of time and frequency domain can realize 57.1% improvement in convergence speed and 25.1% reduction in convergence error. After 1 000 km delivery of FMF, the bit error ratio (BER) of each mode and polarization state of all the 80 channels is lower than the 20% soft-decision forward error correction (SD-FEC) threshold of 2.4×10^{-2} , and the net transmission rate is up to 68.2 Tbit/s.

Key words: coherent optical transmission system; multidimensional multiplexed technique; data-assisted equalization; multiple-input multiple-output equalization; hybrid time-frequency domain processing technique

Foundation Item(s): National Key Research and Development Program of China (No.2018YFB1800905); National Natural Science Foundation of China (No.61935005, No.61720106015, No.61835002, No.62127802)

1 引言

新兴数据密集型业务如物联网、大数据、云计算等的蓬勃发展在为人们的日常生活带来极大便利的同时,也对通信网络的容量和速度提出了更高的要求.以硅基单模光纤(Single-Mode Fiber, SMF)为核心的光通信网络的信息传输能力在过去的几十年中实现了指数级增长^[1],但由于单模光纤的克尔非线性效应导致的信号质量下降,将SMF所能传输的最大信息容量限制在了大约100 Tbit/s^[2].空分复用(Space Division Multiplexing, SDM)技术利用单根光纤中的多条并行通道实现同一波长下多个数据信道的独立传输,能够有效扩大单根光纤的传输容量,解决单模光纤系统的容量危机.目前已有如少模光纤(Few-Mode Fiber, FMF)、多模光纤(Multi-Mode Fiber, MMF)、多芯光纤(Multi-Core Fiber, MCF)等多种光纤被提出用于支持SDM技术^[3].

模式复用(Mode Division Multiplexing, MDM)技术是SDM技术的一种,在MDM系统中,每个数据信道被调制到不同的偏振模式上,利用模式间的正交性实现不同数据信道间的独立传输,从而实现了系统传输容量的成倍提升.由于FMF结构与制备工艺较简单,适宜长距离传输,且具有较高的非线性容限^[4],基于FMF的模式复用传输系统已被广泛地研究^[5-11].2011年,Ryf与Randel等人^[5,6]基于三模光纤并结合MDM与偏振复用(Polarization Division Multiplexing, PDM)技术,实现了28 Gbit/s及5 Gbit/s三模式双偏振正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)信号在单一波长上的6通道独立传输,传输距离分别为10 km及33 km,并于次年利用低色散少模光纤将传输距离进一步提升,实现了40 Gbit/s QPSK信号通过96 km距离的传输^[7];2016年,Esmaelpour等人^[8]使用双向分布式拉曼放大技术实现了三模式双偏振QPSK信号通过1 050 km三模光纤的传输,由于波分复用(Wavelength Division Multiplexing, WDM)技术的引进,系统净速率达到了

18 Tbit/s;2018年,Weerdenburg等人^[9]基于渐变折射率六模少模光纤,实现了120个波长通道下六模式偏振复用16阶正交振幅调制(16-ary Quadrature Amplitude Modulation, 16QAM)信号的传输,传输距离为590 km,净速率达到了138 Tbit/s;同年,Rademacher^[10,11]等人成功实现了C+L波段159 Tbit/s数据通过1 045 km渐变折射率三模光纤的传输,其容量距离积高达166 (km·Pbit)/s,证明了利用少模光纤实现高速率与长距离传输的可行性.

由于在模式复用系统中,多个不同模式基于单根光纤同时进行传输,因此会存在一些在单模光纤系统中不会出现的损伤和干扰.例如,由于实际光纤中存在直径波动、微弯、折射率分布偏差等缺陷或受外界机械应力施加,使得理论上正交传输的不同模式之间会发生光功率的交换,即会产生由模式耦合(Mode Coupling, MC)导致的符号串扰^[12,13];另外,由于各模式群速度不同而引起的差分模群时延(Differential Mode Group Delay, DMGD)会导致脉冲的展宽,因此由少模光纤的模间色散导致的符号间干扰也不可避免.这些模式间的线性损伤可以使用多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)均衡算法来解决^[14-20],最小均方(Least Mean Square, LMS)算法是其中最具吸引力的方法.MIMO-LMS算法可在时域或频域实现,与时域方法相比,频域MIMO-LMS算法具有更高的硬件效率^[19],特别是在DMGD较大时,频域LMS复杂度远低于时域LMS.但是,虽然频域LMS具有计算复杂度低等优势,但是其训练至抽头系数收敛后的均衡性能往往略逊于时域LMS^[20].因此,本文创新性地提出了时频域联合数据辅助MIMO-LMS算法,利用频域LMS快速收敛和计算复杂度低的优势进行数据初步解复用的同时,借助时域LMS进一步缩小稳态收敛误差,实现两种算法优势互补.

在本文中,搭建了基于少模光纤的多维复用千公

里级相干传输系统,实现了波特率为 32 Gbaud 的偏振复用 16QAM 信号长达 1 000 km 的传输. 系统采用低损耗、低色散的六模渐变型光纤,联合使用 MDM、WDM 与 PDM 等多维度复用技术,在 80 个波长通道上实现了 LP_{11a} 、 LP_{11b} 、 LP_{21a} 、 LP_{21b} 4 个模式,连同每个模式的两个偏振态的 8 个通道的独立传输,并在接收端创新性地使用了时频域联合数据辅助 8×8 MIMO-LMS 均衡算法进行动态均衡处理. 相较于纯时域 LMS 均衡算法与纯频域 LMS 均衡算法,时频域联合数据辅助 8×8 MIMO-LMS 均衡算法在相同数据集提升了 57.1% 的收敛速度与 25.1% 的收敛误差. 经过 1 000 km 少模光纤传输后,每个波长通道上每个模式及偏振态的误码率均低于开销为 20% 的软判决前向纠错(Soft-Decision Forward Error Correction, SD-FEC) 编码阈值 2.4×10^{-2} ,总净速率达 68.2 Tbit/s.

2 实验装置

实验所使用的光纤为由长飞设计的六模渐变型光纤,其渐变折射率曲线与横截面结构如图 1 所示. 该光纤预制棒由等离子化学气相沉积(Plasma Chemical Vapor Deposition, PCVD)技术制作得到,通过对剖面、掺杂元素、温度等因素的优化设计与精确控制降低光纤损耗及 DMGD;另外,下陷层的引入进一步降低了弯曲损耗. 该光纤支持线性偏振(Linear Polarized, LP)模式 LP_{01} 、 LP_{11a} 、 LP_{11b} 、 LP_{21a} 、 LP_{21b} 与 LP_{02} 六个模式的传输,其中, LP_{11a} 、 LP_{11b} 与 LP_{21a} 、 LP_{21b} 分别为双重简并模式 LP_{11} 与 LP_{21} 的两个正交线性偏振态. 在实际实验中,考虑到简并模式组在传输时不会受到 DGMD 的影响,本文选择 LP_{11a} 、 LP_{11b} 、 LP_{21a} 、 LP_{21b} 4 个模式,连同每个模式的两个偏振态,即在每个波长通道下的 8 个通道进行数据的独立传输. 经测量得到,在 1 550 nm 波长下,该光纤对于 LP_{11} 及 LP_{21} 模式的功率衰减系数分别为 0.202 dB/km 及 0.207 dB/km,接近标准单模光纤损耗极限;两个模式的有效面积分别为 $121 \mu\text{m}^2$ 与 $159 \mu\text{m}^2$,有利于提高光纤的非线性效应容限及功率阈值;两模式的色散系数分别为 $21.01 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ 与 $19.5 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$.

基于单芯少模光纤的多维复用相干传输系统实验装置图如图 2 所示. 在发送端,使用工作波长在 1 530.33~1 561.83 nm 范围内的 80 个线宽小于 100 kHz 的波长可调外腔激光器(External Cavity Laser, ECL)生成 80 通道的波分复用光载波,每个通道的输出功率为 14.5 dBm. 该 80 个通道被分为 40 个奇数通道(通道 1, 3, ..., 79)与 40 个偶数通道(通道 2, 4, ..., 80),分别对应 ITU-T 标准波长中的 H20~H59 及 C20~C59 通道. 对奇数通道与偶数通道分别进行耦合,生成两组 40 通道 WDM 光载波,相邻通道间的频率间隔

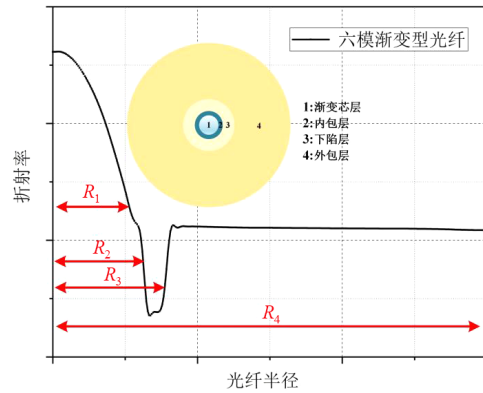
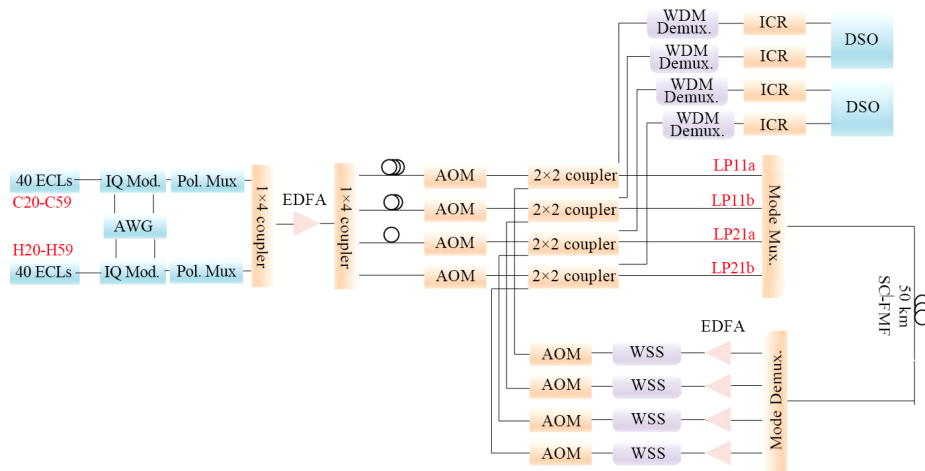


图 1 实验所用六模渐变型光纤折射率曲线及光纤横截面

为 100 GHz. 使用 MATLAB 软件生成长度为 2^{13} 的二进制伪随机序列(Pseudo-Random Binary Sequence, PRBS)并映射为 16QAM 符号,经过上采样、升余弦滤波(滚降系数为 0.01)及信号重采样后,离线生成了发送端数字基带信号,并通过采样率为 64 GSa/s 的任意波形发生器(Arbitrary Waveform Generator, AWG)完成数模转换. AWG 输出的模拟基带信号分别驱动 2 个 3 dB 带宽为 30 GHz 的 I/Q 调制器,对两组 40 通道的光载波进行调制,并分别输入两个偏振复用器(Polarization Multiplexer, PM). 在 PM 中,信号首先通过保偏光耦合器(Polarization-Maintaining Optical Coupler, PM-OC)分为两支,并使其中一支通过光延迟线(Delay Line, DL),以实现偏振复用信号的生成. 两组 40 通道偏振复用光信号通过 1×4 耦合器耦合为一组信号,此时该信号具有 80 个波长通道与两个偏振态,相邻两波长通道间频率间隔为 50 GHz,并利用掺铒光纤放大器(Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA)适当放大,EDFA 的最大输出功率为 23 dBm. 在经过少模光纤传输前,80 个波长通道的偏振复用信号的光谱图如图 3(a) 所示.

为了实现模式复用,将放大后的光信号再次通过 1×4 耦合器分成 4 路,分别通过延迟为 50 ns、30 ns、15 ns、0 ns 的光延迟线,以实现不同模式间的解相关. 实验中所使用的少模光纤长度为 50 km,因此本文使用光纤环路实现长距离传输. 光纤环路控制器件内含声光调制器(Acousto-optic Modulator)与 2×2 耦合器,通过信号在光纤链路中的传输时间判断其在链路中的循环圈数,从而控制 AOM 的开关及信号在光纤环路中的输入与输出. 在光纤环路的每一个循环中,四路解相关的信号通过模式复用器(Mode Multiplexer, MMUX)复用为 LP_{11a} 、 LP_{11b} 、 LP_{21a} 与 LP_{21b} 四个模式并经耦合后共同输入 50 km 少模光纤中进行传输. 控制这 4 个循环里面的光纤长度差在 $0.1 \text{ m}^{[21]}$. 实验系统所采用的 MMUX 为模式选择光子灯笼(Mode Selective Photonic

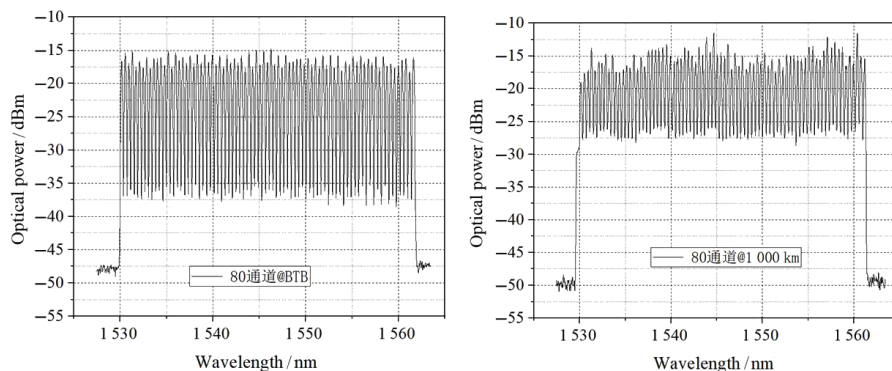


ECL:外腔激光器;IQ Mod:I/Q调制器;AWG:任意波形发生器;Pol. Mux:偏振复用器;1×4 coupler:1×4耦合器;EDFA:掺铒光纤放大器;AOM:声光调制器;Mode Mux:模式复用器;FMF:少模光纤;Mode Demux:模式解复用器;WSS:波长选择开关;WDM Demux:波分复用解复用器;ICR:相干接收机;DSO:数字存储示波器.

图2 基于单芯少模光纤的多维复用相干传输系统实验装置

Latters), 型号为 PLS, 能够将输入的单模信号转换为少模光纤中支持的特定模式, 对于 LP_{11a} 、 LP_{11b} 、 LP_{21a} 和 LP_{21b} 这 4 个模式分别有 0.9 dB、0.8 dB、2.5 dB 和 2.1 dB 的功率衰减. 传输后的光信号再通过模式解复用器 (Mode DeMULTiplexer, MDMUX) 分为四路, 并通过 EDFA 进行适当放大. 经过四个 EDFA 放大后, 这四路 80 波长通道模式信号被同样放大至 23 dBm, 以有效消除不同模式光在光纤环路中的功率差异累积. 由于 EDFA 在高输出功率场景下的非线性功率转移和功率不平坦, 使用插入损耗小于 5 dB 的波长选

择开关 (Wavelength Selective Switch, WSS) 控制每个通道的衰减, 使每个通道的信噪比近乎一致. 光纤环路循环传输结束后, 4 个模式的信号分别由 4 个 2×2 耦合器输出环路, 并通过 100 GHz 带宽的波分复用解复用器 (Wavelength Division Multiplexing demultiplexer, WDMUX) 选择本文需要的波长通道的数据, 以避免由其他波长通道在光电二极管拍频接收所带来的串扰. 在传输 1 000 km 少模光纤之后, 80 波长通道偏振复用信号的光谱图如图 3(b) 所示.



(a) BTB 传输场景下的光谱图

(b) 传输 1 000 km 少模光纤后的光谱图

图3 80 波长通道偏振复用信号的光谱图

在该实验中, 传输信号的检测方式为外差相干接收. 考虑到传输信号带宽为 32 GHz, 外差相干接收机的本振 (Local Oscillator, LO) 信号频率与 WDMUX 所选通道中心频率差值保持在 16.5 GHz 左右, 以避免对传输信号的频谱造成混叠. 最后, 该中频信号由采样率为 80 GSa/s 的高速示波器采集, 用于进行后续离线数

字信号处理 (Digital Signal Processing, DSP). 由于在所搭建的模式复用系统中传输了 4 个模式的双偏振信号, 且采用外差相干探测的方式进行接收, 因此共使用了 8 个同步的示波器通道 (带宽为 36 GHz) 进行数据收集. 每个误码点采集到的数据量为 1×10^6 个符号.

3 接收端数字信号处理流程

本文使用 MATLAB 软件对接收到的信号进行离线 DSP 处理,其流程如图 4 所示. 由于采用外差相干探测的方式对传输后的信号进行接收,因此经过频域色散补偿后的中频信号首先需要进行下变频得到基带信号. 对基带信号以每符号 2 采样点的速率进行重采样,以在保证后续时钟恢复与均衡算法性能的同时减少其复杂度. 在均衡算法前,采用平方定时恢复(Square Timing Recovery)算法消除收发端时钟间不同步造成的频率偏移与相位抖动.

为了消除模式耦合与差分模群时延所带来的模式串扰,采用时频域联合数据辅助 MIMO-LMS 均衡算法来完成模式解复用,其流程图如图 5 所示. 该均衡算法整体上分为 4 个阶段,即频域 MIMO-LMS 训练阶段、频域 MIMO-LMS 均衡阶段、时域 MIMO-LMS 训练阶段与

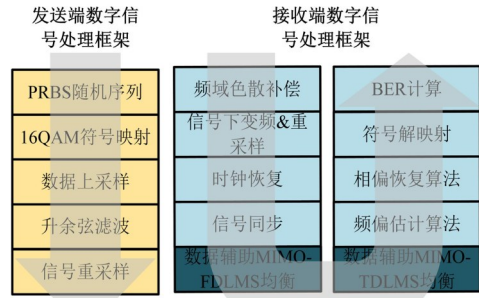


图 4 发射与接收端数字信号处理框架

时域 MIMO-LMS 均衡阶段. 在频域与时域训练阶段,将均衡器的输出与原始发送序列进行比较,并通过 MIMO-LMS 算法不断更新时频域抽头系数以达到收敛状态(数据辅助过程). 当抽头系数训练至收敛状态后,算法进行前向数据均衡以实现模式解复用功能.

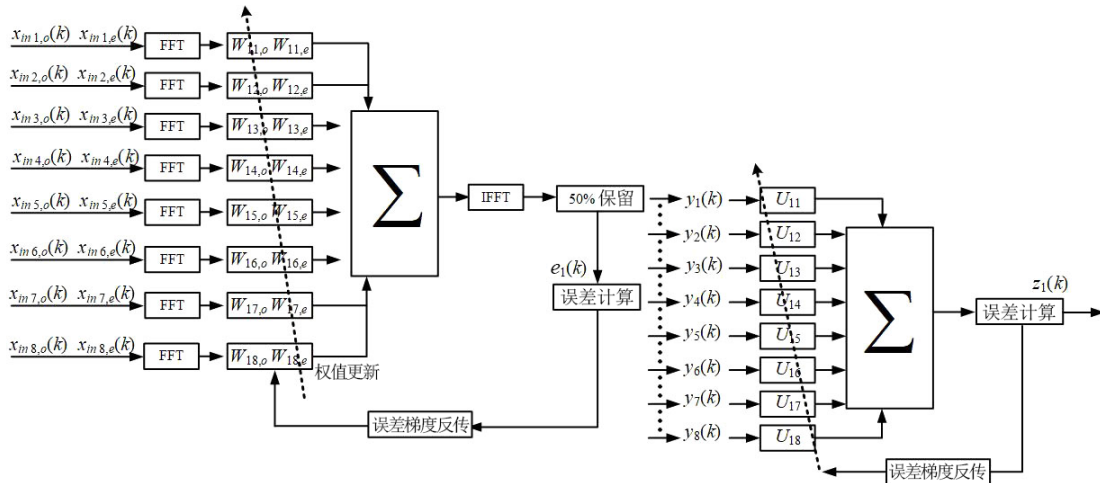


图 5 时频域联合数据辅助 MIMO 均衡算法流程

为了提升时频域 MIMO-LMS 的收敛速度与计算效率,在频域 MIMO-LMS 算法中通过将 50% 输入序列重叠保留的方式进行数据分块并输入信号均衡流程. 假设每个数据块的长度为 M ,则每个数据块的前 $M/2$ 个数据与之前数据块的后 $M/2$ 个数据完全相同. 以第 k 个训练时间步为例,记经两倍波特率采样后的信号的第 i 路接收信号为奇数序列 $x_{in,i,o}(k)$ 与偶数序列 $x_{in,i,e}(k)$ (其中 $i=1\sim 8$, 因为每个波长通道内都传输了 8 路独立数据). 输入数据块首先经由快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 操作得到频域形式 $X_{in,i,o}(k)$ 与 $X_{in,i,e}(k)$, 如式(1)所示:

$$\begin{aligned} X_{in,i,o}(k) &= \text{FFT}[x_{in,i,o}(k)] \\ X_{in,i,e}(k) &= \text{FFT}[x_{in,i,e}(k)] \end{aligned} \quad (1)$$

将奇数与偶数序列频域信号 $X_{in,i,o}(k)$ 、 $X_{in,i,e}(k)$ 与相应的频域抽头系数 $W_{ij,o}(k)$ 、 $W_{ij,e}(k)$ 进行乘加运算,并通过快速傅里叶逆变换 (Inverse Fast Fourier Transform,

IFFT) 操作重新变换到时域,获得频域均衡的输出信号 $y_i(k)$, 如式(2)所示:

$$y_i(k) = \text{IFFT} \left[\sum_{j=1}^L W_{ij,o} X_{in,i,o}(k) + \sum_{j=1}^L W_{ij,e} X_{in,i,e}(k) \right] \quad (2)$$

$L = 8$

在频域 MIMO-LMS 训练阶段,根据 50% 重叠保留法,每个数据块 $y_i(k)$ 的后一半数据将用于与其已知原始发送序列进行比较,得到时域误差信号 $e_i(k)$. 考虑到抽头系数是在频域表达的,因此将 $e_i(k)$ 变换到频域并与频域输入数据 $X_{in,i,o}(k)$ 及 $X_{in,i,e}(k)$ 相乘得到梯度分量 ∇ , 以更新抽头系数. 频域 MIMO-LMS 均衡器训练阶段抽头系数更新规则如式(3)所示:

$$\begin{aligned} e_i(k) &= d_{fd,i}(k) - y_i(k) \\ \nabla_{ij,o/e}(k) &= \text{FFT}[0 \cdot e_i(k)] * X_{j,o/e}^*(k) \\ W_{ij}(k+1) &= W_{ij}(k) + \mu \nabla_{ij}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

其中,收敛步长 μ 的大小决定了算法训练过程的收敛速

度与最后的稳态误差. 在经过多次已知数据序列训练迭代之后, 频域 MIMO-LMS 抽头系数将会达到收敛状态. 此时, 原始数据经由频域 MIMO-LMS 算法前向计算得到最终的频域 MIMO-LMS 均衡输出信号. 利用频域 MIMO-LMS 收敛速度较快的优势, 可以在较短时间内获得初步解模式复用的各路输出信号 y_i , 并进入时域 MIMO-LMS 训练阶段.

由于时域 MIMO-LMS 的抽头数与频域 MIMO-LMS 有所不同, 因此需要对 y_i 重新进行数据分块的操作. 同样, 时域 MIMO-LMS 算法也由训练阶段与均衡阶段组成. 以进入时域训练阶段的第 k 个时间步为例, 时域 MIMO-LMS 各路输入数据 $y_i(k)$ 将与时域抽头系数 U_{ij} 进行乘加操作, 得到时域均衡输出信号 $z_i(k)$, 其具体计算过程如式(4)所示:

$$z_i(k) = \sum_{j=1}^L U_{ij} y_j(k) \quad (4)$$

$L=8$

在训练阶段, 除通过 FFT 操作将输入数据块变换至频域这一步骤外, 时域 MIMO-LMS 算法的抽头系数更新方式与频域 MIMO-LMS 算法的更新方式完全一致. 时域 MIMO-LMS 均衡器抽头系数完成收敛后, 由频域 MIMO-LMS 均衡器输出的各路信号再经过时域 MIMO-LMS 均衡后得到最终的各路解复用信号.

算法复杂度方面, 采用每符号输出所需复数乘法次数作为衡量指标, 原因在于其决定了算法落地实现时所需要的如数字处理单元等的硬件资源数量例. 假设在所提出的时频域联合 MIMO-LMS 算法中使用了基 2 的 FFT 算法, 每次进行长度为 N 的 FFT 操作时就需要 $N/2 \times \log_2(N)$ 次复数乘法. 同样, 一次维度 $1 \times N$ 的复数向量相乘同样需要 N 次复数乘法. 假设时频域联合数据辅助 MIMO-LMS 均衡算法用于 $m \times m$ 的 MIMO 传输系统且其时频域输入数据长度分别为 $2N_T$ 和 $2N_F$, 则频域 MIMO-LMS 前向通路中共需要 $2m$ 次 FFT 作为输入数据时频变换, $2m^2$ 次维度为 N_F 的向量相乘用于频域均衡, m 次 IFFT 用于得到时域符号输出. 其反馈通路同样需要 m 次 FFT 作为输出数据时频变换以计算误差和 $2m^2$ 次维度为 N_F 的向量相乘用于频域滤波系数更新. 因此, 频域 MIMO-LMS 的计算复杂度如下:

$$C_{\text{频域MIMO-LMS}} = \frac{(N_F/2 \times \log_2(N_F) \times 4m + 2 \times N_F \times 2m^2)}{(N_F/2)} \quad (5)$$

同理, 时域 MIMO-LMS 的计算复杂度如下:

$$C_{\text{时域MIMO-LMS}} = 2 \times 2N_T \times m^2 \quad (6)$$

从式(5)和式(6)可以看出, 在抽头数相同且相对较大的情况下, 频域 LMS 每个符号输出所需要的复数乘法次数将会远远小于时域 LMS 所需要的. 因此, 本文所提出的时频域联合 MIMO-LMS 算法兼具频域均衡收

敛速度快, 计算复杂度较低以及时域均衡稳态误差小的双重优点, 能够快速且有效地得到解复用后的各路传输数据. 在本次实验中, 考虑到算法均衡性能与计算复杂度的平衡, 时频域联合 MIMO-LMS 算法中频域数据辅助 MIMO-LMS 抽头涵盖了以 2 倍符号波特率采样的 800 个接收符号, 而时域数据辅助 MIMO-LMS 抽头则是覆盖了 401 个单倍波特率采样的符号. 在该多模实验中, 用 8 192 个两倍波特率采样下的采样符号作为 MIMO 算法训练数据, 并在之后的 4 196 个接收符号上验证算法性能. 模式解复用操作完成后, 各路数据经过基于 Viterbi-Viterbi 译码的频偏估计算法^[22-27]与盲相位估计相偏恢复算法^[28]完成数据载波恢复. 最后, 信号在完成相应 QAM 符号解映射步骤后, 进行误码率计算.

4 实验结果

图 6 为 LP_{11a}、LP_{11b}、LP_{21a} 与 LP_{21b} 4 个模式分别经过 250 km、500 km、750 km 及 1 000 km 少模光纤(即 5 圈、10 圈、15 圈以及 20 圈光纤环路)传输后的误码率曲线. 由于每个模式两个偏振接收后性能近乎相同, 取这两个偏振误码率的平均值作为该模式传输后的误码性能. 从图中可以看出, 在不同传输距离场景下, 4 个模式的误码性能相近. 在传输 750 km 少模光纤后, 4 个模式的信号经过接收端 DSP 流程之后, 误码率都能够满足开销为 7% 的硬判决前向纠错(Hard-Decision Forward Error Correction, HD-FEC)编码阈值 3.8×10^{-3} . 经过 1 000 km 少模光纤传输后, 4 个模式误码率均低于开销为 20% 的 SD-FEC 编码阈值 2.4×10^{-2} .

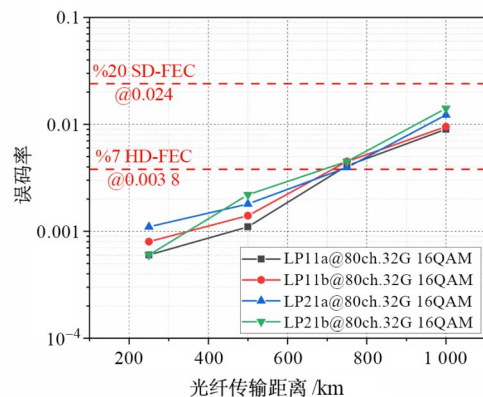
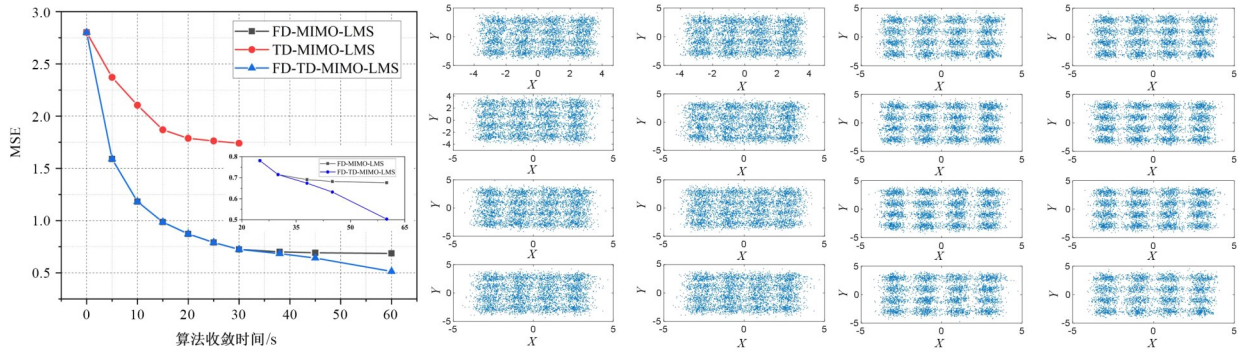


图 6 不同模式误码率与传输距离关系曲线

图 7(a)为接收端分别采用时域、频域及时频域联合数据辅助 MIMO-LMS 均衡算法时, 所得均方误差 (Mean Square Error, MSE) 与算法训练时间的关系图. 由图中可以看出, 当仅使用时域 MIMO-LMS 均衡算法时, 算法收敛性能极差, 在训练时间为 30 s 的条件下最小 MSE 仅能达到 1.5; 当仅使用频域 MIMO-LMS 均

衡算法时,算法初始收敛速度非常快,在训练时间为 30 s 的条件下,最小 MSE 能够收敛至 0.072 5,然而当训练时间超过 40 s 时,频域 LMS 便达到收敛状态, MSE 降至 0.068 便难以进一步下降;当使用时频域联合数据辅助 MIMO-LMS 均衡算法时,算法初始收敛速度与频域 MIMO-LMS 算法相当,且当频域 MIMO-LMS 算法收敛时,可以利用时域 MIMO-LMS 进一步缩减系

统 MSE 至 0.051,提升了 25.1% 的稳态误差性能. 这说明,使用时频域联合数据辅助 MIMO-LMS 算法,在加速系统收敛的同时,能够明显提升系统的误码性能. 图 7 (b) 和 (c) 分别为频域与时域数据辅助 MIMO-LMS 算法后 4 个模式 X 及 Y 偏振态的星座图. 可以明显看到,在频域 MIMO-LMS 算法后进一步联合时域 MIMO-LMS 算法均衡,星座点更加分散且清晰.



(a) 频域、时域及时频域联合数据辅助 MIMO-LMS 算法均方误差与算法训练时间关系曲线 (b) 经过频域数据辅助 MIMO-LMS 均衡后各模式及各偏振态星座图 (c) 经过时域数据辅助 MIMO-LMS 均衡后各模式及各偏振态星座图

图 7 频域、时域及时频域联合数据辅助 MIMO-LMS 算法结果

图 8 为 4 个模式 80 通道经过 1 000 km 少模光纤传输后的误码率. 可以看到,4 个模式所有通道的误码率在 0.01 附近波动,均低于 20%SD-FEC 阈值 2.4×10^{-2} , 因此系统的净传输速率为 $80 \times 4 \times 2 \times 32 \times 4 / (1 + 20\%) = 68.2 \text{ Tbit/s}$.

收敛误差下降. 经过 1 000 km 传输后的 80 通道每个模式及偏振态信号的误码率均低于 SD-FEC 阈值 (2.4×10^{-2}) 的 20%,系统净速率达 68.2 Tbit/s,揭示了基于少模光纤的空分复用系统实现长距离、大容量传输的潜力.

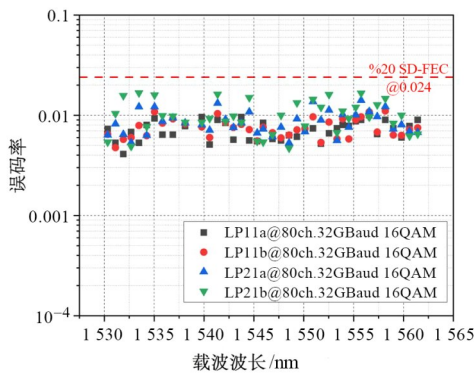


图 8 4 个模式 80 通道经过 1 000 km 少模光纤传输后误码率

5 总结

本文基于单芯六模渐变折射率光纤,在 C 波段实现了 80 通道 4 个模式双偏振 32 Gbaud 16QAM 信号通过 1 000 km 距离的传输,并创新性地利用时频域联合数据辅助 MIMO-LMS 均衡算法补偿由于多模式同时传输导致的符号间干扰,与传统的时域或频域 MIMO-LMS 均衡算法相比获得了 57.1% 的收敛速度提升与 25.1% 的

参考文献

- [1] LIU Z X, KARANOV B, GALDINO L, et al. Nonlinearity-free coherent transmission in hollow-core antiresonant fiber [J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(3): 909-916.
- [2] RADEMACHER G, LUÍS R S, PUTTNAM B J, et al. Investigation of intermodal nonlinear signal distortions in few-mode fiber transmission[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(4): 1273-1279.
- [3] RADEMACHER G, LUÍS R S, PUTTNAM B J, et al. A comparative study of few-mode fiber and coupled-core multi-core fiber transmission[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(6): 1590-1596.
- [4] YAMAN F, BAI N, ZHU B Y, et al. Long distance transmission in few-mode fibers[J]. Optics Express, 2010, 18(12): 13250-13257.
- [5] RYF R, RANDEL S, GNAUCK A H, et al. Space-division multiplexing over 10 km of three-mode fiber using coherent 6×6 MIMO processing[C]//2011 Optical Fiber Com-

- munication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference. Piscataway: IEEE, 2011: 1-3.
- [6] RANDEL S, RYF R, SIERRA A, et al. 6×56 -Gb/s mode-division multiplexed transmission over 33-km few-mode fiber enabled by 6×6 MIMO equalization[J]. Optics Express, 2011, 19(17): 16697-16707.
- [7] RYF R, RANDEL S, GNAUCK A H, et al. Mode-division multiplexing over 96 km of few-mode fiber using coherent 6×6 MIMO processing[J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(4): 521-531.
- [8] ESMAEELPOUR M, RYF R, FONTAINE N K, et al. Transmission over 1050-km few-mode fiber based on bidirectional distributed Raman amplification[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(8): 1864-1871.
- [9] VAN WEERDENBURG J, RYF R, ALVARADO-ZACARIAS J C, et al. 138-Tb/s mode- and wavelength-multiplexed transmission over six-mode graded-index fiber[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(6): 1369-1374.
- [10] RADEMACHER G, LUIS R S, PUTTNAM B J, et al. 159 tbit/s C+L band transmission over 1045 km 3-mode graded-index few-mode fiber[C]//2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC). Piscataway: IEEE, 2018: 1-3.
- [11] RADEMACHER G, LUÍS R S, PUTTNAM B J, et al. High capacity transmission with few-mode fibers[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(2): 425-432.
- [12] BERDAGUÉ S, FACQ P. Mode division multiplexing in optical fibers[J]. Applied Optics, 1982, 21(11): 1950-1955.
- [13] SCHULZE C, BRÜNING R, SCHRÖTER S, et al. Mode coupling in few-mode fibers induced by mechanical stress [J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(21): 4488-4496.
- [14] MORI T, SAKAMOTO T, WADA M, et al. Few-mode fibers supporting more than two LP modes for mode-division-multiplexed transmission with MIMO DSP[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(14): 2468-2479.
- [15] OSPINA R S B, VAN DEN HOUT M, ALVARADO-ZACARIAS J C, et al. Mode-dependent loss and gain estimation in SDM transmission based on MMSE equalizers [J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(7): 1968-1975.
- [16] 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, 2016, 34(8): 1754-1761.
- [17] RADEMACHER G, RYF R, FONTAINE N K, et al. Long-haul transmission over few-mode fibers with space-division multiplexing[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(6): 1382-1388.
- [18] JUNG Y, KANG Q Y, ZHOU H Y, et al. Low-loss 25.3 km few-mode ring-core fiber for mode-division multiplexed transmission[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(8): 1363-1368.
- [19] HE X, WENG Y, PAN Z Q. A step-size controlled method for fast convergent adaptive FD-LMS algorithm in few-mode fiber communication systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(22): 3820-3826.
- [20] 王芳壁. 少模光纤模分复用系统均衡技术的研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2020: 20-35.
- WANG F B. Research on Equalization Technology of Mode Division Multiplexing System Based on Few Mode Fiber[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2020: 20-35. (in Chinese)
- [21] SHIBAHARA K, MIZUNO T, KAWAKAMI H, et al. Full C-band 3060-km DMD-unmanaged 3-mode transmission with 40.2-Tb/s capacity using cyclic mode permutation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(2): 514-521.
- [22] 余建军, 迟楠, 陈林. 基于数字信号处理的相干光通信技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2013.
- YU J J, CHI N, CHEN L. Coherent Optical Communication Technology Based on Digital Signal Processing[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2013. (in Chinese)
- [23] KONG M, LI X Y, ZHANG J, et al. High spectral efficiency 400 Gb/s transmission by different modulation formats and advanced DSP[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(20): 5317-5325.
- [24] 余建军, 迟楠. 基于数字信号处理的光纤通信技术(第一卷): 单载波信号传输[M]. 北京: 清华大学出版社, 2021.
- YU J J, CHI N. Optical Fiber Communication Technology Based on Digital Signal Processing (1): Single Carrier Propagation[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2021. (in Chinese)
- [25] 余建军, 迟楠. 基于数字信号处理的光纤通信技术(第二卷): 多载波调制和人工智能新技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2021.
- YU J J, CHI N. Optical Fiber Communication Technology Based on Digital Signal Processing (2): Multi-Carrier Propagation and New Neural Network Technology[M].

Beijing: Tsinghua University Press, 2021. (in Chinese)

- [26] YU J J, WU Y. High-speed optical fiber communication in China[J]. ACS Photonics, 2023, 10(7): 2128-2148.
- [27] WANG C, WANG K H, TAN Y X, et al. High-speed terahertz band radio-over-fiber system using hybrid time-frequency domain equalization[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2022, 34(11): 559-562.
- [28] TAN Y X, ZHAO F, HE M H, et al. Transmission of high-frequency terahertz band signal beyond 300 GHz over metallic hollow core fiber[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(3): 700-707.

作者简介



刘 博 男,1987年出生,内蒙古人。现任南京信息工程大学副校长,物理与光电工程学院院长,二级教授、博士生导师。主要研究方向为光通信与光网络。以第一/通信作者发表SCI论文70余篇。授权国家发明专利100项(第一发明人60项)。国家重点研发计划“P比特级光传输系统”项目首席科学家。获杰青、优青、青年长江、江苏双创团队领军人才项目支持。获国家科技进步二等奖、江苏省科学技术一等奖、中国电子学会技术发明一等奖等。中国电子学会会员编号:E190029722S。

E-mail: dabaotoo@qq.com



余建军 男,1968年出生,湖南人。复旦大学教授,教育部“长江学者”,国家杰出青年,美国光学学会会士(OSA Fellow),IEEE国际电子技术与信息科学工程师的学会会士(IEEE Fellow)。主要研究方向为高速光纤通信技术、毫米波通信和太赫兹通信技术等。在光纤通信领域顶级的国际期刊和顶级国际学术会议上发表论文600余篇。申请国际专利100余项(其中80余项已被批准),申请国家专利30余项(其中10余项已经授权)。先后担任多个国际杂志的编辑,承担多项国家重点课题。曾获得中国光学工程学会科技进步奖一等奖和中国技术市场协会金桥奖个人一等奖。中国电子学会会员编号:E190072220M。

E-mail: jianjun@fudan.edu.cn