

# 模分复用光传输技术研究

高艳<sup>1</sup>,李严蕾<sup>1</sup>,邢化东<sup>1</sup>,黎昕<sup>1</sup>,郑宏军<sup>1</sup>,白成林<sup>1</sup>,胡卫生<sup>2</sup>,  
许恒迎<sup>1</sup>,尹莹欣<sup>1</sup>,董秋焕<sup>1</sup>

(1.聊城大学 物理科学与信息工程学院、山东省光通信科学与技术重点实验室,山东 聊城 252059;  
2.上海交通大学 电子信息与电气工程学院,上海 200240)

**摘要** 结合课题组开展的通信领域研究热点模分复用方面的部分工作,比较系统、深入地分析讨论了模分复用光传输研究过程中相对经典的部分研究工作和最新进展,以模式复用器和解复用器的发展为主线,分类讨论了准单模少模光纤单跨距传输、准单模少模光纤控制环传输、基于分立模式复用器和解复用器的少模光纤单跨距传输、基于分立模式复用器和解复用器的少模光纤控制环传输、基于平面光转换模式复用器和解复用器的少模光纤传输、基于3D波导模式复用器和解复用器的少模光纤单跨距传输、基于3D波导模式复用器和解复用器的少模光纤控制环传输、基于光子灯笼的全光纤复用器的少模光纤单跨距传输、基于光子灯笼的全光纤复用器的少模光纤控制环传输、基于全光纤耦合器的少模光纤单跨距传输、基于全光纤耦合器的少模光纤控制环传输;最后,给出了本课题组近期合作研究工作中的准单模少模光纤长跨距传输、单通道信号少模光纤传输研究、多通道波分复用信号少模光纤传输研究。

**关键词** 模分复用;少模光纤;模式复用器和解复用器;少模光纤传输

**中图分类号** TN913.7

**文献标识码** A

开放科学(资源服务)标识码(OSID)



## Research on Mode Division Multiplexing Optical Transmission

GAO Yan<sup>1</sup>, LI Yanlei<sup>1</sup>, XING Huadong<sup>1</sup>, LI Xin<sup>1</sup>, ZHENG Hongjun<sup>1</sup>,  
BAI Chenglin<sup>1</sup>, HU Weisheng<sup>2</sup>, XU Hengying<sup>1</sup>,  
YIN Yingxin<sup>1</sup>, DONG Qiuhuan<sup>1</sup>

(1. Shandong Provincial Key Laboratory of Optical Communication Science and Technology, School of Physics Science and Information Technology, Liaocheng University, Liaocheng 252059, China; 2. State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks, School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

**Abstract** Combined with some of the works of our group on mode-division multiplexing, based on the development of mode (de) multiplexers, we systematically and thoroughly analyzes some classical research works and the latest progresses on mode-division multiplexing, analysis and discuss the quasi-single-mode

**收稿日期**: 2021-04-19

**基金项目**: 国家自然科学基金项目(61671227, 61431009); 山东省自然科学基金(ZR2020MF012, ZR2011FM015); “泰山学者”建设工程专项经费等资助

**通讯作者**: 郑宏军, 男, 汉族, 博士, 教授, 硕士生导师, 研究方向: 光纤通信, E-mail: hjzheng@yahoo.com.

few-mode fibers single span transmission, quasi-single-mode few-mode fibers recirculating loop transmission, single span few-mode fibers transmission based on the separate mode (de)multiplexers, few-mode fibers recirculating loop transmission based on the separate mode (de)multiplexers, few-mode fibers transmission based on plane light conversion mode (de)multiplexers, single span few-mode fibers transmission based on 3D waveguide mode (de)multiplexers, few-mode fibers recirculating loop transmission based on 3D waveguide mode (de)multiplexers, few-mode fibers single span transmission based on all optical multiplexer of photonic lanterns, few-mode fibers recirculating loop transmission based on all optical multiplexer of photonic lanterns, few-mode fibers single-span transmission based on all optical fiber coupler and few-mode fibers recirculating loop transmission based on all optical fiber coupler. Finally, our partial recent researches on few-mode fiber long span transmission with quasi single-mode, single-channel signal few-mode fibers transmission and multi-channel signals few-mode fiber transmission are presented.

**Key words** mode-division multiplexing; few-mode fibers; mode (de) multiplexers; few-mode fibers transmission

## 0 引言

近年来,互联网以及互联网设备对于网络容量的需求出现指数式的增长;预期到 2023 年,互联网用户总数将从 2018 年的 39 亿增至 53 亿,互联网用户数的年复合增长率高达 6%<sup>[1]</sup>。在全球范围内,互联网设备和连接 10% 的复合年增长率超过了人口 1.0% 的复合年增长率和互联网用户 6% 的复合年增长率,这一趋势正在加速每个家庭和人均连接设备平均数量的增长<sup>[1]</sup>。预期到 2023 年连接到 IP 网络的设备数量将是全球人口的三倍以上,人均联网设备将达到 3.6 个。可以预见,近期网络通信业务需求将海量增长。

时分复用、波分复用(Wavelength Division Multiplexing, WDM)、偏振复用(Polarization Division Multiplexing, PDM)、正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)和空分复用技术的出现推动光网络的传输容量不断发展;作为空分复用之一的模分复用(Mode Division Multiplexing, MDM)是突破通信挑战的最佳物理维度之一<sup>[2-7]</sup>。MDM 通常利用光纤每个模式间的正交性,将每个模式作为独立的信道,形成多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)信道,提高系统传输容量;MDM 突破了单模光纤(Single Mode Fiber, SMF)通信容限趋近香农极限的限制,得到了通信业界的密切关注<sup>[3-7]</sup>;其研究主要集中在基于少模光纤(Few Mode Fiber, FMF)<sup>[8-11]</sup>、模式复用器(Multiplexer, MUX)和解复用器(De Multiplexer, DEMUX)<sup>[12-14]</sup>、少模掺铒光纤放大器(Few-Mode Erbium Doped Fiber Amplifier, FM-EDFA)<sup>[15-19]</sup>、FMF 传输系统<sup>[5-7, 20-22]</sup>的研究。目前,MDM 研究由美国、日本和部分欧洲国家主导<sup>[5-7]</sup>。在中国,2014 年国家科技部资助了天津大学牵头的“多维复用光纤通信基础研究”973 基础研究项目,并滚动支持<sup>[6, 7]</sup>。天津大学、清华大学、北京大学、北京邮电大学、中国科学院半导体研究所、武汉邮电科学研究院、华中科技大学、北京交通大学等研究院所先后加入 MDM 技术领域的研究工作;总之,MDM 技术领域处于基础研究阶段,是新一代通信系统的研究热点。

本文分类讨论 MDM 光传输中的经典工作及最新研究进展工作,涉及准单模 FMF 传输、基于分立模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 传输、基于全光纤模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 传输等。分析讨论了准单模 FMF 传输、基于分立模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 传输、基于分立模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 控制环传输、基于平面光转换模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 传输、基于 3D 波导模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 传输、基于全光纤模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 传输等;最后,给出了本课题组近期合作研究工作中的准单模少模光纤长跨距传输、单通道信号少模光纤传输研究、多通道波分复用信号少模光纤传输研究。今后的较长一段时间,针对不同应用场景的 FMF、模式 MUX 和 DEMUX, MDM 光传输研究仍然是通信领域需要继续探索的研究热点,将为未来光纤骨干网传输、光纤前传等 MDM 系统的实用化、商业化提供有效支持。

## 1 准单模少模光纤传输

基于 FMF 的 MDM 是一种解决未来光通信系统容量危机的有效办法。FMF 相对于 SMF 具有更大的

纤芯直径,可增大有效面积降低非线性效应。但随着模式数目的增加,MIMO 数字信号处理(Digital Signal Processing,DSP)技术复杂度、计算量、功耗、单位成本等迅速增加,使得基于 FMF 的 MDM 传输系统的推广和实用化遇到困难<sup>[7]</sup>。

针对这一情况,文献[23-26]提出了准单模传输系统解决方案,采用 FMF 代替 SMF 进行准单模传输,而保持其他的单模器件不变,使得光纤具有更大的有效面积和更高的非线性容限;这样,可先部署 FMF 推广应用准单模传输,待日后适当的时候再进行少模 MDM 扩容<sup>[27]</sup>。2010 年,文献[23]采用 112 Gbps、PDM-正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keying,QPSK)调制格式,50 GHz 间隔、10 个信道 WDM,实现了 FMF 控制环准单模传输,传输 5032 km 仍有较好的 Q 因子值;FMF 控制环准单模传输 3100 km 特性优于 SMF 控制环传输 3040 km 情况。2015 年,文献[24]采用 32 GBaud、PDM-16 QAM 格式,33 GHz 间隔、111 个信道 WDM,在单跨距 101.6 km(51.3 km FMF 和 50.3 km SMF)的少模和单模混合光纤基础上,实现了 6600 km 光纤控制环的准单模传输,达到 6.5 b/s/Hz 的频谱效率记录,Q 因子值优于 25% 开销的前向纠错(Forward Error Correction,FEC)阈值 4.35 dB。2017 年,文献[25]提出了一种基于准单模工作的 FMF 的拉曼分布式温度传感系统,准单模操作的 FMF 允许在激发受激拉曼散射前提供更大的输入泵浦功率,并缓解传统基于多模光纤的拉曼分布式温度传感系统中存在的差分模式群时延(Differential Mode Group Delay,DMGD),提高了后向散射反斯托克斯自发拉曼散射的信噪比,扩展了传感距离。

准单模传输系统可将 FMF 作为大有效面积的 SMF 使用,不使用模式复用从而避免光纤中的模式耦合串扰,保持其他的光通信器件都为单模器件,充分发挥了 FMF 大模场面积特性以及较高的非线性容限的优势,可有效降低非线性损伤对传输信号的影响,进一步提升系统的传输性能和容量。此外,在适当的时候采用 MDM,准单模传输系统可进行模式数目倍数的传输容量升级,是一种极具实用性、可行性的系统方案。因此,本课题组对基于 FMF 的准单模模拟传输进行了合作研究,将在后续讨论<sup>[20,22]</sup>;下面将介绍相对经典的准单模 FMF 传输的具体研究情况<sup>[23,26]</sup>。

### 1.1 准单模少模光纤单跨距传输

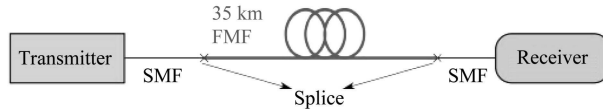
文献[26]采用 FMF 实现了 FMF 准单模单跨距传输。利用 1550 nm 处大模场面积的 SMF,在 1550 nm 处的光纤模场直径为 11  $\mu\text{m}$ ,光纤的截止波长接近 1.5  $\mu\text{m}$ ,在 1310 nm 处为双模。在 FMF 准单模单跨距传输中,此光纤波长为 1310 nm,长度 35 km,损耗系数为 0.2 dB/km。

首先,通过直接成像高阶模(如果存在)来确定 10 m 的 FMF 光纤确实支持 1310 nm 的几个模式。使用 1304 nm 的连续波激光作为光源,偏振控制器之后,使用自由空间对接耦合将光从 SMF 射入 FMF,未使用熔接耦合是因为即使错位熔接,激发光仍主要处于基模。通过自由空间耦合,SMF 从 FMF 的中心偏移几微米,高阶模得到了有效激发。在 FMF 的输入端,插入了包层模式剥离器,以确保不激发包层模式。调整二极管激光器后面的偏振控制器,以使基模完全被偏振器阻挡。实验清晰观察到了 LP11 模式的独特的两瓣强度分布,从而确认了光纤的多模特性。调整输入偏振和发射偏移,有可能获得 LP11 模式的偶数和奇数模式,但是没有观察到更高阶的模式。

为了验证该 FMF 可以用于光传输,将 35 km 的光纤在两端均熔接为 SMF。使用标准的 Fujikura 30S 熔接机进行熔接。使用默认的 SMF 到 SMF 熔接模式。首先检查光纤的插入损耗,通过这种设置,可以轻松激发 FMF 的基模。如果在发射点还激发了 LP11 模式,或者沿光纤存在模式耦合,则应该在输出接头处将 LP11 模式大部分滤除,从而导致过多的损耗。熔接光纤后,插入损耗经测量为 11.9 dB,其中包括连接器损耗,从单模跳线到单模尾纤的熔接损耗,最后是 SMF 尾纤与 FMF 之间的熔接损耗。在 1310 nm 处,SMF 的损耗通常在 0.33~0.35 dB/km 之间,导致 35 km 后的总损耗在 11.55~12.25 dB 之间。因此可以得出结论,FMF 光纤没有过度损耗。没有过度损耗对于确认没有模式耦合至关重要,因为在存在模式耦合的情况下,几乎不可能避免过度损耗。

无模式耦合的最终确认来自于无模式色散,换句话说,在通过光纤传播后没有模式色散损伤。图 1<sup>[26]</sup>为通过 35 km 的 FMF 传输单信道 6 Gbps、二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying,BPSK)数据的实验装置,用来验证这一点,其中尾纤 FMF 的一端连接到单信道发射机,另一端连接到相干接收机。发射的数据是 1307 nm 处的单信道 BPSK 调制。调制速率为 6 Gbps,伪随机位模式的长度为  $2^{23}-1$  位。

图 2(a)和(b)<sup>[26]</sup>分别显示了从背靠背以及经过 35 km 的 FMF 后获得的眼图。传输后, Q 因子值几乎保持相同,约为 18.6 dB,这证明没有观察到模式色散,加上没有过多的损耗,该结果证明了在传输期间没有发生模式耦合,是准单模传输。在图 2<sup>[26]</sup>中,在应用匹配的放大自发辐射滤波器之前绘制了眼图,从而可以直接看到波形和该波形遭受的任何损伤。



注: Transmitter: 发射机; Receiver: 接收机; Splice: 熔接。

图 1 通过 35 km 的 FMF 传输单信道 6 Gbps、BPSK 数据的实验装置<sup>[26]</sup>

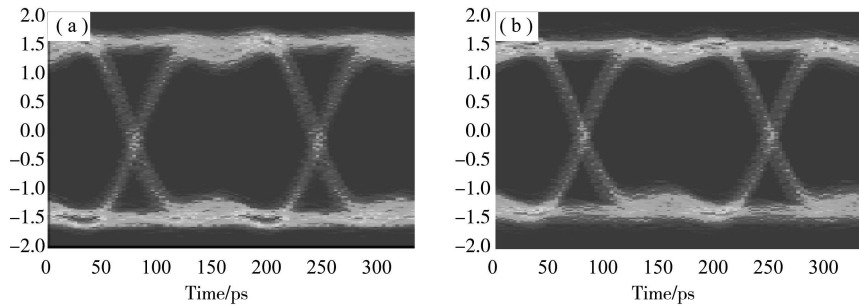


图 2 (a) Q=18.4 dB 的背靠背眼图; (b) Q=18.6 dB, 经 35 km 光纤传输后的眼图<sup>[26]</sup>

### 1.2 准单模少模光纤控制环传输

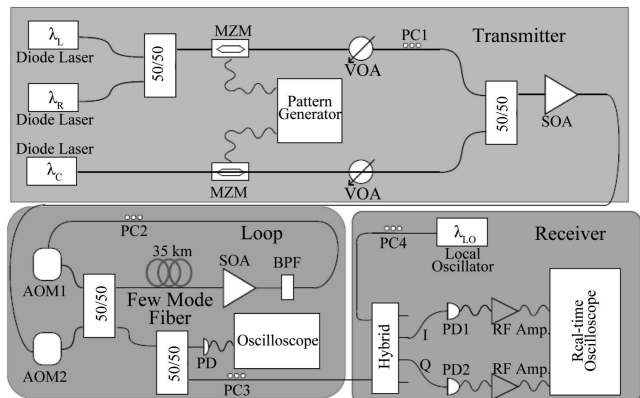
1.2.1 基于半导体光放大器的准单模 FMF 控制环传输。文献[26]验证了基于半导体光放大器 (Semiconductor Optical Amplifier, SOA) 的准单模 FMF 控制环长距离传输。图 3<sup>[26]</sup>为基于 SOA 的准单模 FMF 控制环传输设置。发射机包括三个 WDM-BPSK 信道, 中心波长为 1307 nm, 比特率为 6 Gbps, 信道间隔为 25 GHz。所有信道都携带相同的长度为  $2^{23} - 1$  的伪随机码序列, 但是中心信道比其余信道延迟了几个位周期。在将所有 WDM 信道定位于相同的偏振和相同的平均功率之后, 将它们组合并由 SOA 放大, 然后将它们发射到光纤控制环路中。

环路主要由 35 km 的 FMF、SMF 尾纤、10 nm 宽的带通滤波器和偏振控制器、SOA 组成, 用 SOA 来平衡环路损耗。环路切换是通过插入损耗为 3 dB 的声光调制器来实现, FMF 输入的总功率为 -3 dBm, 包括光纤在内的总环路损耗约为 22 dB。信号循环结束后, 信号与本地振荡器在 90 度混合器进行信号混合, 该振荡器被调谐到中心信道波长。两个正交信号由快速光电探测器检测。光电探测器的输出由线性放大器放大, 并使用具有 12 GHz 模拟带宽的实时示波器以 40 Gsa/s 的速率采样。记录的数据被传输到计算机进行处理。数字处理包括色散补偿、相位估计和线性匹配滤波, 以减少放大自发辐射噪声, 不使用或不需要信号处理来消除模式色散。

图 4(a)和(b)<sup>[26]</sup>显示了在传播 30 个环路 (对应于 1050 km 的总长度) 之前和之后中央信道的眼图。

1050 km 之后, Q 因子值从其 21 dB 的背靠背值下降到 16 dB。由于眼图是在匹配的放大自发辐射滤波器之后绘制的, 因此与图 2<sup>[26]</sup>中所示的单跨度后的眼图相比, Q 因子值更大并且眼图看起来也有所不同。

Q 因子值的下降主要是由于高环路损耗和缺乏合适的放大自发辐射滤波器而导致的附加放大自发辐射噪声; 光信噪比 (Optical Signal to Noise Ratio, OSNR) 受 SOA 非线性的限制, 由于 SOA 非线性支配着光纤非线性, 因此无法直接测量非线性的改善。在接收的光场或接收的光谱中均未观察到模式色散。低比



注: SOA: 半导体光放大器, PC: 偏振控制器, AOM: 声光调制器, Diode Laser: 二极管激光器, Pattern Generator: 模式发生器, VOA: 可调光衰减器, PD: 光电二极管; 35 km 的 FMF 在两端均连接到 SMF, 并且是设置中唯一的多模元件。

图 3 在 FMF 中进行 WDM 传输的实验装置<sup>[26]</sup>

特率能够克服放大自发辐射噪声,并在 1000 km 之后表现出清晰的眼图状态,从而可以清楚地看到是否由模式色散引起的任何损伤。

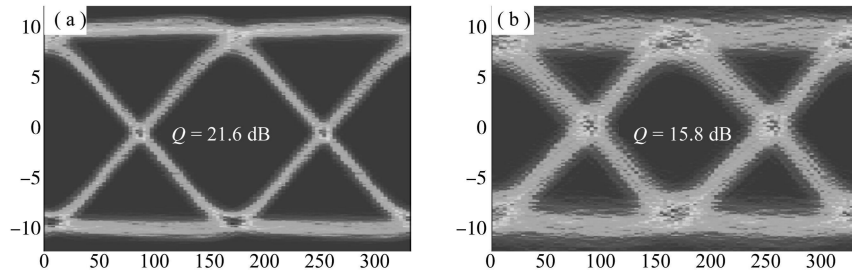
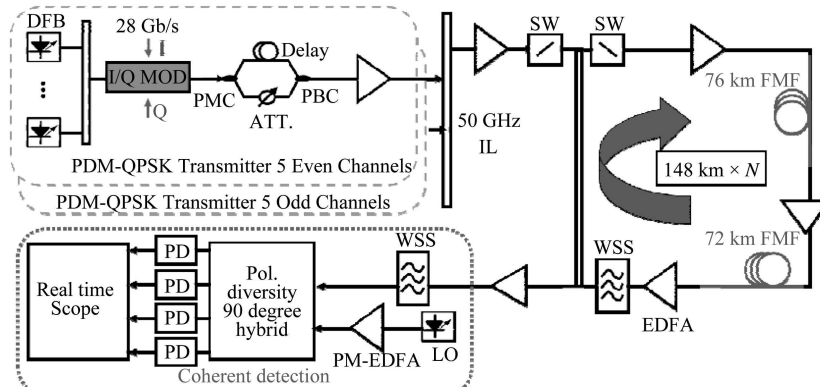


图4 (a)  $Q=21.6$  dB 的背靠背眼图;(b)  $Q=15.8$  dB 经 1050 km 光纤传输后的眼图<sup>[26]</sup>

研究表明,FMF 可以用于长距离准单模传输,不会出现模式色散或插入损耗代价。特别是在 35 km 的 FMF 中以及在循环环路中传输 1050 km 后,均未观察到模式耦合。应该注意的是,35 km 的 FMF 长度比光纤的非线性长度长得多。由于有效面积大,使用 FMF 的传输系统的非线性容限有望提高。

1.2.2 基于 EDFA 的准单模 FMF 控制环传输。文献[23]提出了一种基于掺铒光纤放大器(Erbium Doped Fiber Amplifier,EDFA)的准单模 FMF 控制环传输,采用 112 Gbps、PDM-QPSK 调制格式,50 GHz 间隔、10 个信道 WDM,实现了 FMF 控制环准单模传输,首次采用 FMF 准单模传输 5032 km 仍有较好的 Q 因子值;FMF 控制环准单模传输 3100 km 特性优于 SMF 控制环传输 3040 km 情况。将 SMF 尾纤直接熔接到 FMF,在整个光纤传输过程中都不会经历模式耦合。实验结果证明,FMF 具有较大的纤芯尺寸,可减少信号遭受的非线性损伤,具有显著的优势。有效面积为  $130 \mu\text{m}^2$  的 FMF 具有比 SMF 高 2 dB 的最佳发射功率,导致准单模信号传输 3000 km 之后,Q 因子提高了 1.1 dB。



注:DFB:分布式反馈激光器;PMC:偏振保持耦合器;PBC:偏振光束合成器;IL:交织器;SW:光开关;FMF:少模光纤;WSS:波长选择开关;PMEDFA:偏振保持掺铒光纤放大器;LO:本地振荡器;PD:光电二极管。

图5  $10 \times 112$  Gb/s PDM-QPSK-WDM 传输实验的设置<sup>[23]</sup>

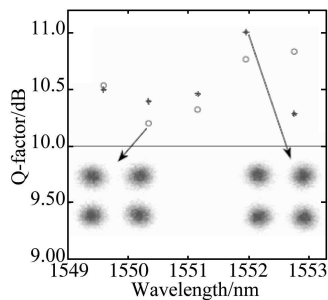
图 5<sup>[23]</sup> 显示了  $10 \times 112$  Gbps、PDM-QPSK-WDM FMF 准单模传输实验的设置。采用 PDM-QPSK 调制格式、28 Gbaud,10 个波长的 WDM 信道;每个波长的总比速率是 112 Gbps。在发射器中,将信道间隔为 50 GHz 的 10 个分布式反馈激光器分成 5 个偶数和奇数信道。偶数和奇数信道使用同相(In-phase,I)正交(Quadrature,Q)调制器分别以 28 Gbaud 的频率进行调制。通过将同一信号分成两个正交的偏振,延迟一个臂并将它们重新组合,对偶数和奇数信道进行 PDM。I 和 Q 信道中的数据 and 两个偏振是通过延迟相同的数据模式获得,每个支路携带 28 Gbaud、长度为  $2^{11}-1$  的伪随机二进制序列(Pseudo-Random Binary Sequence,PRBS)数据。奇偶信道在发射机输出端与 50 GHz 梳状滤波器结合。

该环路由两个跨度的 FMF 组成,总长度分别为 76 km(39 km 和 37 km 的 FMF 直接熔接)和 72 km(50 km 和 22 km 的 FMF 熔接)。FMF 均缠绕在直径为 25 cm 的光纤盘上。光纤的损耗系数、色散和有效面积分别为 0.2 dB/km、20 ps/km/nm 和  $130 \mu\text{m}^2$ 。使用标准模式下的熔接机,将跨度的每一端直接熔接至 SMF,该熔接机用于熔接 SMF。使用双向光时域反射仪测量接头损耗,发现每个接头约为 0.2 dB。在两端跨接两个跨度后,测量 76 km 跨度和 72 km 跨度的损耗分别为 15.7 dB 和 15 dB,其中包括接头损耗和连接

器损耗。因此,模式耦合可能导致的任何额外损耗均微不足道。而且,测得的光纤损耗随时间稳定,并且未观察到输出功率的波动。两个单级单模掺铒光纤放大器(Single-Mode Erbium Doped Fiber Amplifier, SM-EDFA)用于补偿跨度损耗,另一个 EDFA 用于补偿环路控制损耗。波长选择开关插入环路中,以均衡 EDFA 增益,并消除 WDM 信道外部的放大自发辐射噪声。

相干偏振分集接收机用于接收信号。将要接收的信号信道由第二波长选择开关滤波,并在偏振分集平衡混合器中与本地振荡器混合。平衡光电二极管的输出由实时示波器收集,该示波器具有 40 GHz/s 的 16 GHz 模拟带宽。对接收到的数据进行离线处理以估计接收信号的 Q 因子值。离线处理包括数字色散补偿、频率偏移估计、相位噪声估计和基于恒定模量算法的 15 抽头时域均衡,该模块自适应地消除偏振旋转,补偿偏振模色散和任何残留色散。在后期处理中,未尝试补偿或减轻 DMGD 可能导致的任何损伤。

图 6<sup>[23]</sup>显示了在平均超过 400 万个接收比特后,在经过 34 次环路对应于 5032 km 之后测得的偶数信道的 Q 因子值。两种偏振的所有信道的 Q 因子值均保持在 10 dB 以上。插图中还显示了从 5 万个符号中获得的两点的星座图。显然,在 DMGD 的情况下,不可能以 28 Gbaud 速率传输 5000 km,因此可以得出结论,FMF 中不存在模式耦合。



注: X 偏振(星形); Y 偏振(圆形)。

图 6 5032 km 传输后的 5 个偶数信道的 Q 因子值<sup>[23]</sup>

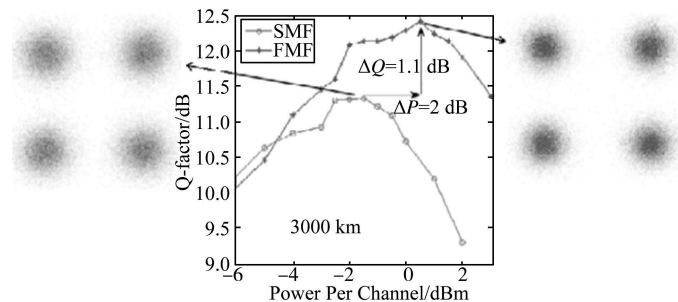


图 7 对于 FMF(星形),在 3100 km(21 个环)之后,对于 SMF(圆圈),在 3040 km(19 个环)之后,中心信道的 Q 因子与每个信道的发射功率的关系;插图为每种情况下在最佳功率下 X 偏振的星座图<sup>[23]</sup>

在单模操作中使用 FMF 而不是 SMF 的主要优点是 FMF 可以具有更大的纤芯。FMF 不仅会因较大的有效面积而引起较小的非线性损伤,而且不会因 DMGD 引起其他损伤。为了验证这一点,通过将两个 FMF 跨距分别替换为长度为 80 km 的 SMF 跨距来重复进行传输实验。光纤的损耗系数、色散参数和有效面积分别为 0.2 dB/km、17 ps/(km·nm)和 80  $\mu\text{m}^2$ 。为了比较两种情况的非线性性能,对于 FMF(21 个循环)对应传输 3100 km,对于 SMF(19 个循环)对应传输 3040 km,将接收到的 Q 因子值绘制为发射功率的函数。在 3000 km 处进行比较,即使使用 SMF, Q 因子值仍保持在 10 dB 以上。结果显示在图 7<sup>[23]</sup>中,其中红线和蓝线显示的是 SMF 和 FMF 传输的中心信道中两个偏振态 Q 因子值的平均值。在低功率情况下,两种情况都受到 OSNR 的限制,并且性能相似,因为两种情况的环路损耗均相似。随着发射功率的增加,非线性损伤成为信号性能恶化的主要来源。与 SMF 相比,FMF 的有效面积大 1.6 倍,FMF 的最佳工作功率大约大 1.6 倍。导致 FMF 传输到该距离处可获得的最大 Q 因子值要大 1.1 dB。

综上所述,准单模少模光纤传输可充分发挥 FMF 大模场面积特性以及较高的非线性容限的优势,有效降低非线性损伤对传输信号的影响,进一步提升系统的传输性能。然而,准单模少模光纤传输毕竟是一种过渡方案,对准单模传输系统扩容为 MDM 传输系统是最有效方案。

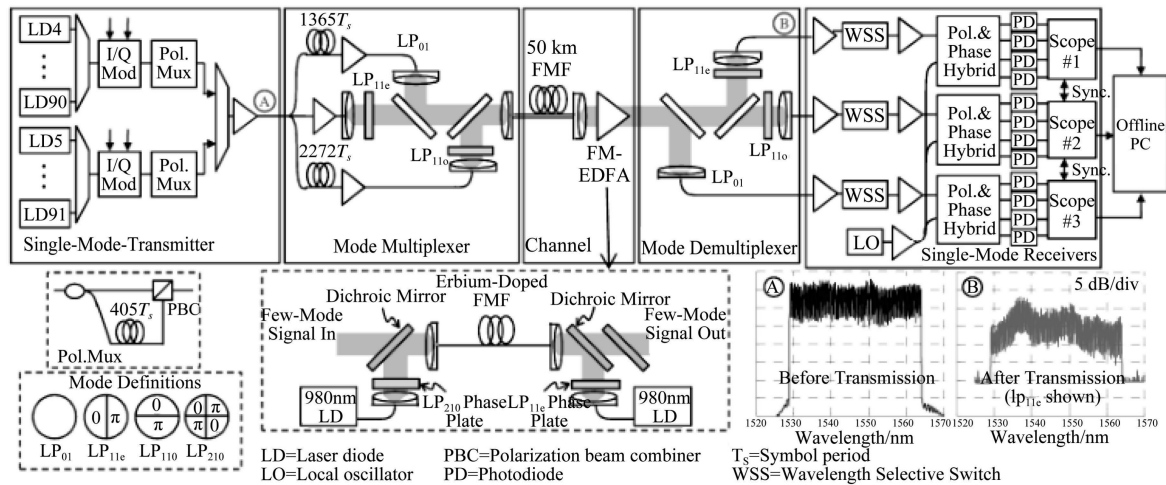
## 2 基于分立的复用器和解复用器的少模光纤传输

### 2.1 基于少模掺铒光纤放大器与分立复用解复用器的少模光纤单跨距传输

MDM 作为克服容量紧张的最有前途的技术日益突出,FM-EDFA 的研制有利于控制各模式功耗<sup>[28]</sup>。文献[16]提出了支持 6 种空间模式的包层泵浦 FM-EDFA,采用基于相位板的分立模式 MUX/DEMUX 来实现 FM-EDFA 性能。在 1534~1565 nm 之间测得平均模式增益 > 20 dB,各模式组间的差模增益为 -3 dB,噪声系数为 6~7 dB。文献[15, 28]对基于 FMF 的 EDFA 进行了研究,其中,文献[28]利用 15 m 的少

模掺铒光纤和基于相位板的分立模式 MUX/DEMUX 研制了一个 FM-EDFA,在 50 km 的 FMF 上实现了 MDM-WDM 传输,采用 FM-EDFA 来提高了输出信号的功率。FMF 纤芯为渐变折射率 FMF,可实现大有效面积、低模式相关增益、LP<sub>01</sub> 和 LP<sub>11</sub> 模式之间的低耦合。

图 8<sup>[28]</sup> 为 WDM-MDM 传输的实验装置。在发射端,将 88 台激光器(87 个分布式反馈激光器和一个用于测量信道的外腔激光器)分为奇数组和偶数组。每个组分别使用 28 Gbaud QPSK 进行调制,其中,I 和 Q 驱动电压由长度为  $2^{31}-1$  的 PRBS 生成。通过分开调制器输出,将一个路径延迟 405 个符号(14.46 ns),然后将其旋转为正交偏振,再进行偏振重组,来生成 PDM 信号;奇数和偶数信道使用光学交织器合并。单模发射机输出端的信号频谱如图 8 中的插图所示。在模式复用电路中,信号被分成三个支路。在解相关延迟和放大之后,SMF 终止于焦距为 11 mm 的光束准直器。在自由空间中传播的光束具有约 2 mm 的  $1/e$  半径。对于 LP<sub>11o</sub> 和 LP<sub>11e</sub> 支路,在 1550 nm 处具有 0 和  $\pi$  弧度的相对路径延迟的双分区的相位板用于空间调制信号。



注:DFB:分布式反馈激光器;PMC:偏振保持耦合器;PBC:偏振光束合成器;IL:交织器;SW:光开关;FMF:少模光纤;WSS:波长选择开关;PMEDFA:偏振保持掺铒光纤放大器;LO:本地振荡器;PD:光电二极管。

图 8 实验装置<sup>[28]</sup>

在接收端,分立模式 DEMUX 是发射端分立模式 MUX 的镜像:将 FMF 终止于 11 mm 的光束准直器,并使用无源分束器将信号分成三个支路。在 LP<sub>11o</sub> 和 LP<sub>11e</sub> 支路中,使用相位板对信号进行空间解调,然后使用 11 mm 的光束准直器将所有三个支路耦合回 SMF,这些信号被放大,然后通过波长选择开关进行滤波。通过使用三个偏振-相位分集混合器和十二个光电检测器,将信号与普通的本振激光混合,将感兴趣的信道下变频为电基带,从而恢复了六个空间偏振模式 I 和 Q 分量。使用三个四信道采样示波器以 40 GSa/s 和 16 GHz 采样率和电气带宽对信号进行采样。采用  $6 \times 6$  时域 MIMO 均衡器对数据进行恢复。

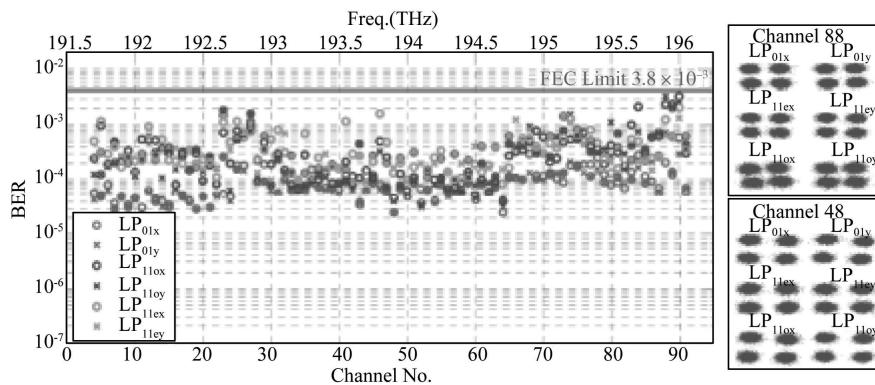


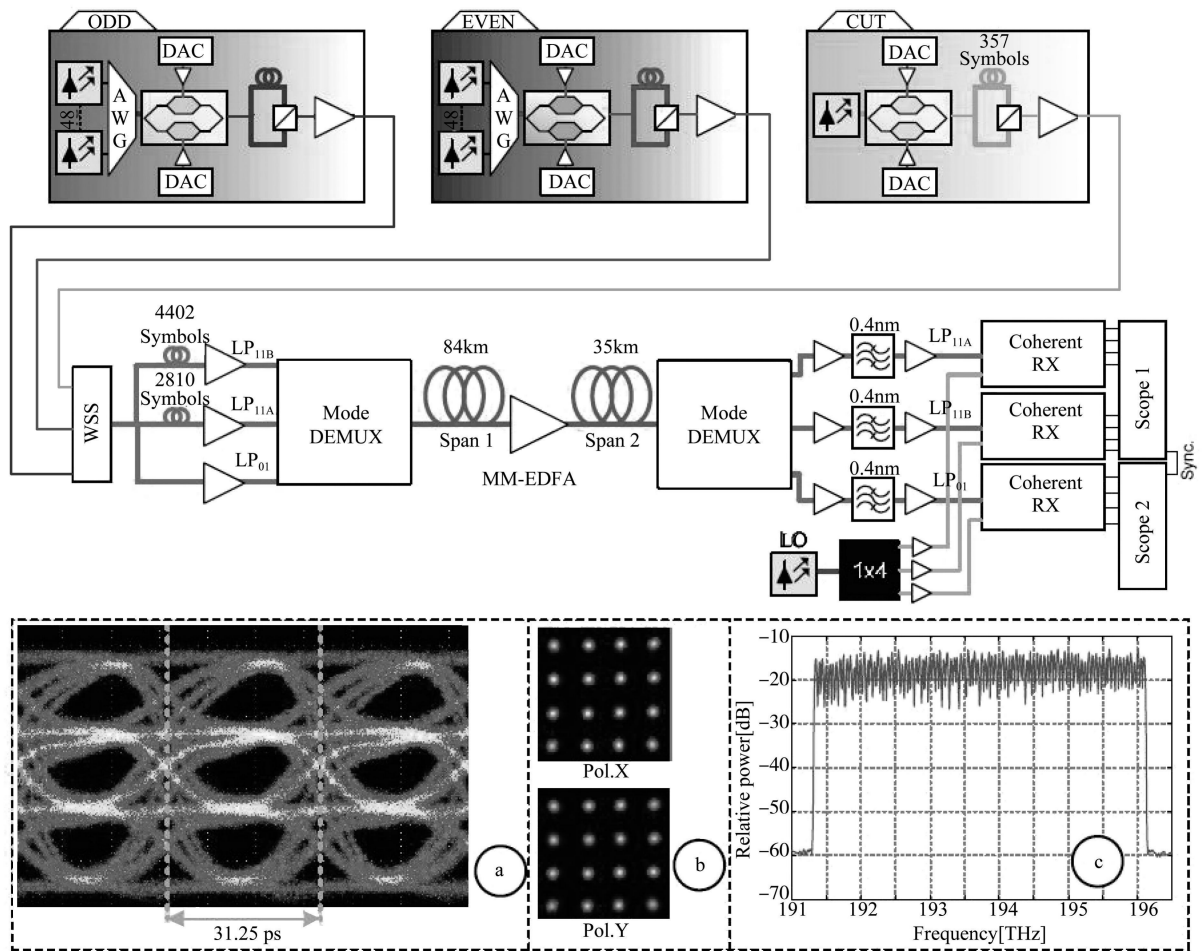
图 9 传输后所有 WDM 信道的测量 BER。插图:最佳和最差节点的星座图<sup>[28]</sup>

图 9 显示了在  $-0.5 \text{ dBm}/\lambda$  的最佳发射功率下所有信道的传输后的误码率(Bit Error Rate, BER)。结

果表明,对于 7% 的硬判决前向纠错(Hard-Decision Forward Error Correction, HD-FEC)码,所有 WDM 信道的 BER 均低于  $3.8 \times 10^{-3}$  的阈值。由于 FM-EDFA 的增益与波长特性,短波长(右侧)的 BER 稍高。最佳(第 48 信道)和最差(第 88 信道)频道的星座图如插图所示。

### 2.2 基于分立复用器和解复用器的少模光纤双跨距传输

文献[29]演示了一个 73.7 Tb/s( $96 \times 3 \times 256$  Gb/s)的双偏振 16 QAM 模式分复用信号在 119 km(84 km+35 km)FMF 双跨距传输线路上的传输,其中在传输 84 km 以后有一个中跨的 FM-EDFA。将 WDM 信道的数量提升到 96 个,并将调制格式提升到双偏振 16 QAM 采用数据辅助  $6 \times 6$  MIMO-DSP 对信号进行解调。FEC 开销和额外开销(以太网训练序列)分别占了 20% 和 7.5%,转换后为 57.6 Tb/s 的净数据速率和 12 bit/s/Hz 的光谱效率。



注:AWGs:阵列波导光栅;DACs:数字模拟转换器;POLMUX:偏振复用器;WSS:波长选择开关;PLL:数字锁相环。

图 10 实验装置<sup>[29]</sup>

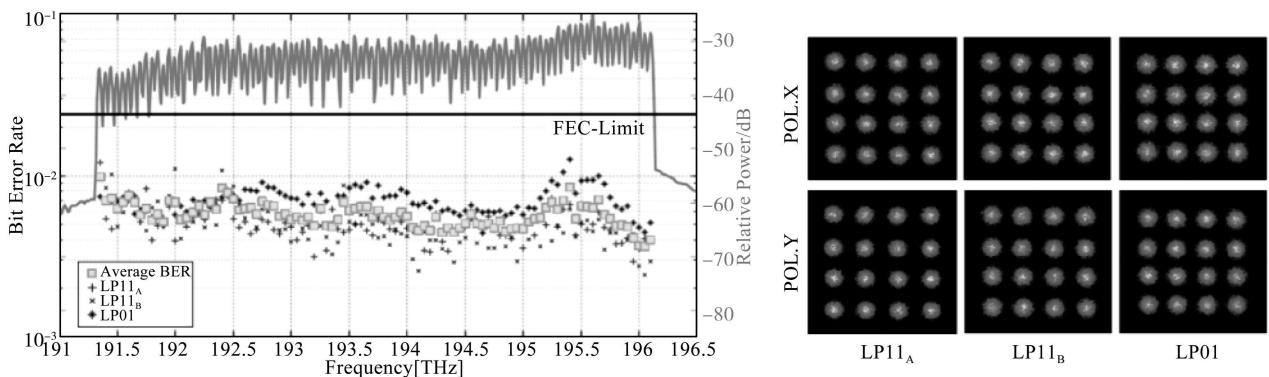


图 11 96 个 WDM 信道 119 km 传输;DEMUX 接收光谱;BER<sup>[29]</sup>

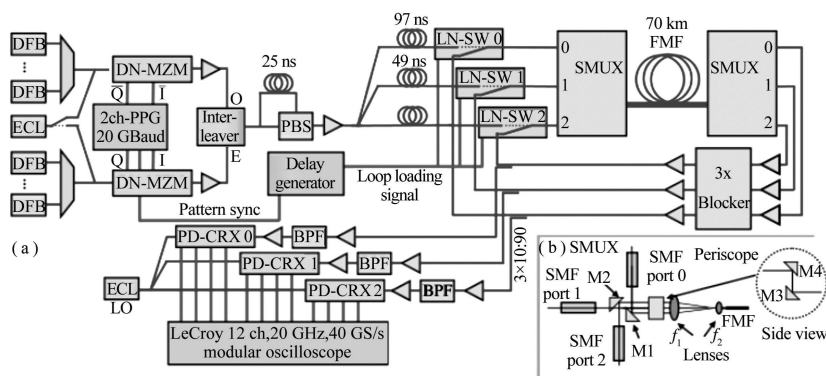


图 10 是实验装置<sup>[29]</sup>。图(a)数字模拟转换器产生的 4 电平脉冲幅度调制(4-PAM, 4-Pulse Amplitude Modulation);图(b)背靠背单模配置下 256 Gb/s 双偏振 16 QAM 的星座图;图(c)发射端频谱(96 个信道)。在发送端,产生 96 个信道,每个信道携带一个 256 Gb/s、双偏振 16 QAM 调制信号。这 96 个信道由 48 个偶数信道和 48 个奇数信道组成,丢弃其中一个信道,插入一个被测信道。偶数信道和奇数信道分别通过应用阵列波导光栅的 48 台外腔激光器产生,48 台外腔激光器运行在 50 GHz 扩展 C 波段(191.35 THz~196.1 THz)国际电信联盟(International Telecommunications Union, ITU)网络上。随后,每个含有 48 波长的信号被 IQ 调制器产生的 128 Gb/s 16 QAM 调制。调制器由 4-PAM 信号驱动(图 10(a)<sup>[29]</sup>),该信号由用于 I 和 Q 端口的单独数字模拟转换器产生。这些 4-PAM 信号是通过将两个 PRBS13 序列相加在数字域中产生,移动 383 个符号进行去相关。输入 I 和 Q 的 4-PAMs 相对移动了 767 个符号。数字模拟转换器的输出在输入 IQ 调制器之前被电放大,输出摆幅被设置好,运行在一个无预校正的线性范围内。对 256 Gb/s、双偏振 16 QAM 信号进行调制后,用偏振复用器(Polarization-Multiplexing, POLMUX)对 IQ 调制器的输出信号进行复用。这是通过将信号分成两支同等功率的支路来实现的,每支支路延迟约 200 个符号,然后使用偏振合束器将它们再次组合。除了只调制一个激光器和使用不同的序列和延迟外,被测信道的产生方式与偶数和奇数信道相同。使用伪随机比特序列的 PRBS 15 序列生成 4-PAM 信号,移位 8191 个符号。输入 I 和 Q 的 4-PAM 信号移位 16383 个符号。在被测信道的阶段中,一个支路相对于另一个支路被延迟 357 个符号;最后,三种方案都是使用波长选择开关进行 WDM,并进行均衡。

图 11<sup>[29]</sup>为 96 个  $3 \times 256$  Gb/s、双偏振 16 QAM 调制信道在 119 km FMF 上的传输结果以及传输后接收的频谱、BER,下图是传输后的星座。所有的 WDM 信道在每个单独模式下都能很好地低于 FEC 门限。在整个发射频率范围内,接收到的频谱相对平坦。

### 2.3 基于分立复用器和解复用器的少模光纤控制环传输

文献[30]提出了基于 SM-EDFA、分立 MUX 和 DEMUX 的 FMF 控制环传输。用低损耗三点分立模式耦合器,实验展示了基于 70 km 跨距超过 700 km 的 FMF 的 34 个 WDM 信道(间隔为 50 GHz)的空分复用传输。该传输距离记录是通过使用低损耗的点模式 MUX 和 DMGD 补偿跨段来实现的。在实验中,20 Gbaud/s 的 QPSK 信号在 3 种空间模式、2 种偏振态和 34 种波长上进行复用,在 1.7 THz 的带宽上获得了 6.5 Tbit/s 的总容量。通过 MIMO-DSP 在传输 700 km 后恢复信号并且得到了所有空分复用和 WDM 信道的 BER 小于  $10^{-2}$ 。对  $6 \times 6$  MIMO 信道的脉冲响应和模式相关损耗(Mode Dependent Loss, MDL)进行分析,并与使用基于相位板的模式 MUX 获得的单信道结果进行比较,结果表明,即使在 700 km 传输后,整个系统的 MDL 也小于 2.1 dB。



注:PBS:偏振分束器;BPF:带通滤波器;EDFA:掺铒光纤放大器用三角形表示;DBFs:分布反馈激光器;DN-MZM:双嵌套 LiNbO<sub>3</sub> 马赫-曾德调制器;PPG:可编程模式发生器;DBBs:De: Bruijn 比特序列;LN-SWs:LiNbO<sub>3</sub> 开关;PD-CRX:偏振分集相干接收机;DSO:数字存储示波器;FFE:前馈均衡器。

图 12 (a)相干 MIMO 传输的实验装置;(b)三点模式 MUX 的实验装置<sup>[30]</sup>

图 12(a)为相干 MIMO 传输的实验装置<sup>[30]</sup>。在 50 GHz 网络上,通过独立调制 34 个分布反馈激光器的奇偶波长,获得波长信道。采用两个双嵌套 LiNbO<sub>3</sub> 调制器在双信道可编程模式发生器的驱动下产生一个 20 Gbaud QPSK 信号,并分别用长度为  $2^{12}$  的两个独立的 De Bruijn 比特序列作为 QPSK 信号的 I 和 Q

分量。使用线宽为 100 KHz 的外腔激光器作为被测信道的光源,第二个外腔激光器作为内差配置的本振信号。在 PDM(其添加延迟 25 ns 的信号的正交偏振副本)之后,PDM-QPSK 信号被分成 3 条路径,分别具有 49 和 97 ns 的相对延迟。三个不同延迟的信号被对应送入一个 3 重循环回路,分别对应 FMF 的三个模式。三个 LINBO<sub>3</sub> 开关用于控制加载和闭合环路。该环路由一对点模式 MUX 和 3 个两级 EDFAs 组成,其中在放大级之间插入一个多信道阻断器,以实现环路中功率的频谱均衡。利用光延迟线精确地将环路的相对长度调节到小于 200 ps。

最后,用三个 10:90 耦合器从环路中提取信号,经过三个 EDFA 和三个 0.6 nm 的带通滤波器后,由三个偏振不同的相干接收机检测。来自偏振不同的相干接收机的 12 个电信号由一个模块化数字存储示波器(LeCroy LabMaster 9zi)捕获,该示波器的工作频率为 40 GS/s,带宽为 20 GHz,将采集到的波形使用  $6 \times 6$  前馈均衡器组成的 MIMO-DSP 算法进行离线处理,每个前馈均衡器有 400 个抽头。根据最小均方(Least Mean Square, LMS)算法确定前馈均衡器系数,并通过数据辅助运算获得初始收敛性。

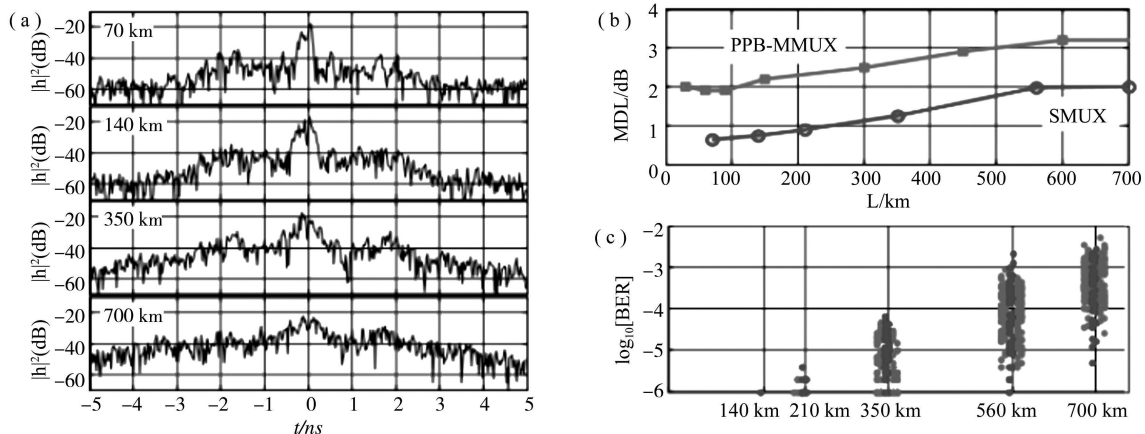


图 13 (a)在传输距离为 70、140、350 和 700 km 时,DMGD 补偿 FMF 跨距的脉冲响应  $|h|^2$ ; (b)基于点的和基于相位板的模式 MUX 传输实验的 MDL 作为距离的函数; (c)BER 是所有 6 个空分复用和 34 个 WDM 信道传输距离的函数<sup>[30]</sup>

根据最小二乘信道估计器计算脉冲响应作为距离的函数。对于 3 点多路复用,所有  $6 \times 6$  脉冲响应在性质上看起来都是相似的,图 13(a)<sup>[30]</sup>中只报告了一个代表性的脉冲响应。70 km 后,脉冲响应中心清晰可见由 LP01 和 LP11 模式产生的强中心双峰,周围是由光纤中发生的模式耦合产生的 5 ns 宽平台,以及沿 DMGD 补偿 FMF 跨距传播的不同熔接位置。对于较长的传输距离,脉冲响应变得更宽,更像高斯。特别地,在 700 km 之后,脉冲响应开始填满图 13(a)的整个 10 ns 窗口,这也对应于 400 抽头均衡器能够补偿的最大延迟。第二个相关量是 MDL,通过对估计的信道矩阵进行奇异值分解而获得。MDL 被定义为最大和最小平方奇异值之间的比率。评估了点模式 MUX 和基于相位板的模式 MUX 的传输实验的 MDL,结果如图 13(b)<sup>[30]</sup>所示。基于点模式 MUX 的实验最初有 0.7 dB 的低 MDL,证实了两个点模式 MUX 的良好对齐。作为距离的函数,两个实验积累的 MDL 量大致相同,约为 0.2 dB/100 km,这表明 MDL 是由光纤引起的;但在基于相位板的模式 MUX 实验中,由于使用 30 km 的跨度较短,其 MDL 高出耦合器的两倍以上。在图 13(c)<sup>[30]</sup>中,对于每个模式、波长和偏振的输入功率为 -3 dBm 的所有空分复用和 WDM 信道,显示了作为距离函数的 BER。在传输 700 km 后,观察到的最大 BER 小于  $10^{-2}$ ,可以用最先进的 FEC 以 20% 的开销进行补偿。

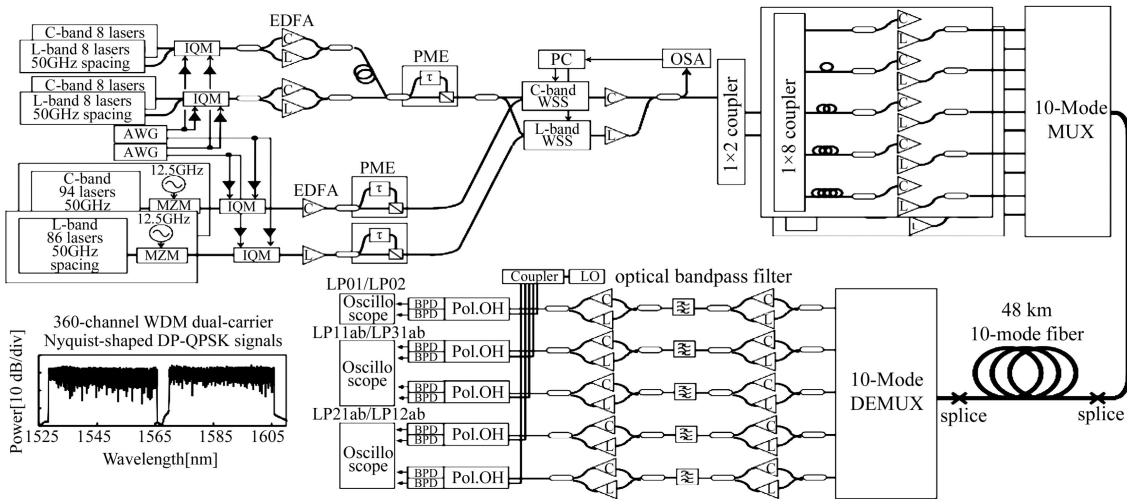
基于分立复用器和解复用器的少模光纤传输利用模式之间空间相位分布的差异实现较低 BER,进行长距离传输,通常需要多相位板,具有较大体积和插入损耗,且系统难以集成。

### 3 基于平面光转换器的少模光纤传输

文献[31]采用基于多平面光转换的高模式选择 10 模式 MUX,提出了一种基于部分 MIMO 的弱耦合 MDM 传输方法,减轻高阶 FMF 传输的 MIMO 处理负担。验证了在 C+L 波段使用弱耦合 FMF 和高模式选择 MUX 或 DEMUX 可以充分抑制模式串扰(平均串扰  $< -17$  dB)。在 48 km 弱耦合 FMF 上,仅使用  $2 \times 2$  或  $4 \times 4$  部分 MIMO,对双载波 12 Gbaud 双偏振 QPSK 信号进行 10 模复用 336 路 WDM 传输。在单

芯光纤传输中实现了 257 Tbp/s 的光纤容量记录,总频谱效率为 30.5 bit/s/Hz。

图 14<sup>[31]</sup> 为 10 模传输实验的实验装置,插图为 WDM 信号的测量光谱<sup>[31]</sup>。在发射机中,C 波段的 8 个外腔激光器和 L 波段的 8 个外腔激光器产生的连续光分别与偶数和奇数信道的 50 GHz 频率间隔相结合。利用两信道任意波形发生器和两个 IQ 调制器分别对奇偶测量信道进行了独立调制,随后是 C 波段和 L 波段光放大器。IQ 调制器由双载波 12 Gbaud 奈奎斯特形电信号驱动,该电信号由工作在 60 GSample/s 下的 I 和 Q 分量的任意波形发生器产生。长度为  $2^{15}-1$  的伪随机比特序列被上采样到两个样本/符号。两个载波之间的延迟被设置为大约 16000 个符号。对奇偶信道进行组合和 PDM,相对延迟为 87 ns,得到 16 路 25 GHz 间隔的 12 Gbaud 双偏振 QPSK 奈奎斯特形 WDM 信号。



注: IQM: IQ 调制器; AWG: 任意波形发生器; PME: PDM 模拟器; WSS: 波长选择开关; OSA: 光谱分析仪; POL.OH: 偏振分集光学混合; BPD: 平衡光电探测器; LO: 本地振荡器。

图 14 弱耦合 10 模复用 WDM 传输实验装置<sup>[31]</sup>

此外,构建了第三和第四波段,在 C 波段装载 188 个 WDM 信道,在 L 波段装载 172 个 WDM 信道,以保持 OSNR 和光纤传输中的非线性效应。共有 94 个 C 波段的激光器和 86 个 L 波段的激光器组合在一起,间距分别为 50 GHz。通过在载波抑制条件下以 12.5 GHz 的频率独立调制它们,获得了间距为 25 GHz 的 360 信道,在 C 波段范围为 191.4875 THz(1565.598 nm)到 196.1625 THz(1528.286 nm),在 L 波段范围为 186.6875 THz(1605.852 nm)到 190.9625 THz(1569.902 nm)。C 波段和 L 波段的信道以与被测信道相同的方式独立地进行信号调制和 PDM。在四个波段组合后,分别使用 C 波段和 L 波段波长选择开关在 C+L 波段上进行功率均衡,因此,获得了 360 信道 WDM 双载波奈奎斯特形双偏振 QPSK 信号,比特率为 96 Gbit/s,包括 25.5% 的 FEC 开销。

生成的 WDM 信号被分成 10 条路径,在随后的路径之间具有 200 ns 的相对延迟,用于去相关,并输入入继 C 波段和 L 波段放大器之后的高模式选择 10 模式 MUX 的每个端口。利用多平面光转换技术,精确地产生了 LP01、LP11a、LP11b、LP21a、LP21b、LP02、LP31a、LP31b、LP12a 和 LP12b 共 10 种模式,并将其激发到 10 模光纤中。

图 15<sup>[31]</sup> 中的黑线和蓝线分别为 6 模 DEMUX 在 48 km 传输后输出的低阶模式(LP01)和高阶模式(LP12b)的典型光谱。可以在图 15 中看到两个光谱之间的细微差别,这是因为在较短波长处输入的 WDM 信号的功率调整对于在 10 个模式之间均衡模式串扰有些不足。在 0.1 nm 分辨率下,336 个 WDM 信道的 OSNRs 估计值大于 20 dB。最后,测量了 360 个传输信道中 336 WDM 信道的 BER。图 16<sup>[31]</sup> 为根据 10 模复用 WDM 信号的测量 BERs 计算的 Q 因子。得到了优于 FEC 阈值 4.95 dB(25.5% 的开销)的所有 WDM 或 MDM 支路的 Q 因子。在这种弱耦合传输中,虽然每个模式和每个 WDM 信道的 OSNR 足够高,但获得的 Q 因子基本上依赖于具有模式 MUX/DEMUX 对的 48 km 10 模式光纤中来自其他 LP 模式的总串扰。因此,调整每个模式的输入 WDM 功率后,最差的 Q 因子约为 5 dB,但总的模式串扰约为 -8 dB。此外,在 C 波段和 L 波段的较短波长处,由于较短波长处的功率调节不足,观察到 10 个模式之间的 Q 因子差异超过

2 dB。

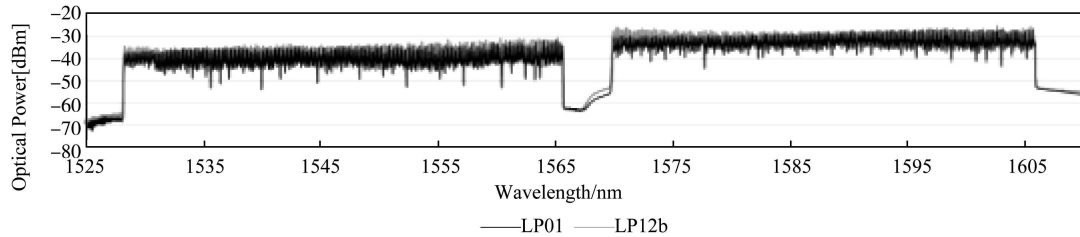


图 15 48 km 传输后 LP01 和 LP12b 输出的光谱(0.02 nm 分辨率)<sup>[31]</sup>

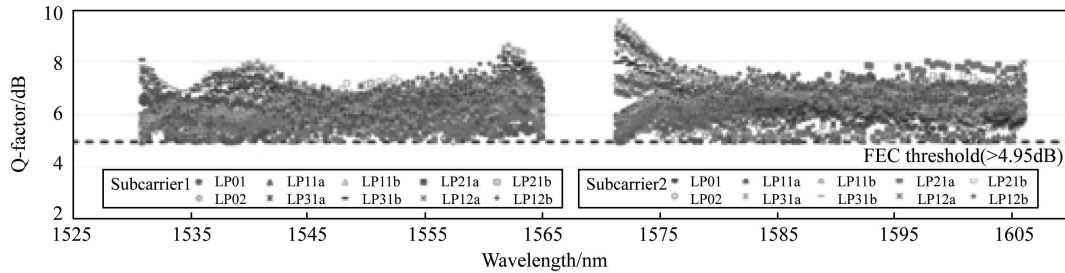


图 16 所有 WDM/MDM 支路的测量 Q 因子<sup>[31]</sup>

多平面光转换的高模式选择模式 MUX 虽然减轻了 MIMO-DSP 的负担,抑制了模式串扰。但要达到高精度,对光纤和 MUX/DEMUX 间的耦合校准具有很高要求,耦合损耗较大。

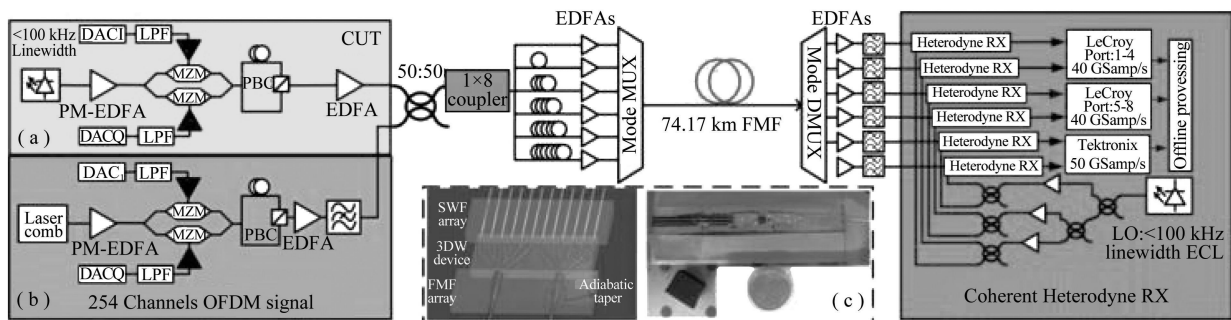
### 4 基于 3D 波导光子灯笼的少模复用及光纤传输

#### 4.1 基于 3D 波导光子灯笼的少模复用及光纤单跨距传输

文献[32]在 12 种空间和偏振模式下,实现了 41.6 Tbit/s(净数据速率 16.8 Tbit/s)信号传输 74.17 km。将重点放在通过正交频复用在 C 波段使用超密集 WDM 的 12 个空间和偏振模式信号的传输上,可实现更低的信号处理复杂度。使用完全封装的 3D 波导的光子灯笼作为 MUX 和 DEMUX,在 74.17 km 的 FMF 中,在每个空间和偏振模式上传输 255 个光信道。使用相干外差检测、12×12 MIMO-DSP 恢复每个模式下的所有信道信号,并且 BER 低于 FEC 门限  $2.4 \times 10^{-2}$ ,占用 20% 的开销。

图 17<sup>[32]</sup>为实验装置,包括超密集激光梳的产生、利用 3D 波导光子灯笼作模式 MUX 和 DEMUX 实现六模 FMF 传输正交频复用 PDM 信号,实现多个信道的相干外差检测接收。

光子灯笼每个端口的输入功率设置为 10.83、9.87、9.82、9.82、9.02 和 9.53 dBm,因此每个端口在 FMF 处激发的六个模式的功率都等于 5 dBm(±0.5 dBm)。FMF 输入处的总发射功率测量为 13.47 dBm,74.17 km FMF 后的输出功率等于 -2.82 dBm,表明总衰减为 16.29 dB。在模式 DMUX 之后,每个端口的功率分别为 -19.32、-16.39、-14.97、-14.76、-15.70 和 -15.97 dBm。所有六个支路首先用 EDFAs 放大,然后用 0.4 nm 光学可调谐带通滤波器滤波。



注:(a) 正交频复用-PDM 信号的被测信道;(b) 利用正交频复用信号调制的激光梳源;(c) 完整封装的 3D 六模空间 MUX 的示意图和图像。

图 17 实验装置<sup>[32]</sup>

检测到的正交频复用信号在离线 DSP 中进行处理。在基于互相关技术的时间同步之后,使用

Schmidl-Cox 算法估计载波频率偏移量。然后,将信号变换到频域,提取  $12 \times 12$  TSs, 计算每个数据子载波的  $12 \times 12$  信道矩阵。使用 LMS 误差法对每个副载波上的数据进行均衡。每个正交频分复用符号中的导频子载波通过公共相位误差补偿方法、准导频辅助方法和补偿残余相位噪声和幅度失真的期望最大化算法用于激光相位噪声补偿。

传输的性能如图 18 所示<sup>[32]</sup>。由于接收端的 EDFA 增益谱的波纹,接收到的光谱不再平坦,这也导致较高频率下的信噪比较低。然而,所有 255 个信道都被评估,并且每个信道的 BER 低于  $2.4 \times 10^{-2}$  FEC 门限。每个 BER 值是所有六个支路的平均值,估计超过 430 万比特。

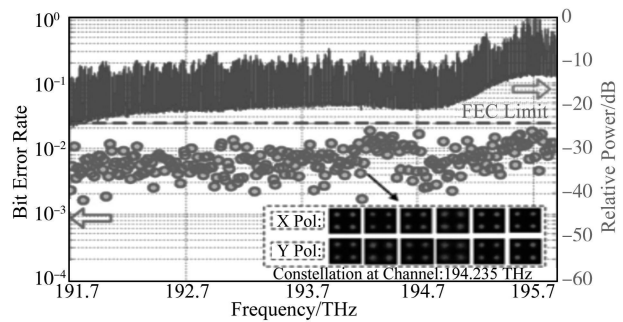


图 18 所有信道的接收频谱和估计 BER<sup>[32]</sup>

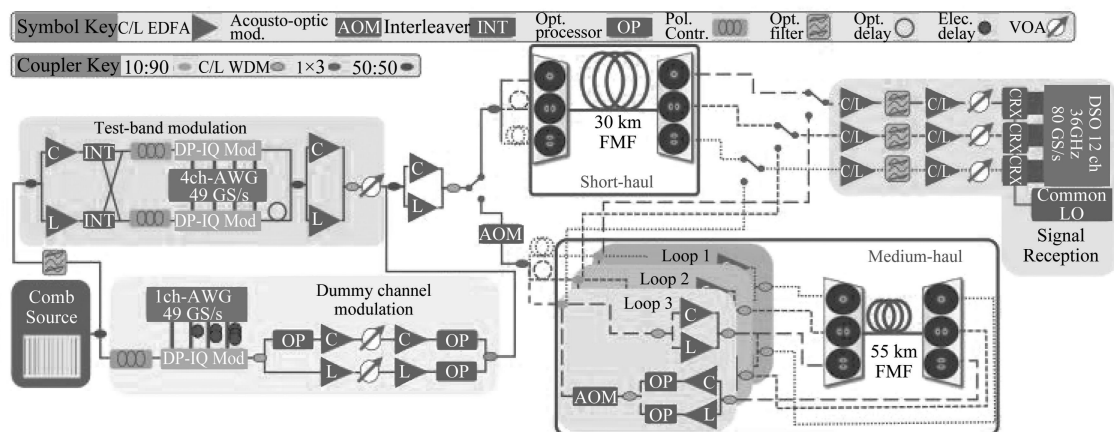
#### 4.2 基于 3D 波导的少模复用及光纤控制环传输

文献[33]扩展了 OFC2018 会议文献[34, 35]两个传输实验,采用飞秒激光刻写的 3D 波导的模式选择 MUX 作为模式复用 DEMUX,开展了短程光纤链路、中程光纤控制环链路上大容量少模传输实验研究;第一个实验演示了 283 Tbit/s 的 C+L 波段在单个 30 km 跨度上的传输<sup>[34]</sup>,第二个实验实现了渐变折射率三模 FMF 控制环路 1045 km、容量 159 Tbit/s 的传输<sup>[35]</sup>,证明在长距离 FMF 传输中达到高数据率容量的可行性,尽管存在 MDL 和 DMGD 的严重损伤。

图 19 为高数据率 FMF 传输系统研究的实验装置<sup>[33]</sup>。梳状源在 C+L 频带上以 25 GHz 的间隔产生 400 多个载波线,梳状器的输出分为一个测试部分和一个虚拟信道部分。测试波段由选择 3 或 5 个载波线的可调谐滤波器选择。然后将测试频带分成奇偶两个信道,分别由两个双偏振 IQ 调制器进行独立调制。这两个调制器由 4 个工作在 49 GS/s 的任意波形发生器驱动,产生 24.5 Gbaud 根升余弦形双偏振 16 QAM 或双偏振 64 QAM 信号,滚降系数为 0.01。奇偶信道被光学去相关,C 和 L 波段在独立放大器中被放大。

虚拟信道频带在单独的双偏振 IQ 调制器中进行调制,该调制器具有 24.5 Gbaud 根升余弦形双偏振 16 QAM 或双偏振 64 QAM 信号,由在单个 49 GS/s 任意波形发生器中生成的四个电去相关信号生成。然后将测试信道和虚拟信道组合并放大。对于这两个传输实验,将信号分成三个去相关的光路,分别约 93 ns 和 193 ns,以模拟不同空间路径上的独立数据流。采用 3D 波导的模式选择 MUX 作为模式 MUX 和 DEMUX。MUX 的插入损耗约为 1.5 dB,模式选择性大于 16 dB,每种模式的总发射功率约为 25 dBm。

采用两种不同的光纤链路进行这个传输实验。第一种是单跨 FMF,由 26 km 负向和 4 km 正向 DMGD 光纤组成,其总 DMGD 小于 1 ns。对于循环回路实验,额外添加了 25 km 的负 DMGD 的 FMF,总 DMGD 小于 100 ps。所有光纤模式的色散约为  $20 \text{ Ps}/(\text{nm} \cdot \text{km}^{-1})$ ,损耗约为 0.2 dB/km。在这两个链路中,用 2 nm 放大自发辐射噪声测量,LP01 和 LP11 模式之间的串扰小于 -10 dB。



注:两个实验的发射机和接收机设置是相似的,开关指示了两个实验中不同光纤链路的使用情况,对于短途试验,只使用了一个单跨的 FMF(图中上部),中程传输是通过控制环路设置(图右下角)实现的。

图 19 中短程高速数据传输分析实验装置<sup>[33]</sup>

首先,研究了 30 km FMF 链路上的高数据速率、短距离传输。假设固定 Q 因子阈值为 5.7 dB,相应的 FEC 开销为 20%,这导致聚合数据速率为 280 Tbit/s。图 20(a)显示了接收到的基于 64 QAM 的 381 个空间超级信道从 1528 到 1610 nm 波长的 FEC Q 因子。Q 因子在 5.7 和 9 dB 之间变化,这取决于空间超级信道的波长。由于 C/L 波段 WDM 耦合器和 EDFAs 的限制和容限,C 和 L 波段之间的保护带宽度约为 3 nm。图 20(b)为左轴上的数据速率和右轴上的对应码速率<sup>[33]</sup>。蓝色圆圈是根据广义互信息方法计算得到,显示了最大可实现数据速率。红色菱形显示左轴上的数据速率和右轴上相应的码速率,由所实现的低密度奇偶校验编码方案计算。这两种计算方法之间存在差距。这差距是由于 DVB2S 标准中可用低密度奇偶校验码的小粒度,该方法包括外部 FEC 在内的最低开销码速率约为 0.85;而广义互信息方法表明,对于大多数空间超级信道,0.9 以上的码速率就足够了。然而,虽然广义互信息方法计算表明通过使用最优编码方案可以达到超过 320 Tbit/s 的吞吐量,但使用所实现的编码方案可以实现超过 283 Tbit/s 的聚合数据速率。

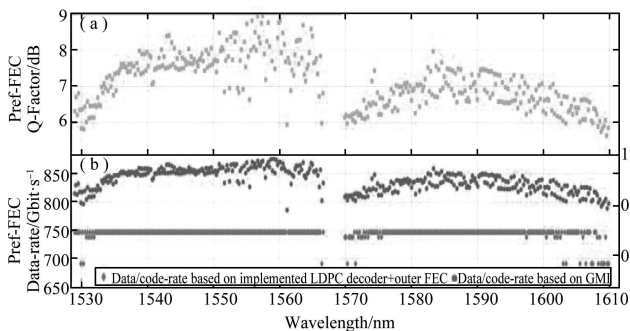


图 20 (a) 381 个 64QAM 空间超级信道传输 30 km 后 Q 因子;(b) 数据速率<sup>[33]</sup>

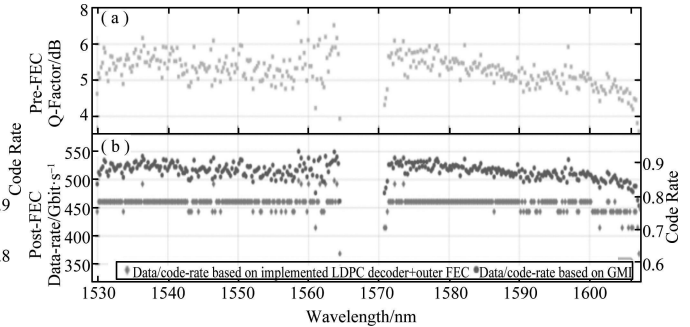


图 21 (a) 348 个 16QAM 超级信道传输 1045 km 后 Q 因子和(b)数据速率<sup>[33]</sup>

图 21<sup>[33]</sup>为 1045 km FMF 以上的中距离传输实验的结果。共有 348 个基于双偏振 16 QAM 的空间超级信道通过所述的循环回路设置进行传输。图 21(a)为所有空间超级信道的 Pre-FEC 的 Q 因子。在 C+L 波段的 Q 因子值在 4 dB 到 6.8 dB 之间。C 和 L 波段之间的保护带约为 6 nm 宽,并且低 C 和高 L 波段与短程实验相比具有较少的信道。这主要是由于三路循环结构中光处理器的带宽限制以及应用的光谱平坦算法的次优设计限制。图 21(b)为左轴上所有空间超级信道数据速率和右轴上相应的码速率。蓝圈为用广义互信息方法计算,并用红菱形作为编码方案的结果。基于广义互信息方法的数据速率与实际实现的 FEC 码之间的差异小于短途实验。这主要是由于性能更接近于可用代码速率的最佳值。当计算总吞吐量时,较小的差异变得明显:在实现编码方案之后,可以达到 159.02 Tbit/s 的总数据速率,通过基于广义互信息方法的优化编码方案的计算,增加到约 179.25 Tbit/s。

3D 波导复用器尺寸小,模式隔离度较好,模式转换效率高,而且能与其他光电芯片直接集成在一起,实现片上模分复用系统,是模式复用器走向全光互联的理想结构之一。但由于波导宽度远小于少模光纤的纤芯半径,光信号从 3D 波导型模式复用器耦合至传输链路时会出现较大的功率耗损。

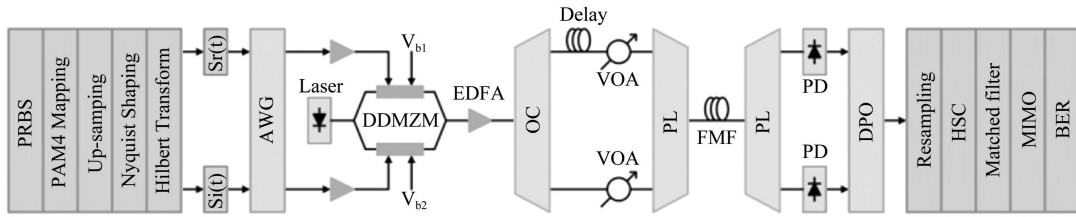
## 5 基于光子灯笼的全光纤复用器的少模光纤传输

### 5.1 基于光子灯笼的全光纤复用器的少模光纤单跨距传输

文献[36]采用光子灯笼作为 MUX 和 DEMUX,提出一种 MIMO 均衡的低成本的直接检测方案,以降低物理复杂度、发射机和接收机的成本和少模器件的性能要求。系统使用奈奎斯特脉冲成型 PAM-4 (Nyquist-pulse shaping PAM-4, NPAM-4)调制格式来提高频谱效率并降低每比特的成本,实验演示了在两种简并模式的 MDM 传输,系统采用单边带调制、NPAM-4 格式,传输速率  $2 \times 37.5$  Gb/s;在 -8 dBm 接收光功率下,MIMO 均衡平均提高了 2 个数量级的 BER。

图 22 为实验系统示意图<sup>[36]</sup>。在发送端生成一个  $2^{18}$  位的伪随机比特序列产生 PAM-4 调制信号,每符号两个采样点。使用滚降因子为 0.1 的奈奎斯特滤波器生成 NPAM-4 序列,通过希尔伯特变换生成其希尔伯特项。驱动信号由任意波形发生器 700002A 以最高采样率 25 GS/s 产生。为了在实验中利用任意波形发生器的最高采样率,将其输出电信号的每符号采样量从 2 减少到 1.33。因此,实验中支持较高的波特率,

传输 NPAM-4 信号的比特率提高到 37.5 Gb/s。通过一个 50 : 50 的光分路器将调制后的光信号分成两条光路,并在其中一条路上添加延迟线来分离两个信号的相关性。采用两个可变光衰减器调节接收光功率。采用光子灯笼作为 MUX,将去相关后的两个信号分别转换为两个高阶简并模(LP11a 和 LP11b),耦合到 FMF 进行传输。



注:AWG:任意波形发生器;EDFA:掺铒光纤放大器用三角形表示;VOA 是可调光衰减器;OC 是耦合器。

图 22 实验示意图<sup>[36]</sup>

在接收端,另一个光子灯笼充当模式 DEMUX。两种光信号分别由两个商用光电二极管检测,由运行在采样率为 50 GS/s 的 DPO72504D 采样。然后对接收到的电信号进行离线 DSP 处理。在 DSP 部分,首先对数字处理示波器接收到的信号重新采样。然后消除希尔伯特变换项引入的一阶串扰。采用训练序列长度为 2000 的 11 个采样点的时域 LMS 均衡算法来缓解简并模式间的模式耦合串扰。最后,分别计算两个信号的 BER。

图 23(a)<sup>[36]</sup> 显示了当两个简并模传输  $2 \times 37.5$  Gb/s 时,有无 MIMO 的传输性能表现。在无 MIMO 的情况下,两种简并模的性能差随着光功率的减小而减小。当信号功率较大时,噪声的影响较小,其传输性能主要受到模式耦合的限制。由于两模间的相互耦合不平衡,发现 LP11b 的性能优于 LP11a。相反,当 MIMO 有效地消除了来自模式耦合的信号串扰时,MIMO 处理的两种模式之间的性能几乎是相同的。在这种情况下,性能始终受到光功率的限制,而两种模式下的光噪声几乎相同。

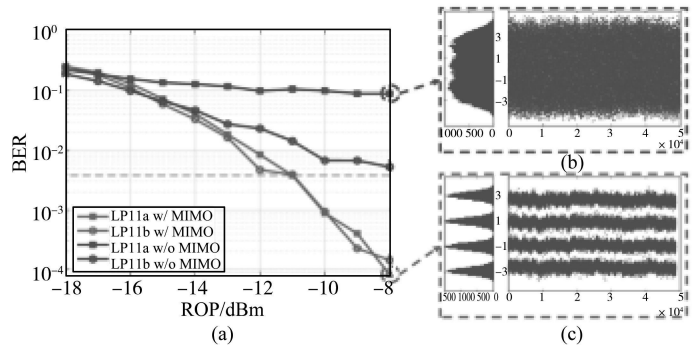


图 23 (a) 37.5 Gb/s 时的实验 BER 性能;直方图和收敛性  
(b) 无 MIMO 时;(c) 有 MIMO 时<sup>[36]</sup>

图 23<sup>[36]</sup> 比较了在接收光功率为  $-8$  dBm 时,接收到的电信号在有 MIMO 和无 MIMO 时的收敛性。如图 23(b)和(c)<sup>[36]</sup> 所示,PAM 信号的 4 阶收敛于 MIMO,也可以通过直方图进行识别。

由于采用低成本的 LP11a 和 LP11b 两种简并模的少模器件,使得模式耦合不能有效控制。因此,无 MIMO,BER 无法达到 7% 的 HD-FEC 阈值。采用 MIMO 技术,在接收光功率为  $-8$  dBm 时,两种简并模式的传输性能平均提高两个数量级,在接收光功率为  $-11$  dBm 时,接收机灵敏度提高,可达到 7% 的 HD-FEC 阈值。

## 5.2 基于光子灯笼的全光纤复用解复用器的少模光纤控制环传输

文献<sup>[37]</sup>采用低插入损耗、低 MDL 的六模式光子灯笼作为全光纤模式复用 DEMUX,使用  $12 \times 12$  MIMO 接收处理,通过 59 km 渐变型 6 模 FMF 链路的同步循环控制环路演示了 590 km、最大网络传输速率 138 Tbit/s、光谱效率为 34.9 bit/s/Hz 的 MDM 传输实验。这些结果是通过将 120 Gbit/s 映射到 16 QAM 符号的 2 种偏振和 6 种空间模式的 120 个波长信道加载得到的。通过结合正负色散光纤,将链路的总 DMGD 降低到约 6 ps/km,并使用具有低 MDL 和低插入损耗的光子灯笼作为模式复用 DEMUX,实现长距离传输。

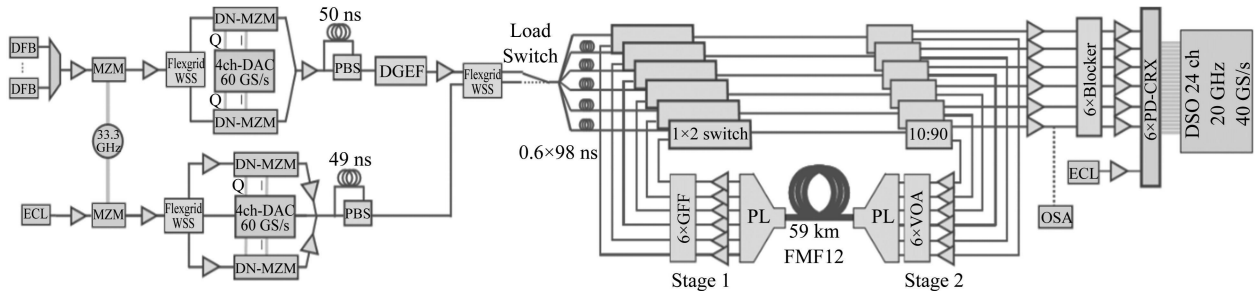
图 24<sup>[37]</sup> 为少模传输系统设置,通过调制 40 个 33.3 GHz 信道的分布式反馈激光器的输出,生成一个 33 GHz 间距的 120 个波长信道。采用嵌套马赫-曾德调制器(Mach-Zehnder Modulator,MZM)对网络的奇、偶信道进行独立调制。调制器由两个运行于 60 GS/s 的数模转换器驱动,产生  $2^{16}$  个 16 QAM 符号序列。通过在偏振分束器的一个输入端添加光纤延迟来模拟 PDM。在整个发射光子系统中,EDFA 补偿了一切损

耗,而增益平坦滤波器加强了平坦的频谱,最大限度地减少了波长信道之间的性能差异。在波长选择开关中,其中一个信道被替换为被测信道,该被测信道由类似的发射机装置用独立数据调制。

在长距离传输实验中,信号通过一个光纤控制环路传输。这种设置结合多个传统的 SMF 控制环路和一个共享的多模链路。在环路的每条路径上都有一个  $1 \times 2$  的固态开关,用于加载状态和循环状态之间的切换,一个分束器用于将 10% 的信号连接到 2 级 EDFA 和增益平坦滤波器。在两级 EDFA 之间是模式 MUX 和使 6 模光纤的 DMGD 最小时的 59 km 长的光纤跨段。每个路径长度之间的匹配程度达到厘米级,损耗的任何变化都通过调节 2 级 EDFA 的可变光衰减器补偿。此外,所有的回路开关同步,并在模式去相关前放置一个额外的开关,以提高消光比。98 ns 去相关延迟足够长,以避免在空间支路的均衡器窗口内重叠。

光纤控制环的输出被放大并通过波长选择开关,波长选择开关在将感兴趣的信道发送给接收机之前,丢弃部分加载信道。一个 10 KHz 线宽外腔激光器被调谐到匹配被测信道的波长,并作为一个本地振荡器信号的 6 偏振分集相干接收机。接收机的输出由工作在 40 GS/s 的 20 GHz 带宽、24 信道实时示波器转换到数字域。或者,输出的环路可以重新连接到一个光学光谱分析仪分析频谱。

所有的信号处理都离线进行。首先,所有的信号在时间上对齐并重新采样为 2 倍过采样。其次,对信号和本地振荡器之间的 IQ 不平衡、色散、频率偏移进行补偿。随后应用一个  $12 \times 12$  MIMO 频域均衡器来消除模式混合。该均衡器结合了 LMS 算法和多模(Multi-Modulus Algorithm, MMA)算法进行传输信号的收敛。DSP 链中最后的模块恢复载波相位的功能被每空间信道超过 800 万比特的评估。



注:PBS:偏振分束器;DN-MZM:双嵌套 LiNbO<sub>3</sub> 马赫-曾德调制器;PPG:可编程模式发生器;PD-CRX:偏振分集相干接收机;DSO:数字存储示波器;DFB:分布式反馈激光器;WSS:波长选择开关。

图 24 少模式循环回路传输设置<sup>[37]</sup>

图 25 是不同波长信道的 Q 因子<sup>[37]</sup>。实黑线表示系统平均值,点线和虚线表示两种偏振情况下空间信道的性能差异,灰色阴影区域的 15 个波长信道对应于本实验中使用的信道。对 15 个波长信道评估,观察到 Q 因子的损耗约为 1 dB。这些波长信道在图 25 中用灰色区域突出显示<sup>[37]</sup>。此外,从图 25 可以观察到较短波长的低性能,这限制了系统的传输范围到 590 km。在这段距离上  $Q > 6.3$  dB,当有 20% 的前向纠错开销时,仍然允许成功的信号解调。较短的波长信道的低性能可以归因于用于放大本本地振荡器和非平坦谱的 EDFA 的这个波长范围的有限增益。从光谱分析仪的捕获中可以观察到,随着距离的增加,光谱的倾斜效应增加,如图 26 所示<sup>[37]</sup>。注意,光谱分析仪必须与循环同步,显著减少了获取窗口的长度。

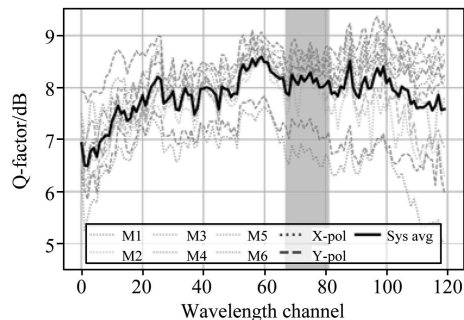


图 25 不同波长信道的 Q 因子<sup>[37]</sup>

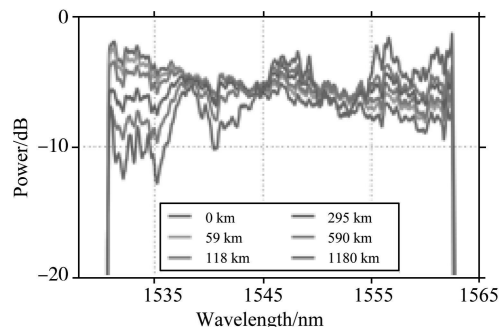


图 26 随着传输距离的增加,光谱呈现出的倾斜效应<sup>[37]</sup>

实验采用六模式光纤光子灯笼作为模式复用 DEMUX、同步循环控制环路演示了 590 km、最大传输速率 138 Tbit/s、光谱效率为 34.9 bit/s/Hz 的 MDM 传输实验,表明 MDM 在长距离大容量传输上具有很大

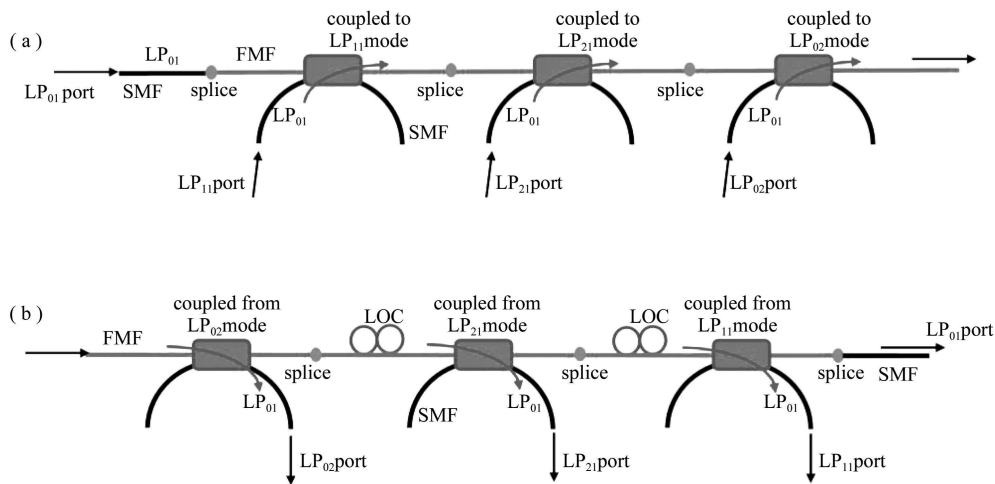


的潜力。光纤光子灯笼可与传输光纤较好地熔接,实现低模式相关损耗和低插入损耗,但应用于复用高阶模式时,模式数目越多,模式串扰越大。

## 6 基于模式选择耦合器的全光纤复用器的少模光纤传输

### 6.1 基于模式选择耦合器的全光纤复用器的少模光纤单跨距传输

文献[38]提出采用模式选择耦合器作为全光纤 MUX、 $6 \times 6$  MIMO 数字信号接收处理,实现了三种空间模式、120 Gb/s、PDM-QPSK 信号在四模光纤上 MDM 传输 15 km;提出的全光纤模式 MUX 由连续模式选择耦合器组成。



注:LOC:波瓣方向控制器。

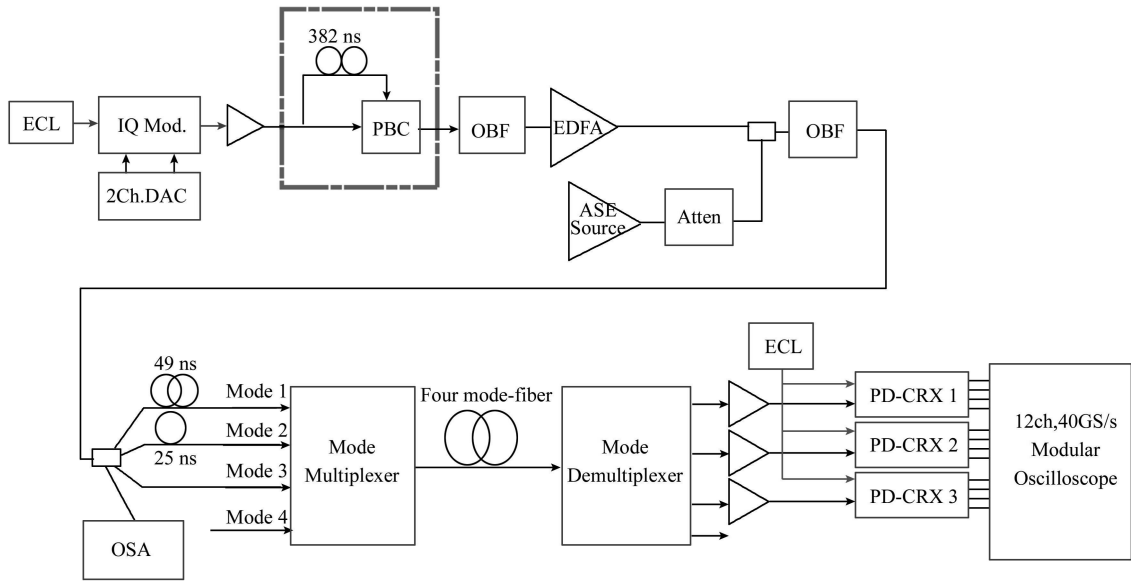
图 27 (a)全光纤模式 MUX;(b)全光纤模式 DEMUX<sup>[38]</sup>

图 27(a)显示了由三个连续的模式选择耦合器组成的模式 MUX<sup>[38]</sup>。每个模式选择耦合器分别将 SMF 的 LP01 模式耦合到 FMF 的 LP11、LP21 或 LP02 模式。模式选择耦合器通过一种商用的熔接器相互连接,模式选择耦合器以抛光型耦合器的形式实现。在图 27(b)<sup>[38]</sup>所示的模式 DEMUX 中,模式选择耦合器的顺序与模式 MUX 相反。由于高阶模的有效折射率小于低阶模,故首先对高阶模进行多路分离,如果模式选择耦合器的顺序不对,高阶模式下的信号会受到较大的损耗。虽然模式选择耦合器的耦合效率依赖于非对称模的空间波瓣取向,如 LP11 和 LP21,但波瓣取向并不沿光纤保持。为了调节光纤的波瓣方向,在实验中使用了典型的多匝光纤偏振控制器作为波瓣方向控制器。波瓣方向控制器改变了一些瓣的方向,但它不能完全控制模式的状态。对接收信号进行监测,调整波瓣方向控制器可以使 BER 最小化。

模式 MUX 输出处的模式强度剖面由红外摄像机监控,以确保模式转换和多路复用。当相位匹配条件完全满足时,理论最小损耗接近 0 dB。基于分束器、相位板的 MUX 的损耗最小为 5.5 dB<sup>[39]</sup>。基于点阵模式的 MUX,如光子灯笼或 3D 波导方案,其理论损耗最小为 2 dB<sup>[40]</sup>。基于全光纤模式转换器的模 MUX 具有较小的损耗,但不易应用于高阶模的复用<sup>[38]</sup>。与上述方法相比,基于模式选择耦合器的全光纤模式 MUX 具有最低的固有损耗。

图 28 演示了使用全光纤模式 MUX 实现 MDM 传输的传输测量装置<sup>[38]</sup>。光纤 QPSK 信号是由两个并行 MZM 组成的 IQ 调制器产生的。IQ 调制器由两个独立的双信道数模转换器生成的 30 Gbaud 比特序列驱动,该序列长  $2^{15}$ 。使用了工作在 1543.5 nm 处 100 KHz 线宽的外腔激光。将两个时延为 382 ns 的信号通过偏振合束器进行组合,产生 120 Gb/s 的 PDM-QPSK 信号。将放大的 PDM-QPSK 信号与放大自发辐射源的输出功率结合。通过调节放大自发辐射源输出端的光衰减器来调节 OSNR。经过 1.5 nm 带宽的光带滤波后,将相对延迟为 0、25、49 ns 的三份信号作为模式 MUX 的输入信号。

使用的模式数量受到可用接收信道数量的限制。模式 DEMUX 的三个输出信号分别被 EDFAs 放大后送入三个偏振分集相干接收机。由此产生的十二个高速电信号被十二个模块数字存储示波器捕获。采样速率为 40 GS/s,带宽为 20 GHz。在内差检测中,采用另一个外腔激光器作为本地振荡器。本地振荡器频率被调整到接收信号频率的 150 MHz 以内。



注: ECL: 外腔激光器; IQ Mod: IQ 调制器; DAC: 数模转换器; PBC: 偏振合束器; OBF: 光带通滤波器; EDFA: 掺铒光纤放大器; ASE: 放大自发辐射; Atten: 光学衰减器; OSA: 光谱分析仪; PD-CRX: 偏振分集相干接收机。

图 28 实验设置<sup>[38]</sup>

传输实验采用了图 27<sup>[38]</sup>所示的全光纤模式 MUX 和模式 DEMUX。模式 MUX 的输出光纤端口的长度各不相同。因此,附加长度的光纤连接到输出端口,以补接收器的传输延迟。通过示波器的高速精确触发,实现了 12 个信道的同步采集。在数据采集后,光学延迟的微小差异被仔细地修正。每次测量获得每个信道的 400 万个样本。它们被重新采样,每个符号有两个样本,然后被  $6 \times 6$  均衡器的 MIMO-DSP 进行分析。均衡器系数采用数据辅助 LMS 算法对前 20 万个符号进行调整。然后切换到 decision-directed LMS 模式,采用 decision-directed 相位锁环预估载波相位。最后,用 decision-directed LMS 算法对每个信道的最后 260 万符号的 BER 进行了评估。

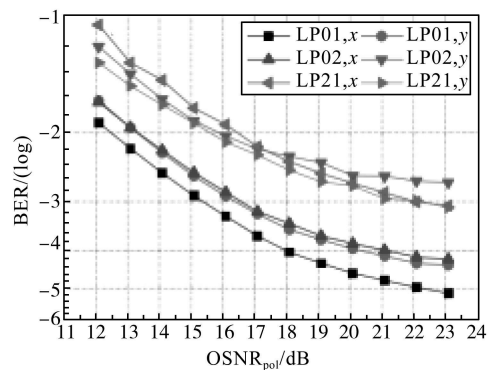


图 29 在 4 模光纤传输超过 15 km 后的 BER 曲线<sup>[38]</sup>

图 29<sup>[38]</sup>显示了在 15 km 的 4 模光纤中传输 120 Gb/s、PDM-QPSK 信号时的 BER 与  $OSNR_{po}$  图,传输实验采用光纤与文献[41]中使用的光纤具有相同的参数,采用 LP01、LP21、LP02 三种模式,  $x$  和  $y$  表示相应偏振。在离线处理中使用了长度为 512 抽头的  $6 \times 6$  MIMO 均衡器。与传输 3 km 的结果相比,传输 15 km 的 BER 恶化了,但所有模式的 BER 小于  $10^{-2}$ ,表明全光纤 MUX 复用三种空间模式 120 Gb/s、PDM-QPSK 信号在 4 模光纤 15 km 以上的 MDM 传输是成功的。

### 6.2 基于模式选择耦合器的全光纤复用器的少模光纤控制环传输

文献[42]采用模式选择耦合器作为全光纤模式 MUX 进行了三个模式 560 km FMF 控制环的 MDM-WDM 传输实验,提出的连续模式选择耦合器可复用解复用 LP01 和双重简并模式 LP11,信号调制格式 120 Gbps、PDM-QPSK,32 个 WDM 信道、信道间隔 100 GHz,  $6 \times 6$  MIMO 数字信号接收处理,实验表明全光纤模式 MUX 可用于长距离 MDM-WDM 传输。

图 30<sup>[42]</sup>显示了由两个连续 LP11 的模式选择耦合器组成的全光纤模式 MUX。在图 30(a)中,LP01 端口的输入信号通过光纤熔接直接耦合到 FMF 的 LP01 模式。LP11a 端口或 LP11b 端口的输入信号由模式选择耦合器耦合到 FMF 的 LP11 模式。为了使两个 LP11 模正交,使用了一个典型的多圈光纤偏振控制器作为波瓣方向控制器。虽然波瓣方向控制器不能完全控制模式的状态,但它改变了一些波瓣方向。两个模式选择耦合器由同一种 FMF 制成,以消除它们之间的熔接损耗。文献[44]给出了典型 LP11 的模式选择耦合器耦合效率和模式消光比。在 C 波段波长范围内,LP11 的模式选择耦合器耦合效率为 60%~80%。

LP<sub>01</sub> 模对 LP<sub>11</sub> 模的消光比大于 10 dB。波长相关性性能源于 SMF 和 FMF 之间的有效折射率不匹配。LP<sub>11</sub> 端口光损耗主要取决于模式选择耦合器的耦合效率,在 C 波段为 1~2 dB。LP<sub>01</sub> 端口输入信号损耗小于 0.5 dB。模式 MUX 输出端的模式强度分布由红外摄像机监测。信号波长由 1530 nm 变为 1560 nm, 步进 5 nm。在整个信号波长中,LP<sub>11a</sub> 模和 LP<sub>11b</sub> 模的波瓣方向基本正交。在 1545 nm 的波长下调节波瓣方向控制器的状态,然后在整个实验过程中保持这种状态。

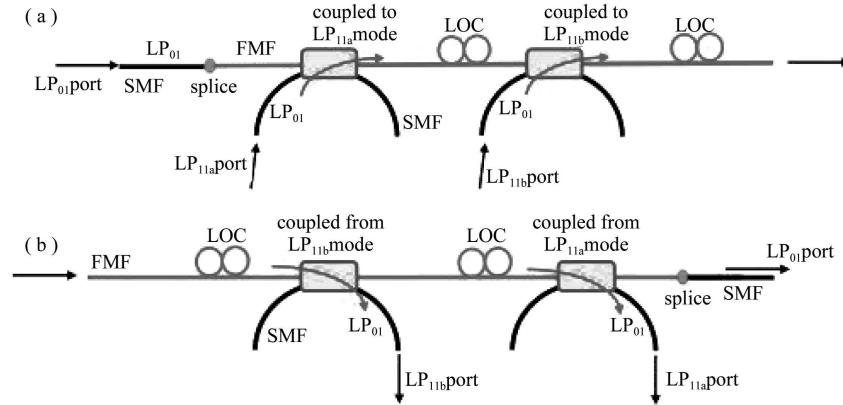
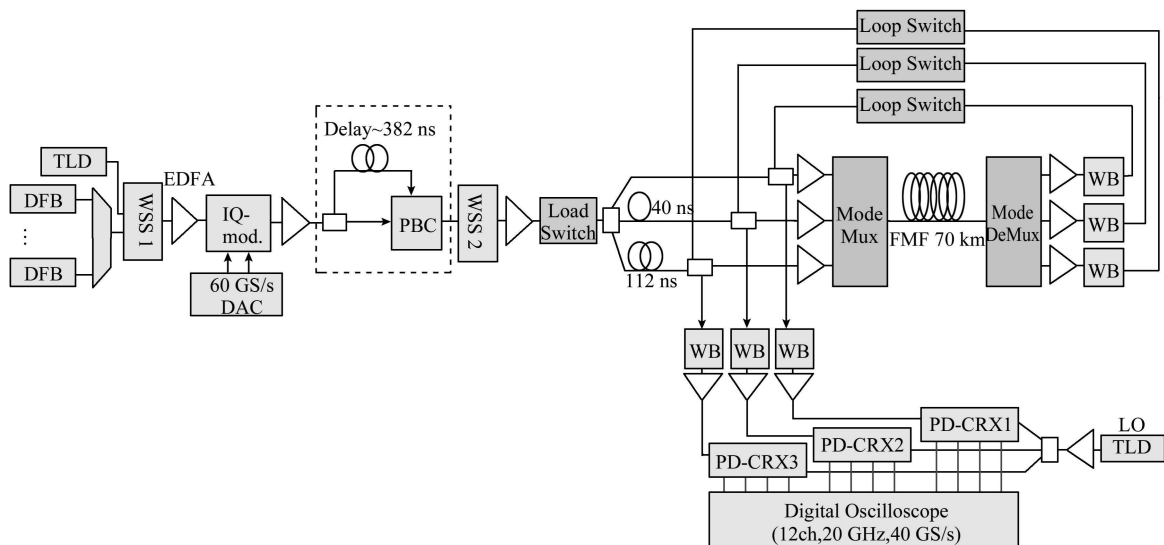


图 30 (a) 全光纤模式 MUX;(b) 全光纤模式 DEMUX(LOC:波瓣方向控制器)<sup>[42]</sup>

图 31 所示使用全光纤模式 MUX 的长距离 MDM-WDM 传输的实验装置<sup>[42]</sup>。利用分布反馈激光器在 C 波段(1537.40-1562.23 nm)产生了 32 个波长为 100 GHz 的 WDM 信道。使用线宽为 100 KHz 的可调谐半导体激光器作为被测信道的光源。采用波长选择开关实现各波长信道的功率均衡。由此产生的 32 个波长信道由一个 IQ 调制器调制,该调制器由两个长度为 2<sup>15</sup> 的独立 30 Gbaud 序列驱动。该序列由一个采样率为 60 GS/s 的数模转换器产生,IQ 调制器的输出信号被偏振组合器分离并再次组合,正交偏振之间的延迟为 382 ns。得到的 120 Gb/s、PDM-QPSK 被进一步分为三个相对延迟分别为 0、40 和 112 ns 的信号。延迟信号被送入 3 路循环回路。在环路内,三个信号通过图 30 所示的全光纤模式 MUX 和 DEMUX 发射到 FMF 跨距并耦合出 FMF 跨距。

所使用的 FMF 支持 LP<sub>01</sub> 和双重简并 LP<sub>11</sub> 的线性模式的传播。为了补偿传输范围内 LP<sub>01</sub> 和 LP<sub>11</sub> 之间的 DMGD,使用了四个长度分别为 12.5、25、12.5 和 20 km 的 FMF 光纤盘,其 DMGD 分别为 -1.15、+1.64、-2.0 和 +1.52 ns。它们通过商用熔接器熔接,70 km 的 FMF 的总 DMGD 约为 0.01 ns。FMF 直接熔接到模式 MUX 和模式 DEMUX。



注:TLTD:可调谐半导体激光器;DFB:分布反馈激光器;WSS:波长选择开关;EDFA:掺铒光纤放大器;IQ Mod:IQ 调制器;DAC:数模转换器;PBC:偏振光束组合器;MUX:复用器;DEMUX:解复用器;WB:波长阻断器;PD-CRX:偏振分集相干接收机;LO:本振。

图 31 实验装置<sup>[12]</sup>

在模式解复用后,用三个 EDFA 分别对信号进行放大。环路中使用波长阻断器来使 WDM 信道的光谱平坦。三个回路开关同步工作,以传递三个循环回路中的信号。之后,信号被多路复用又被送入 FMF。最后从环路中提取信号,利用环路外的波长阻断器选择待测波长信道。用 EDFA 对信号进行放大,然后用三个偏振分集相干接收机对信号进行放大。12 路模块化数字存储示波器采集了 12 个高速电信号。示波器的采样率为 40 GS/s,带宽为 20 GHz。第二个可调谐半导体激光器作为本振用于内差检测,其频率偏移在 500 MHz 以内。利用文献[38]中解释的  $6 \times 6$  MIMO-DSP 算法离线处理捕获的 6 个复杂波形。为了估计  $6 \times 6$  脉冲响应矩阵,使用数据辅助 LMS 算法对已知的测试信号进行处理,然后切换到 decision-directed LMS 模式。最后,对 BER 进行了评估。图 32<sup>[42]</sup>显示了作为波长信道函数的 BER 曲线。对 120 Gb/s、PDM-QPSK 信号在 3 种模式下的 BER 平均值,所有波长信道的 BER 都低于最先进的 SD-FEC 的 BER 极限。在 100 GHz 信道间隔下,32 个 WDM 信道的传输距离为 560 km,频谱效率为 3.0 bit/s/Hz。结果表明,采用全光纤模式 MUX 进行 MDM-WDM 长距离传输是可行的。

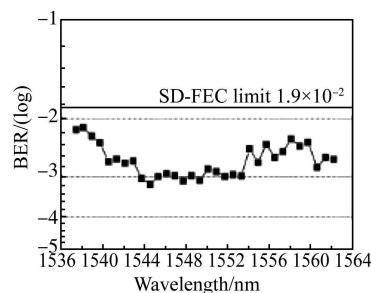


图 32 32 个 WDM 信道 560 km 传输的 BER<sup>[42]</sup>

### 6.3 基于模式选择耦合器的强度调制/直接检测模分复用传输

文献[43]提出了基于模式选择耦合器的强度调制/直接检测 MDM 传输系统,模式 MUX 和 DEMUX 由级联模式选择耦合器组成,采用 10 Gb/s 的二进制 OOK 调制,通过增加模式有效折射率差来抑制光纤的模式串扰,在弱耦合 FMF 上实验演示了四模式 10 km FMF 传输,MIMO-free 直接检测表明,模式串扰被成功抑制到小于 16.5 dB,采用简单的折射率阶跃结构支持四种模式的弱耦合 FMF 是可行的。

四模 MDM 传输的实验设置如图 33 所示<sup>[43]</sup>。在发射端,由电 BER 测试仪的脉冲波形发生器产生 10 Gb/s、周期为  $2^{15}-1$  的 PRBS。该激光二极管的波长为 1550 nm。利用 PRBS 码驱动光强调制器产生 OOK 信号。本实验采用 10 Gb/s OOK 调制,因为它是短距离传输中最常见的调制格式,且直接检测始终不需要任何 DSP。它更适合评估在 FMF 和 MUX/DEMUX 中的模式串扰的影响,因为它比先进的调制格式,如具有相干检测和强大的 DSP 的 PDM-DQPSK,有更敏感的传输损伤。然后用 EDFA 对信号进行放大。用光耦合器将信号分成四个支路。采用延迟线消除支路间的相关性,采用可变光衰减器调节发射光功率。然后,所有支路的信号被转换成相应的模式,并由 MUX 复用。经过 10 km 的 FMF 传输后,DEMUX 将所有模式下的信号转换和解复用为不同 SMFs 的基模。然后应用光电二极管来检测信号,BER 是由电 BER 测试仪的接收端计算出来的。

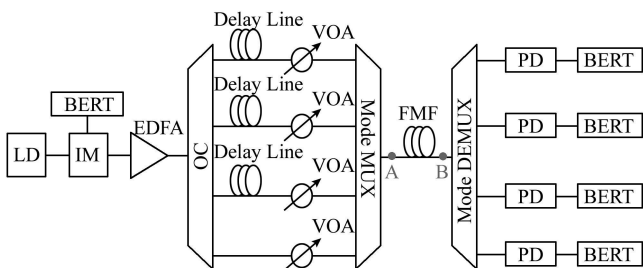


图 33 四模 10 km 传输的实验设置<sup>[43]</sup>

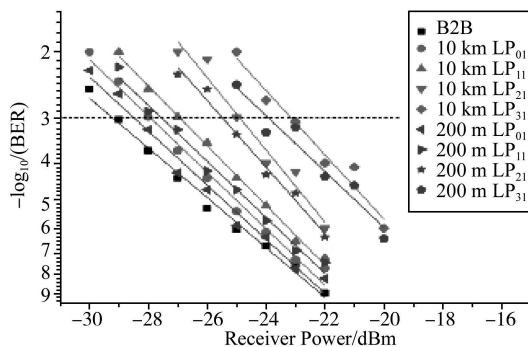


图 34 200 m 和 10 km 传输的 BER 性能<sup>[43]</sup>

首先以 0 dBm 的输入功率,将连续波信号光依次发射到各模式中,测量各模式串扰。背靠背中所有 4 种模式的模式串扰都小于 -19.4 dB,而在 10 km FMF 传输后,它们都小于 -16.5 dB。还测量了 A 点和 B 点 FMF 传输前后的模式图、脉冲响应和眼图。

BER 性能如图 34 所示<sup>[43]</sup>。将四种模式同时发射到 FMF 中,比较了 200 m 和 10 km FMF 传输的 BER 性能。对于给定 BER 为  $10^{-3}$  时,背靠背接收机灵敏度约为 -29.3 dBm,而 LP01、LP11、LP21 和 LP31 模式在 10 km 传输后分别约为 -28.1、-27.0、-25.0 和 -23.2 dBm。背靠背性能作为参考进行度量。四模式传输的功率代价分别约为 1.2、2.3、4.3 和 6.1 dB。可以看到 BER 的表现与眼图一致。与 200 m 传输相比,10 km

传输的性能略有下降,四模式的接收机灵敏度差均小于 0.5 dB。这意味着 10 km FMF 的传输损伤非常低。

该文献基于级联模选择耦合器作为 MDM 和 DEMUX,采用简单的直接检测代替了复杂的相干检测和 MIMO-DSP,实现了四模式弱耦合 MDM 在 10 km FMF 上的传输。实验结果表明,该 FMF 的四种模式之间的串扰较低。模式选择耦合器可以为模式复用解复用器提供独特的功能,它们简单、直接的实现 SMF 的 LP01 模和 FMF 的高阶模之间的转换,具有固有的低损耗,当采用熔融型耦合器的形式时,是稳定和可靠的,但其集成度随模式数目的增多而降低,每增加一个新的高阶模式,模分复用系统就需要在发送和接收端增加一个对应的模式选择耦合器,使得系统插入损耗增大。

综上所述,上述少模光纤一般采用典型的渐变折射率和阶跃折射率分布的圆芯少模光纤<sup>[26]</sup>。基于这类少模光纤的 MDM 传输系统不断地刷新着实验传输容量或传输谱效的记录,如实验传输容量从 26.4 Tbit/s<sup>[28]</sup>、41.6 Tbit/s<sup>[32]</sup>、73.7 Tbit/s<sup>[29]</sup>、138 Tbit/s<sup>[37]</sup>、159 Tbit/s<sup>[33, 35]</sup>、257 Tbit/s<sup>[31]</sup>、266.1 Tbit/s<sup>[45]</sup>、280 Tbit/s<sup>[34, 33]</sup>至 10.66 Pbit/s<sup>[46]</sup>,实验传输谱效从 12 bit/s/Hz<sup>[29]</sup>、29.41 bit/s/Hz<sup>[34]</sup>、30.5 bit/s/Hz<sup>[31]</sup>、34.91 bit/s/Hz<sup>[37]</sup>、36.7 bit/s/Hz<sup>[45]</sup>至 1158.7 bit/s/Hz<sup>[46]</sup>,但是 FMF 损耗通常仍然大于常规标准 SMF 的损耗;基于分立相位板和多平面光转换的(DE)MUX 的插入损耗最大,约为 5~8 dB;基于 3D 波导光子灯笼和光子灯笼全光纤(DE)MUX 的插入损耗次之;基于模式选择耦合器作全光纤(DE)MUX 的插入损耗较好,但有些模式损耗仍然较大;模式串扰较大,通常在一 17 dB 至一 10 dB。特别是上述 MDM 系统采用的圆芯少模光纤存在着模式简并、模式串扰大问题,大都需要较为复杂的 MIMO-DSP 接收处理,如采用 6×6 MIMO-DSP<sup>[28-30, 34, 38, 42, 46]</sup>和 12×12 MIMO-DSP<sup>[32, 37, 45]</sup>,模式数目越多越会导致 MIMO-DSP 方法处理数据计算量、复杂度快速增加,从而导致短距离数据通信系统大时延、大功耗和高成本等问题<sup>[36, 47, 48]</sup>;需要进一步深入研究。

## 7 本课题组近期提出的少模光纤传输研究

本课题组围绕光纤通信研究领域,在少模 MDM 研究方向开展了部分工作,涉及准单模少模光纤长跨距传输、单通道信号 FMF 传输和多通道 WDM 信号 FMF 传输研究等,为微波光子学、MDM 传输系统的进一步研究提供了新的研究思路和实验支持。

### 7.1 准单模少模光纤长跨距传输研究

基于 FMF 的准单模长跨距模拟光纤传输系统,采用大有效模场面积 FMF、载波和边带近似相等的单边带调制,实现 FMF 中受激布里渊散射阈值比 SMF 中大 3 dB,FMF 中无杂散动态范围(Spurious Free Dynamic Range, SFDR)比 SMF 中的大 1.5 dB;采用高阶模式可进一步减小单信道非线性和 WDM 非线性串扰<sup>[20]</sup>。图 35<sup>[20]</sup>是基于 FMF 的准单模长跨距模拟光纤传输系统,图 36 至图 38<sup>[20]</sup>是在 FMF 系统和 SMF 系统中光传输实验结果比较,图 36 是 FMF 系统和 SMF 系统中背向散射功率与传输功率随入射功率的变化情况,图 37 是传输前后信号光谱的变化情况,图 38(a)是接收到的 RF 微波功率随入射光功率的变化情况,图 38(b)是基波功率、三阶交调失真(Third-order Intermodulation Distortion, IMD3)功率随 RF 微波调制功率的变化情况。

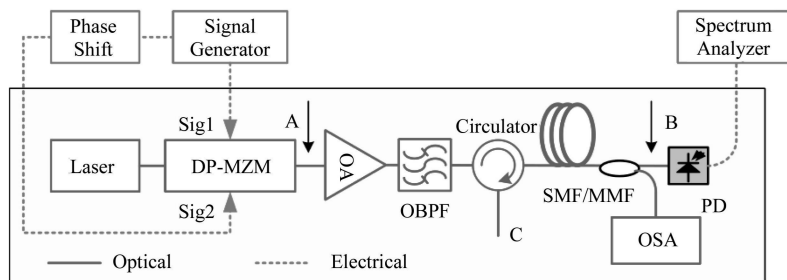


图 35 基于 FMF 的准单模长跨距模拟光纤传输系统<sup>[20]</sup>

### 7.2 单通道信号少模光纤传输研究

在 FMF 传输中,受激布里渊散射是泵浦波和斯托克斯波通过声波进行的非线性相互作用,受激布里渊散射导致强大的后向散射光功率限制了接收机可获得的接收光功率,并且由多径干涉导致的相对强度噪声

降低了信噪比。课题组合作研究了单通道 FMF 传输受激布里渊散射非线性损伤及抑制,提出了一种单通道信号 FMF 传输系统,克服了单通道受激布里渊散射非线性限制,提高了光传输功率;与相同有效长度的 SMF 相比,增加了受激布里渊散射阈值 8.7 dB 和提高了单通道 SFDR 9.6 dB<sup>[22]</sup>。

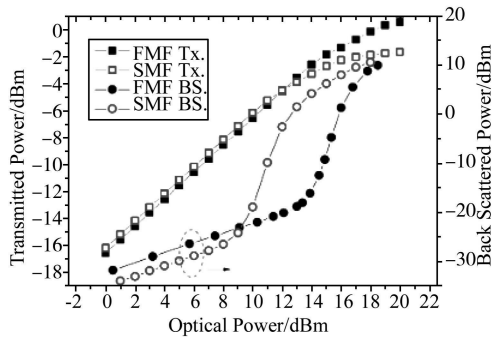


图 36 FMF 和 SMF 系统中背向散射功率与传输功率随入射功率的变化情况<sup>[20]</sup>

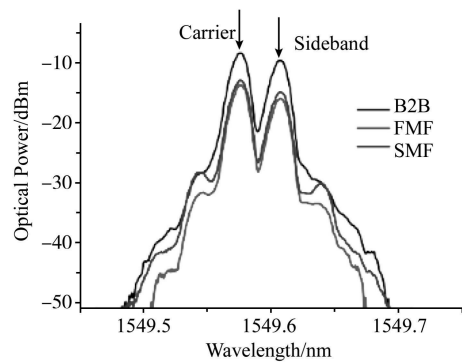


图 37 传输前后信号光谱的变化情况<sup>[20]</sup>

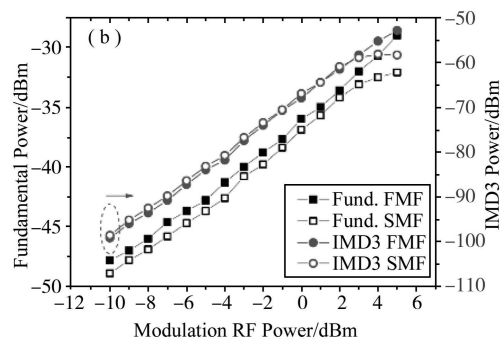
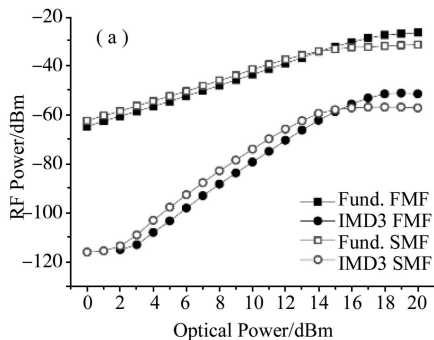


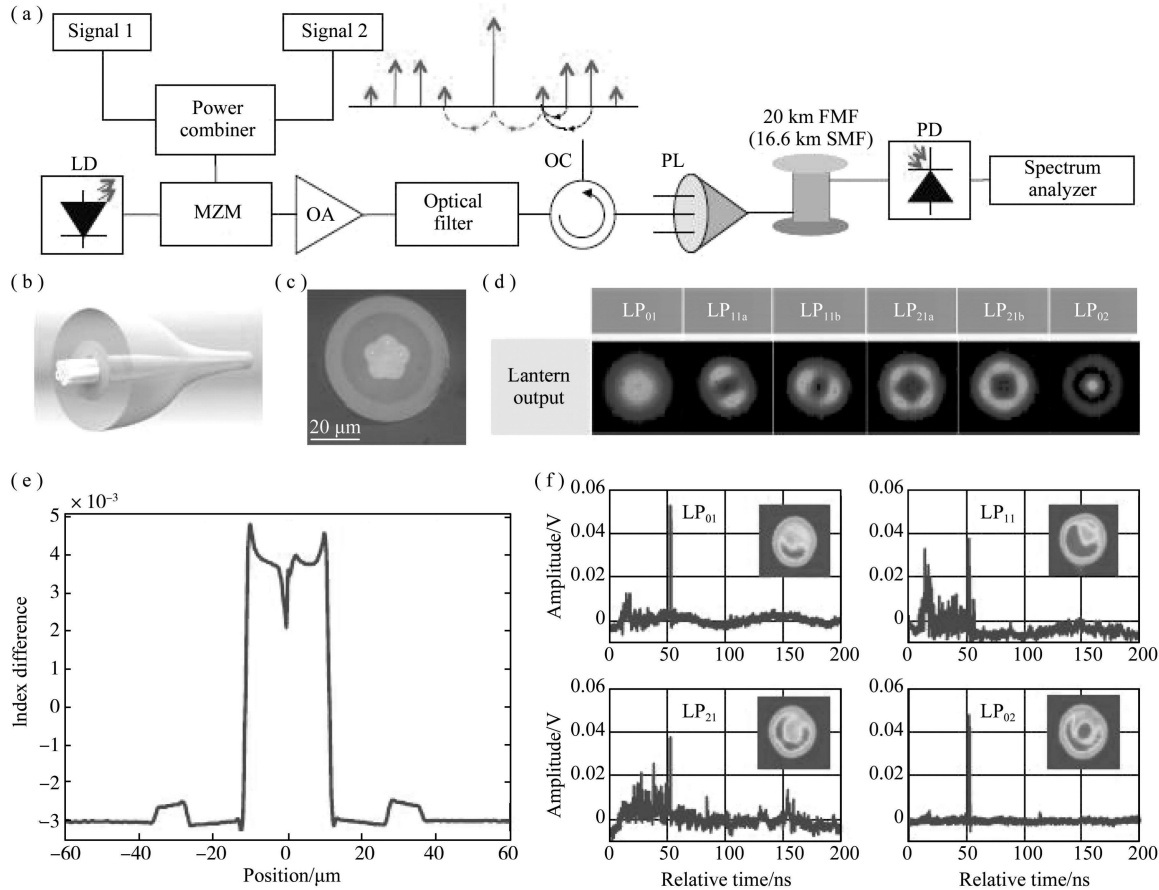
图 38 (a) 是接收到的 RF 微波功率随入射光功率的变化情况;(b) 是基波功率、IMD3 功率随 RF 微波调制功率的变化情况<sup>[20]</sup>

图 39<sup>[22]</sup>所示是单通道信号的 FMF 传输系统,(a)是实验设置,(b)模式选择光子灯笼结构,(c)模式选择光子灯笼的输出横截面,(d)模式选择光子灯笼的输出模式,(e)测量得到的 FMF 折射率分布,(f)输入模式 LP01, LP11, LP21 和 LP02 时在 FMF 光纤中激励的脉冲响应,插图是 FMF 输出端的光强分布。Signal 是电信号,Power combiner 是功率合波器,MZM 是马赫-曾德调制器,OA 是 EDFA,Optical filter 是光滤波器,OC 是光环形器,PL 是光子灯笼,PD 是光电二极管,Spectrum analyzer 是电谱分析仪。

在单通道信号少模光纤传输中,FMF 可以增加非线性容限、提高传递到探测器的光功率。激光二极管发出的光波在 MZM 中被双音调制(1.893 GHz 和 2 GHz),便于携带高载噪比信号的微波光子链路中标准双音信号测试。MZM 低偏置可抑制光载波。光调制波放大、滤波后,通过光学环形器发射到 20 km 长的特别设计的 FMF,这可以用来测量背向散射光。一个模式选择光子灯笼(mode-selective photonic lantern, MSPL)插入到环形器和 FMF 中间用于把输入的基模 LP01 转换为 FMF 支持的特定空间模式。图 39(b)所示是 MSPL 的结构,它是由 6 条光纤插入到掺氟毛细管中被绝热拉锥形制成的。在 MSPL 输出横截面视图如图 39(c)所示,其输出光强分布对应于每个输入端口的近场和远场图如图 39(d)所示。MSPL 的输出与 FMF 支持模式之间的不匹配会导致模式串扰。FMF 的纤芯半径约为 11.5  $\mu\text{m}$ ,有效面积 270  $\mu\text{m}^2$ ,大约是单模光纤的 3.8 倍(5.8 dB)。LP02 模式在 1550 nm 波段的衰减系数为 0.27 dB/km。接收信号由自由空间光电探测器检测,并由电频谱分析仪进行评估。

图 40 所示是单通道信号 FMF 传输系统与 SMF 系统的实验结果<sup>[22]</sup>,比较情况,可见,FMF 和 SMF 的长度分别设置为 20 km 和 16.6 km,让它们有一个相同的有效非线性长度。图 40(a)所示是微波调制下的背散射和透射光功率随归一化光发射功率的变化情况。这种归一化均衡了这两个链路的损耗,导致两链路在没有光纤非线性情况下对应相同的归一化光发射功率产生相同的基波频率的功率。FMF 的受激布里渊散射阈值约 25 dBm,约大于 SMF 受激布里渊散射阈值 8.7 dB。由此导致的 FMF 发射光功率在受激布里渊

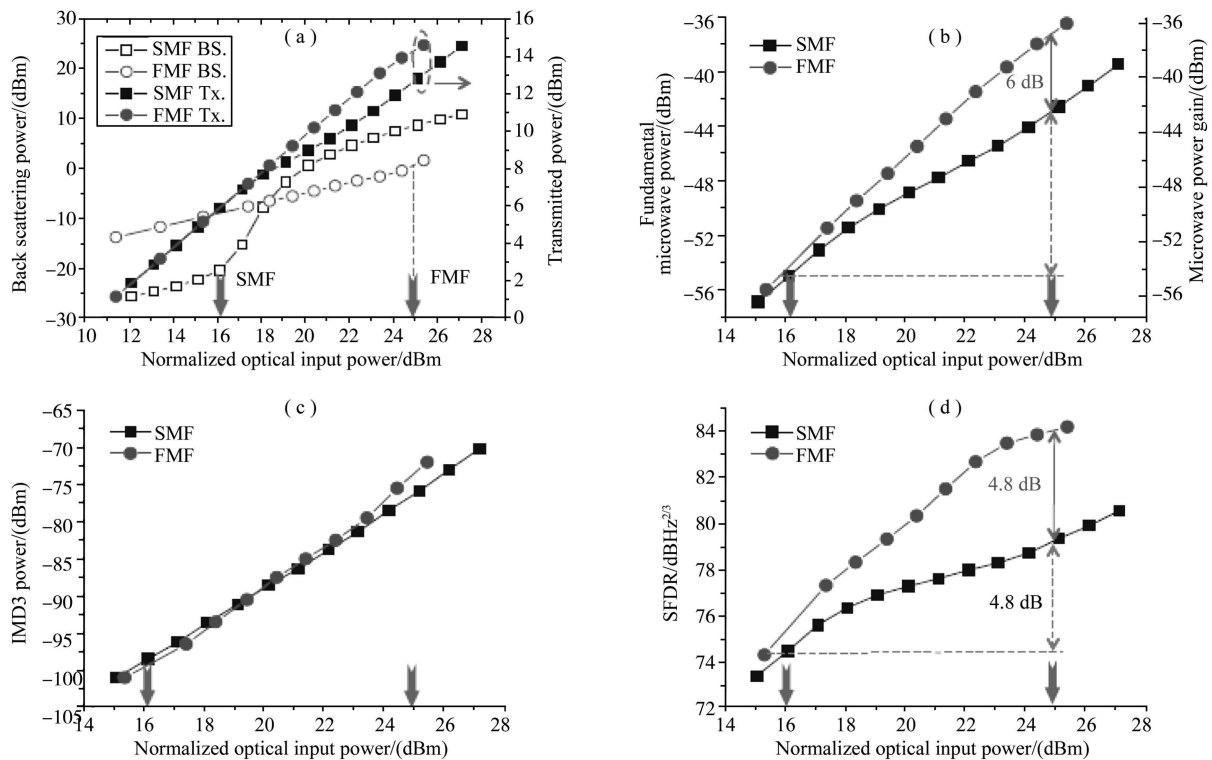
散射阈值附近也高 8.7 dB。因此,最大有用的发射光功率是在受激布里渊散射阈值附近。为什么还要增加发射功率超过受激布里渊散射阈值是因为光载波的功率通过克尔效应包括自相位调制和四波混频转移到边带。由于受激布里渊散射效应,虽然光载波功率停止增加;边带中低于受激布里渊散射阈值的功率会增加。结果,总发射光功率继续增加,但增加速率稍低。这不同于连续激光器中发射功率超过受激布里渊散射阈值停止增加情况。



注:Signal 是电信号;Power combiner 是功率合波器;MZM 是马赫-曾德调制器;OA 是 EDFA;Optical filter 是光滤波器;OC 是光环形器;PL 是光子灯笼;FMF 是 FMF;SMF 是单模光纤;PD 是光电二极管;Spectrum analyzer 是光谱分析仪。(a) 是实验设置;(b) 模式选择光子灯笼结构;(c) 模式选择光子灯笼的输出横截面;(d) 模式选择光子灯笼的输出模式;(e) 特别设计的 FMF 的折射率分布;(f) 输入模式 LP01, LP11, LP21 和 LP02 时在 FMF 光纤中激励的脉冲响应,插图是 FMF 输出端的光强分布。

图 39 单通道微波信号的 FMF 传输系统<sup>[22]</sup>

在 FMF 的受激布里渊散射阈值附近,发射光功率有 8.7 dB 增加导致 17.0 dB 探测微波功率增加或等价 FMF 链路增益 17.0 dB,如图 40(b)所示。即使我们假设 SMF 的发射功率可以增加至 FMF 的受激布里渊散射阈值,FMF 链路增益仍然高于 SMF 链路 6 dB。链路增益的增加可以支持更长的传输距离或更大的分光比。IMD3 交调失真也随着归一化的光发射功率的增加而增加如图 40(c)所示。对应不同的基波功率,超过受激布里渊散射阈值后 IMD3 功率没有减小;这是因为克尔效应引导光功率转移到 IMD3 功率;导致 IMD3 的光谱成分包括光载波、调制边带和四波混频边带。对基波功率的主要贡献来自光载波。当光载波被受激布里渊散射损耗时,基波功率按照发射功率的平方增长。相比之下,对 IMD3 的主要贡献来自参量放大导致的调制边带功率的增加。这样,在 log-log 对数坐标下,IMD3 的功率增加斜率按照发射功率增加斜率的 2.5 倍增长。应该注意的是,尽管 FMF 的有效面积大、克尔非线性系数较小,在高发射功率情况下,FMF 链路中 IMD3 很强,因为与 SMF 相比,FMF 光载波的功率较大、受激布里渊散射较小。正如预期的那样,SFDR 增加率是归一化光发射功率的函数,如图 40(d)所示;当光纤非线性出现时,SFDR 增加率会慢下来。一方面,受激布里渊散射会抑制基波的微波接收功率;一般来说,在基波功率降低 1 dB 导致 SFDR 减小 1 dB。另一方面,四波混频会增加 IMD3;一般来说,IMD3 每增加 1 dB 会导致 SFDR 减小 1/3 dB。



注:(a)后向散射和透射光功率随归一化入射光功率的变化情况(圆圈和方形分别对应 FMF 和 SMF 情况;红色箭头分别对应 FMF 和 SMF 的受激布里渊散射阈值);(b)接收的基波微波功率和微波增益;(c)IMD3 随归一化光入射功率变化情况(每通道微波调制功率为-0.5 dBm);接收的 FMF 基波微波功率比 SMF 的高 6 dB;(d)SFDR 随归一化光入射功率的变化;FMF 链路提高了信号 SFDR 9.6 dB。

图 40 单通道微波信号传输 FMF 链路和 SMF 链路的实验结果<sup>[22]</sup>

FMF 具有较高的受激布里渊散射阈值,导致在受激布里渊散射阈值附近 FMF 链路的 SFDR 比 SMF 的高 4.8 dB;微波功率对基波和 IMD3 的贡献分别为 6 和 -1.2 dB。模拟链路一般不运行在受激布里渊散射阈值之上,相比于各自的受激布里渊散射阈值,FMF 链路的 SFDR 比 SMF 的高 9.6 dB;微波功率对基波和 IMD3 的贡献分别为 17.9 和 -8.3 dB。

### 7.3 多通道波分复用信号少模光纤传输研究

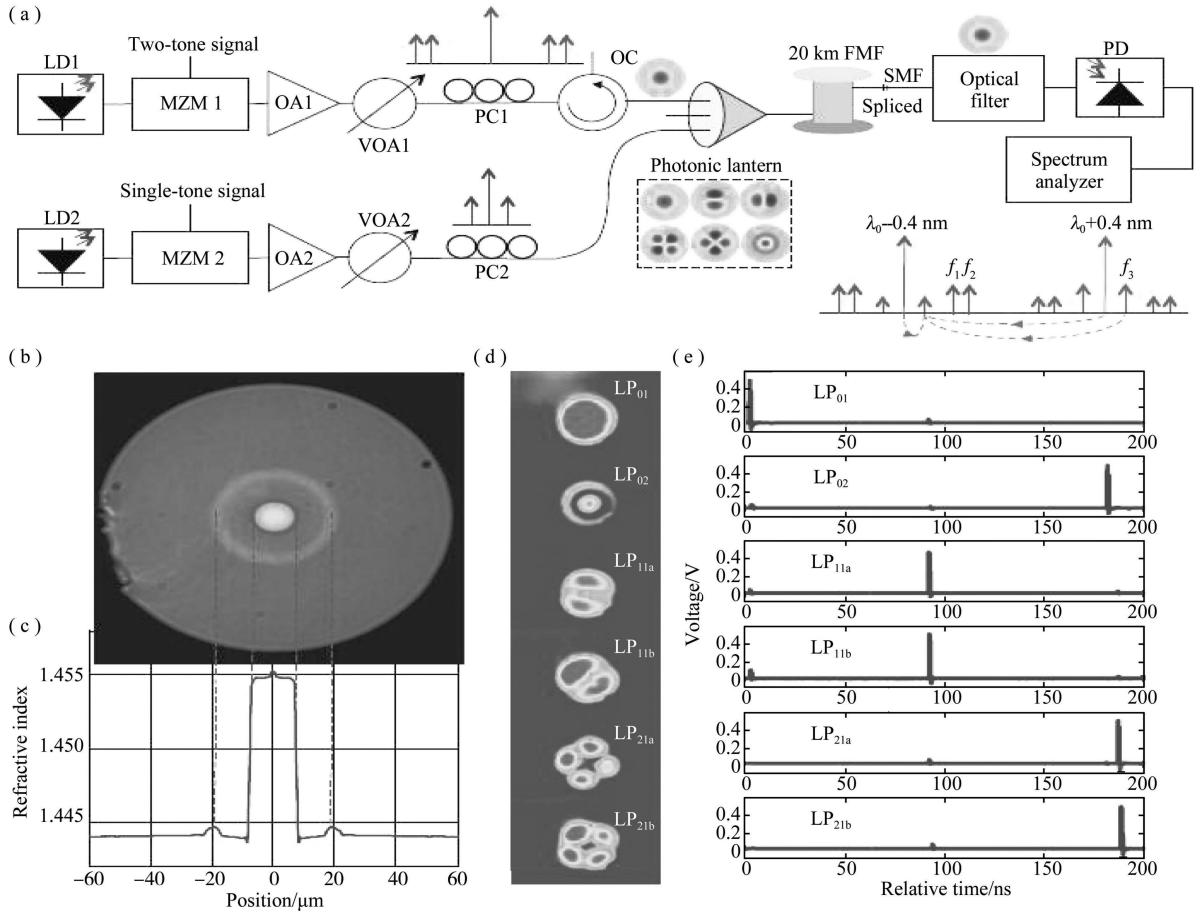
光纤中存在克尔非线性效应。克尔效应诱导的自相位调制、交叉相位调制和四波混频会导致信道传输的交调失真和 WDM 传输中非线性串扰。研究了多通道 FMF 传输非线性串扰损伤及抑制,提出了一种 WDM 信号 FMF 传输实验系统,有效抑制了 WDM 信号非线性串扰。采用模式间大有效折射率差 FMF 的模式正交性与低模式串扰、FMF 更大有效面积增加相互作用光波的相位失配,在 WDM 信号光纤传输中抑制 WDM 信号非线性串扰,实现非线性串扰抑制达到 30 dB,相当于 WDM 传输系统 SFDR 增加 20 dB,为微波光子学、MDM 传输系统的进一步研究提供了新的研究思路和实验支持<sup>[22]</sup>。

图 41 所示是多通道信号 FMF 传输实验系统<sup>[22]</sup>, (a)实验装置,间隔 100 GHz 的两光波通过模式选择光子灯笼耦合进入 FMF,设置了长波长通道作为目标通道,且经过双音调制、以 FMF LP01 模式入射。干扰信道波长较短、单音调制,可以发射到 FMF 中 4 LP 模式的任何一个:LP01,LP11,LP21 和 LP02。插图说明了 FMF 中目标通道光载波和干扰通道光载波及其边带产生的四波混频所致目标通道带内非线性串扰情况。(b)(c)是六模式 FMF 的横截面和折射率分布;(d)FMF 传输后的输出六模式的强度分布;(e)FMF 中六模式的脉冲响应。

图 42<sup>[22]</sup>所示是不同空间模式 WDM 传输中的非线性串扰和 SFDR;(a)采用模式多样性和正交性与低模式串扰抑制来自干扰通道的非线性串扰;(b)对应非线性串扰的 SFDR,比较了不同空间模式 WDM 传输中的非线性串扰随接收光功率的变化情况。图 42(a)所示,接收光功率增加 1 dB 会导致非线性串扰增加 3 dB;IMD3 增加 2 dB。这是因为非线性串扰来自目标通道的光载波和干扰信道光载波和边带的相互作用,而

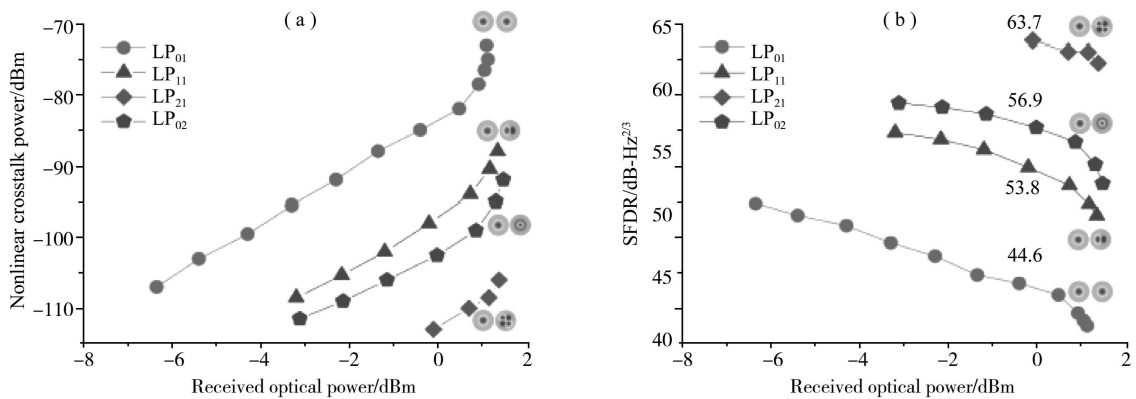


IMD3 来自对应的双音信号边带的拍频, 这比光载波弱得多。图 42(b) 所示, 每个模式在 FWM 串扰发生时的对应 SFDR 分别为 63.7, 56.9, 53.8 和 44.6 dB。非线性串扰最严重的情况是两通道都采用 LP01 模式情况。使用模式多样性、模式正交性、FMF 更大有效面积增加相互作用光波的相位失配, 非线性串扰的抑制高达 30 dB, 相当于 SFDR 增加 20 dB。



注: LD 是激光二极管; MZM 是马赫-曾德调制器; OA 是光放大器; OC 是光环路器; PC 是偏振控制器; PD 是光探测器; VOA 是可调光衰减器。(a) 实验装置, 间隔 100 GHz 的两光波通过模式选择光子灯笼耦合进入 FMF, 设置了长波长通道作为目标通道, 且经过双音调制, 以 FMF LP01 模式入射。干扰信道波长较短、单音调制, 可以发射到 FMF 中 4 LP 模式的任何一个; LP01, LP11, LP21 和 LP02; 插图说明了 FMF 中目标通道光载波和干扰通道光载波及其边带产生的四波混频所致目标通道带内非线性串扰情况; (b, c) 是六模式 FMF 的横截面和折射率分布; (d) FMF 传输后的输出模式强度分布; (e) FMF 中不同输入模式的脉冲响应。

图 41 多通道信号 FMF 传输实验系统<sup>[22]</sup>



注: (a) 采用模式多样性和正交性抑制来自干扰通道的非线性串扰; (b) 对应非线性串扰的 SFDR。

图 42 不同空间模式 WDM 传输中的非线性串扰和 SFDR<sup>[22]</sup>

## 8 结论与讨论

结合本课题组近期研究开展的 MDM 方面的部分工作,比较系统、深入地分析讨论了 MDM 光传输研究过程中相对经典的部分研究工作和最新进展;以 MDM MUX 和 DEMUX 的发展为主线,分析讨论了准单模 FMF 单跨距传输、准单模 FMF 控制环传输、基于分立模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 单跨距传输、基于分立模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 控制环传输、基于平面光转换模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 传输、基于 3D 波导模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 单跨距传输、基于 3D 波导模式 MUX 和 DEMUX 的 FMF 控制环传输、基于光子灯笼的全光纤 MUX 的 FMF 单跨距传输、基于光子灯笼的全光纤 MUX 的 FMF 控制环传输、基于全光纤耦合器的 FMF 单跨距传输、基于全光纤耦合器的 FMF 控制环传输;最后,给出了本课题组近期合作研究工作中的准单模少模光纤长跨距传输、单通道信号少模光纤传输研究、多通道波分复用信号少模光纤传输研究。今后的较长一段时间,针对不同应用场景的 FMF、模式 MUX 和 DEMUX、MDM 光传输研究、模式组相关器件与传输仍然是通信领域需要继续探索的研究热点,将为未来光纤骨干网传输、光纤前传等 MDM 系统的进一步研究及其实用化、商业化提供新的研究思路和技术支持。

### 参 考 文 献

- [1] Cisco Annual Internet Report(2018-2023) White Paper[R],2020-3-9.
- [2] MIZUNO T,MIYAMOTO Y.High-capacity densespace division multiplexing transmission[J].Optical Fiber Technology,2017,35,108-117.
- [3] OKAMOTO K.Fundamentals of Optical Waveguides[M],2nd ed. Academic Press,2006.
- [4] P AGRAWAL G.Nonlinear Fiber Optics[M],5th ed.Academic Press,2013.
- [5] RICHARDSON D J,FINI J M,NELSON L E.Space-division multiplexing in optical fibres[J].Nature Photonics,2013,7:354-362.
- [6] LI G F,BAI N,ZHAO N B,et al.Space-division multiplexing;the next frontier in optical communication[J].Advances in Optics and Photonics,2014,6(4):413-487.
- [7] 郑宏军,黎昕,白成林.啁啾脉冲在光纤中的传输[M].北京:科学出版社,2018.
- [8] SILLARD P,MOLIN D.A review of few-mode fibers for space-division multiplexed transmissions[C].//European Conference and Exhibition on Optical Communication,2013.
- [9] SILLARD P,BIGOT-ASTRUC M,MOLIN D.Few-mode fibers for mode-division-multiplexed systems[J].Journal of Lightwave Technology,2014,32(16):2824-2829.
- [10] 王潇,郑宏军,黎昕,等.模分复用系统中的少模光纤研究新进展[J].聊城大学学报(自然科学版),2019,32(2):69-79.
- [11] LI Y L,WANG X,ZHENG H J,et al.A novel six-core few-mode fiber with low loss and low crosstalk[J].Optical Fiber Technology,2020,57:102211.
- [12] AMADO M V, J ENRIQUE A, JUAN C A Z,et al,Scaling photonic lanterns for space division multiplexing [J].Scientific Reports,2018,8:8897-8902.
- [13] 董秋焕,刘阳,郑宏军,等.模分复用系统中少模复用(解复用)技术研究[J].聊城大学学报(自然科学版),2020,33(2):50-67.
- [14] LIU Y,DONG Q H,ZHENG H J,et al.Research on a novel mode division multiplexer with low crosstalk,low loss and few mode ring-core transmission channel[J].Optics Communications,2020,469:125778.
- [15] BAI N,IP E,LUO Y,et al.Experimental study on multimode fiber amplifier using modal reconfigurable pump[C].// Optical Fiber Communication Conference. OSA Technical Digest Optical Society of America,2012.
- [16] JUNG Y,LIM E L,KANG Q,et al.Cladding pumped few-mode EDFA for mode division multiplexed transmission[J].Optics Express,2014,22:29008-29013.
- [17] EZNAVEH Z S,FONTAINE N K,CHEN H,et al.Ultra-low DMG multimode EDFA[C].// Optical Fiber Communication Conference, Optical Society of America,2017.
- [18] WANG N,KIM I,VASSILIEVA O,et al.Low-crosstalk few-mode EDFAs using retro-reflection for single-mode fiber trunk lines and networks[J].Optics Express,2019,27:35962-35970.
- [19] LIU Y,WANG X,YANG Z,et al.Strongly coupled few-mode erbium-doped fiber amplifiers with ultralow differential modal gain[C].// Optical Fiber Communication Conference(OFC),2020.
- [20] WEN H,ZHENG H J,ZHU B,et al.Optical fiber communication conference post deadline papers[C].// Optical Society of America,2015.
- [21] WEN H,XIA C, Velázquez-Benítez A,et al.First demonstration of 6-Mode PON achieving a record gain of 4 dB in upstream transmission loss budget[J].Journal of Lightwave Technology,2016,34(8): 1990-1996.

- [22] WEN H,ZHENG H J,MO Q,et al.Few-mode fibre-optic microwave photonic links[J].Light: Science & Applications,2017,8,6,e17021: 1-8.
- [23] YAMAN F,BAI N,HUANG Y K,et al. $10 \times 112$  Gb/s PDM-QPSK transmission over 5032 km in few-mode fibers[J].Optics Express, 2010,18:21342-21349.
- [24] YAMAN F,ZHANG S,HUANG Y,et al.First Quasi-Single-Mode transmission over transoceanic distance using few-mode fibers[C].// Optical Fiber Communication Conference Post Deadline Papers,2015.
- [25] WANG M,WU H,TANG M,et al.Few-mode fiber based Raman distributed temperature sensing[J].Optics Express,2017,25:4907-4916.
- [26] YAMAN F,BAI N,ZHU B Y,et al.Long distance transmission in few-mode fibers[J].Optics Express,2010,18:13250-13257.
- [27] 李超.长距离准单模传输系统的研究[D].天津:天津大学,2017.
- [28] BAI N,IP E,HUANG Y K,et al.Mode-division multiplexed transmission with inline few-mode fiber amplifier[J].Optics Express, 2012, 20:2668-2680.
- [29] SLEIFFER V A J M,JUNG Y,VELJANOVSKI V,et al.73.7 Tb/s( $96 \times 3 \times 256$  Gb/s) mode-division-multiplexed DP-16QAM transmission with inline MM-EDFA[J].Optics Express, 2012,20:B428-B438.
- [30] RYF R,MESTRE M A,RANDEL S,et al.Combined SDM and WDM transmission over 700 km few-mode fiber[C].// in Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference, 2013.
- [31] SOMA D,BEPPU S,WAKAYAMA Y,et al.257 Tbit/s weakly coupled 10-mode C + L-Band WDM transmission[J].Journal of Lightwave Technology,2018,36:1375-1381.
- [32] CHEN Y,LOBATO A,JUNG Y,et al.41.6 Tbit/s C-Band SDM OFDM transmission through 12 spatial and polarization modes over 74.17 km few mode fiber[J].Journal of Lightwave Technology,2015,33:1440-1444.
- [33] RADEMACHER G,LUIS R S,PUTTNAM B J,et al.High capacity transmission with few-mode fibers[J].Journal of Lightwave Technology,2019,37:425-432.
- [34] RADEMACHER G,LUIS R S,PUTTNAM B J,et al.93.34 Tbit/s/mode(280 Tbit/s) transmission in a 3-Mode graded-index few-mode fiber[C].// Optical Fiber Communication Conference,2018.
- [35] 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].// Optical Fiber Communication Conference Post deadline Papers,2018.
- [36] GAO X,XU B. $2 \times 37.5$  Gb/s Optical SSB N-4 signal mode-multiplexed transmission on two degenerate modes with MIMO[C].// Asia Communications and Photonics Conference(ACPC),2019.
- [37] WEERDENBURG J V,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,2018,36:1369-1374.
- [38] CHANG S H,CHUNG H S,FONTAINE K N,et al.Mode division multiplexed optical transmission enabled by all-fiber mode multiplexer [J].Optics Express, 2014,22:14229-14236.
- [39] RYF R,RANDEL S,GNAUCK A H,et al.Mode-division multiplexing over 96 km of few-mode fiber using coherent  $6 \times 6$  MIMO processing[J].Journal of Lightwave Technology,2012 30(4):521-531.
- [40] RYF R,FONTAINE N K,ESSIAMBRE R J.Spot-based mode couplers for mode-multiplexed transmission in few-mode fiber[J].IEEE Photonics Technology Letters,2012,24(21):1973-1976.
- [41] RYF R,FONTAINE N K,MESTRE M A,et al. $12 \times 12$  MIMO transmission over 130-km few-mode fiber[C].// Frontiers in Optics /Laser Science XXVIII,2012.
- [42] CHANG S H,CHUNG H S,RYF R,et al.Mode- and wavelength-division multiplexed transmission using all-fiber mode multiplexer based on mode selective couplers[J].Optics Express, 2015,23:7164-7172.
- [43] HU T,LI J H,GE D W,et al.Weakly-coupled 4-mode step-index FMF and demonstration of IM/DD MDM transmission[J].Optics Express, 2018,26:8356-8363.
- [44] PARK K J,SONG K Y,KIM Y K,et al.All-fiber mode division multiplexer optimized for C-band[C].// Optical Fiber Communication Conference,2014.
- [45] WAKAYAMA Y,SOMA D,BEPPU S,et al.266.1 Tbit/s transmission over 90.4 km 6-mode fiber with inline dual C+L-Band 6-mode EDFA[J].Journal of Lightwave Technology,2019,37:404-410.
- [46] RADEMACHER G,PUTTNAM B J,LUIS R S,et al.10.66 Peta-Bit/s transmission over a 38-core-three-mode fiber[C].// Optical Fiber2012 Communication Conference(OFC),2020.
- [47] WINZER P J.Making spatial multiplexing a reality[J].Nature Photonics,2014,8:345-348.
- [48] BEPPU S,IGARASHI K,KIKUTA M,et al.Weakly coupled 10-mode-division multiplexed transmission over 48 km few-mode fibers with real-time coherent MIMO receivers[J].Optics Express,2020,28:19655-19668.