

# 基于少模光纤的模分复用系统多输入 多输出均衡与解调\*

姚殊畅 付松年<sup>†</sup> 张敏明 唐明 沈平 刘德明

(华中科技大学, 下一代互联网接入系统国家工程实验室, 武汉 430074)

(2013年1月4日收到; 2013年3月28日收到修改稿)

针对光纤模分复用传输系统中模式耦合串扰问题, 设计并制备了一种新型少模光纤, 其较高的模式差分群延时保证各模式信道独立传输. 在此基础上, 提出一种级联多输入多输出 (MIMO) 延时均衡算法, 进一步减少源于模式复用器和解复用器的模式串扰, 提高基于少模光纤的模分复用传输系统的传输距离和传输容量. 与传统 MIMO 均衡算法相比, 级联 MIMO 延时均衡算法在没有显著增加计算复杂度的条件下, 能够应用于模式差分群延时很大的模分复用传输系统. 对单信道传输速率为 40 Gbps 的四相相移键控两模复用传输系统进行仿真, 经 40 km 少模光纤传输后, 采用级联 MIMO 均衡算法较普通 MIMO 均衡算法有 1.7 dB 的质量因子的提升. 仿真结果证明, 使用少模光纤和级联 MIMO 延时均衡算法能够有效地消除模分复用信号间的串扰, 有望在下一代大容量光纤传输系统中获得推广应用.

**关键词:** 模分复用, 少模光纤, 模式差分群延时, 多输入多输出均衡

**PACS:** 42.79.Sz, 42.81.-i, 42.81.Qb

**DOI:** 10.7498/aps.62.144215

## 1 引言

随着波分复用 (WDM)、偏振复用 (PDM)、相干接收和多维多阶调制等技术的广泛使用<sup>[1-3]</sup>, 单模光纤的传输容量已经快速地接近其香农极限. 随着光纤通信网络规模不断扩展、容量快速增长、业务日益丰富, 寻求新型高速大容量光传输机理已成为未来光通信网络面临的重大挑战. 从信号复用维度上来看, 基于多芯光纤的空分复用 (SDM) 技术和基于少模光纤的模分复用 (MDM) 技术具有很大的潜力, 值得深入研究<sup>[4-7]</sup>. MDM 技术是利用光纤各个模式间的正交性, 将每一个模式视为独立的信道加载信号, 形成多输入多输出 (MIMO) 通道, 以提高系统传输容量和频谱效率. 少模光纤, 顾名思义, 通过合理设计光纤, 只有有限个模式被激励并传输. 这样, 相比于单模光纤, 可以采用 MDM 技术

扩充单根光纤传输容量; 相比于多模光纤, 可以控制模式个数, 优化模式色散和串扰. 2011 年, 美国贝尔实验室提出采用低模式差分群延时 (MDGD) 的少模光纤, 配合接收端的 MIMO 算法对几乎同时到达的各模式信号进行解调均衡, 消除各模式信道间串扰<sup>[8]</sup>. 但这种方案中少模光纤的模式耦合不可预测, 长距离传输时 MIMO 均衡算法的复杂度及可靠性都难以确定. 与此相反, 具有高 MDGD 的少模光纤, 其模式串扰低, 各个模式信道传输相对独立, 但各个模式信道的传输时延限制了 MIMO 均衡算法的应用. 此外, 尽管高 MDGD 的少模光纤降低了模式串扰, 但 MDM 传输系统中模式复用解复用器所引起的串扰将变得突出. 例如, 基于光纤光栅或空间相位调制器的模式复用解复用器, 模式串扰系数在 10%—40% 左右<sup>[9,10]</sup>, 而传统的偏移注入模式激励则更高<sup>[11]</sup>, 这意味着模式复用解复用器的串扰处理显得十分重要. 本文提出一种将大 MDGD 的

\* 国家重点基础研究发展计划 (批准号: 2010CB328302)、国家高技术研究发展计划 (批准号: 2012AA011301) 和国家自然科学基金 (批准号: 61275069) 资助的课题.

<sup>†</sup> 通讯作者. E-mail: songnian@mail.hust.edu.cn

少模光纤与 MIMO 均衡技术相结合的 MDM 传输系统. 首先, 设计并制备具有大 MDGD 的少模光纤, 保证各模式信道的低串扰传输. 然后提出了一种级联 MIMO 延时均衡算法, 以较低的计算复杂度解决大 MDGD 少模光纤的残留模式耦合及源于模式复用解复用器的串扰.

## 2 基于少模光纤的模式复用传输系统模型

基于少模光纤的 MDM 系统如图 1 所示, 其信号串扰的来源包括: 利用模式复用器完成模式选择性激励及复用后残留的模式混叠, 在模式解复用器端模式信号的不完全剥离, 以及少模光纤传输过程中存在的模式耦合. 对大 MDGD 少模光纤而言, 当各个模式的有效折射率差大于  $10^{-3}$  时, 一般认为 40 km 传输范围内各个模式间耦合可以忽略不

计<sup>[12,13]</sup>.

假设少模光纤中有  $K$  个传输模式, 每个模式发送的信号序列为  $Z_k$ , 复用器和解复用器的传输函数分别为  $T_{ik}$  和  $H_{ik}$ , 下标  $i$  和  $k$  代表第  $i$  个模式引起第  $k$  个模式的信号串扰. 忽略各个模式信道在少模光纤中的耦合, 在啁啾色散通过常规相干接收完全补偿的条件下, 系统响应为

$$P_k(m) = \sum_{i=1}^K \sum_{m=1}^{M_1} T_{ik}(m) \cdot Z_i(m), \quad (1)$$

$$y_k(m) = \sum_{i=1}^K \sum_{m=1}^{M_2} H_{ik}(m) \cdot (\gamma P_i(m) \delta(m - u_k)), \quad (2)$$

其中  $P_k$  为复用之后第  $k$  个模式的传输信号,  $M_1$  为复用器传输函数的长度,  $y_k$  为解复用之后第  $k$  个模式的接收信号,  $M_2$  为解复用器传输函数的长度,  $u_k$  代表第  $k$  个模式在传输过程中传输时延,  $\gamma$  为传输损耗.

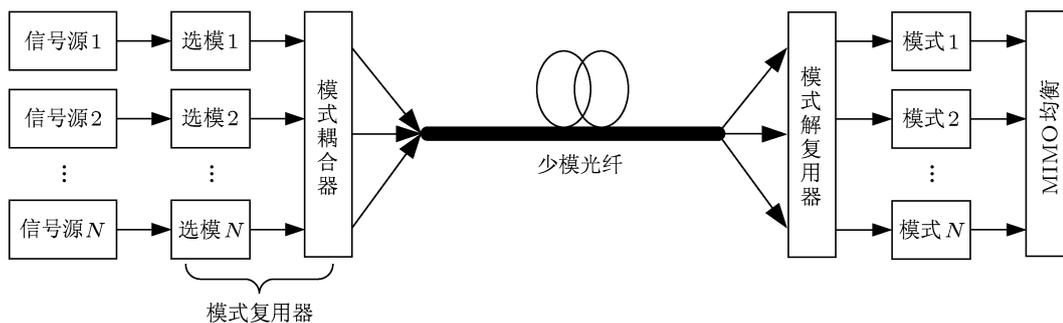


图 1 基于少模光纤的模式复用系统

## 3 少模光纤的设计与制备

为了减小多模光纤中高阶模的影响, 少模光纤设计的第一步就是对光纤中总模式数进行限制. 考虑到阶跃折射率分布单模光纤成熟的制备工艺, 我们选择这种折射率分布来设计少模光纤. 阶跃折射率光纤中可传输的模式数目由归一化频率  $V = a\sqrt{n_1^2 k_0^2 - n_2^2 k_0^2}$  决定, 其中,  $a$  为纤芯半径,  $k_0$  为真空中的光波波数,  $n_1, n_2$  分别为纤芯和包层的折射率.  $V$  越大, 则导模数目越多. 若  $V$  在 3.8 和 5.1 之间, 则能保证所设计的少模光纤只支持前 4 个低阶模式, 即基模  $LP_{01}$ , 高阶模式  $LP_{11}, LP_{21}$  和  $LP_{02}$ , 其他高阶模式则全部截止. 通过恰当选择  $n_1 - n_2$  和  $a$ , 同时增加相邻两个模式间的有效折射率差, 可以有效地降低少模光纤各模式间耦合. 图 2 以等高线的形式给出了四模光纤相邻模式间有效折射率差

的分布随芯径  $a$  及芯包层折射率差  $n_1 - n_2$  的变化. 可以看出随着芯包层折射率差增大, 相邻模式的有效折射率差呈增大的趋势, 这有利于降低模间串扰. 同时, 基模与  $LP_{11}$  模的有效折射率差值最大, 模式耦合串扰最小; 而  $LP_{02}$  和  $LP_{21}$  之间由于传播常数较为靠近, 两个模式的耦合隔离要求最高.

为了保证四模光纤中各模式稳定地形成导模, 还必须保证各模式的有效折射率与包层折射率的差值, 以克服弯曲损耗的影响. 从图 2(b) 和 (c) 中可以看出,  $LP_{02}$  和  $LP_{21}$  相较于基模和  $LP_{11}$  更易趋近于截止, 其中  $LP_{02}$  的有效折射率最靠近包层折射率, 在弯曲情况下损耗影响最大. 图 3 给出了  $LP_{02}$  有效折射率与包层折射率差  $n_{\text{eff}LP_{02}} - n_2$  随芯径  $a$  及芯包层折射率差  $n_1 - n_2$  的变化情况. 可以看到, 随着芯包层折射率差的增大,  $n_{\text{eff}LP_{02}} - n_2$  亦增大, 这有利于减少  $LP_{02}$  损耗.

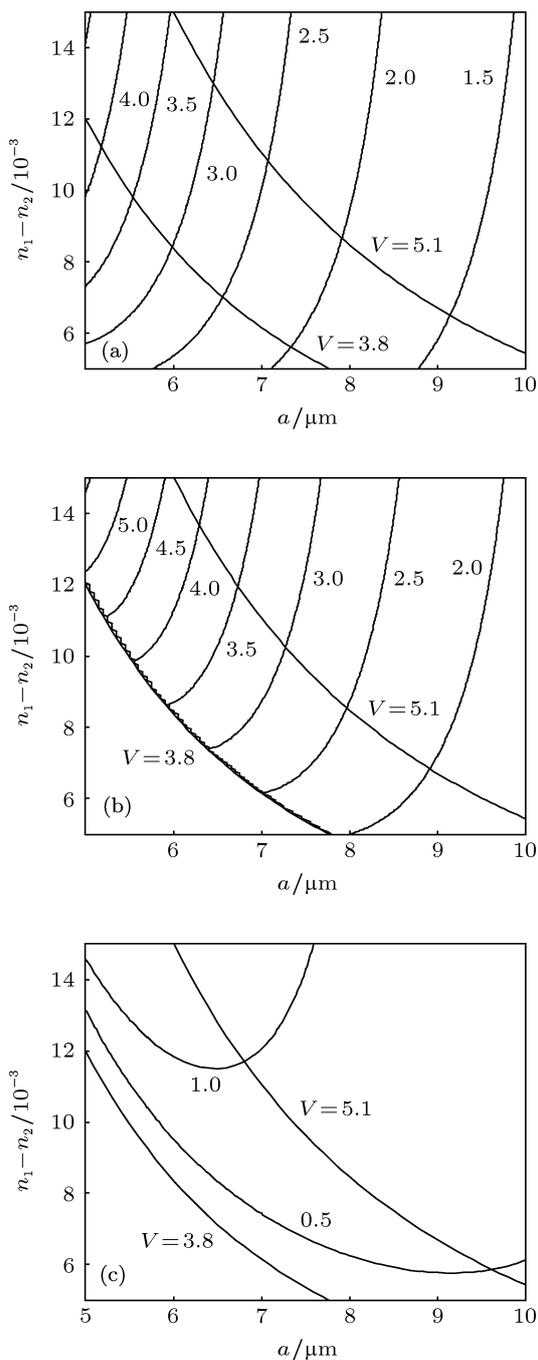


图2 相邻模式间有效折射率差分布随  $n_1 - n_2$  和  $a$  的变化  
(a)  $n_{\text{eff}LP_{01}} - n_{\text{eff}LP_{11}}$ ; (b)  $n_{\text{eff}LP_{11}} - n_{\text{eff}LP_{21}}$ ; (c)  $n_{\text{eff}LP_{21}} - n_{\text{eff}LP_{02}}$

然而, 芯包层折射率差也不能一味地增大. 对

于四模 MDM 系统, 巨大的入纤功率要求少模光纤具有良好的抗非线性损伤能力. 反映在少模光纤设计上则需要增大各个模式的有效面积, 降低功率密度, 提高非线性传输损伤阈值. 图 4 给出四模光纤各模式的有效面积随芯径  $a$  及芯包层折射率差  $n_1 - n_2$  的变化情况. 可以看出, 对所有模式, 当  $a$  增大时有利于增加各模式的有效面积. 并且, 当  $a$  取  $9 \mu\text{m}$  左右时, 各个模式的有效面积都趋近于  $180 \mu\text{m}^2$ .

综上所述, 考虑模式耦合、模式损耗以及非线性传输损伤的影响, 最终设计少模光纤的芯径为  $9.5 \mu\text{m}$ , 包层折射率为  $n_2 = 1.45601$ , 芯包层折射率差为  $0.0055$ . 若工作波长为  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ , 根据 (3) 式可算出模式  $K$  与基模  $LP_{01}$  之间的 MDGD 系数:

$$\text{MDGD}_K = \frac{\Delta n_{\text{eff}K}}{c} - \frac{\lambda}{c} \frac{\partial \Delta n_{\text{eff}K}}{\Delta \lambda}. \quad (3)$$

根据以上设计, 我们制备了支持四个模式的少模光纤, 其横截面折射率分布及光纤横截面如图 5 所示. 测试及计算所得少模光纤的光学参数如表 1 所示, 可以看出, 实际测量结果与理论设计相符. 与文献 [12] 报道的少模光纤相比, 我们制备的四模光纤在保证模式稳定运转、各模式相对隔离的前提下, 各模式有效面积有所提升, 增强了传输系统非线性损伤抑制能力.

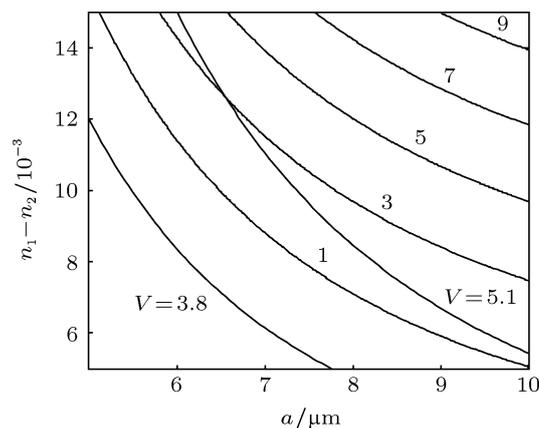


图3  $LP_{02}$  有效折射率与包层折射率差随  $n_1 - n_2$  和  $a$  的变化

表1 实验制备少模光纤的参数

模式	有效折射率 @ 1550 nm		模式有效面积/ $\mu\text{m}^2$		差分群延时系数/ $\text{ps}\cdot\text{m}^{-1}$		啁啾色散/ $\text{ps}\cdot\text{nm}^{-1}\cdot\text{km}^{-1}$	截止波长/ $\mu\text{m}$
	计算值	测试值	计算值	测试值	计算值	测试值		
$LP_{01}$	1.4606	1.461	202.75	202	/	/	23.26	/
$LP_{11}$	1.4592	1.4592	194.63	195	2.503	2.523	24.09	3.144
$LP_{21}$	1.4575	1.4575	223.43	222	4.662	4.804	21.81	1.989
$LP_{02}$	1.4570	1.4570	221.96	220	3.262	3.814	15.01	1.977

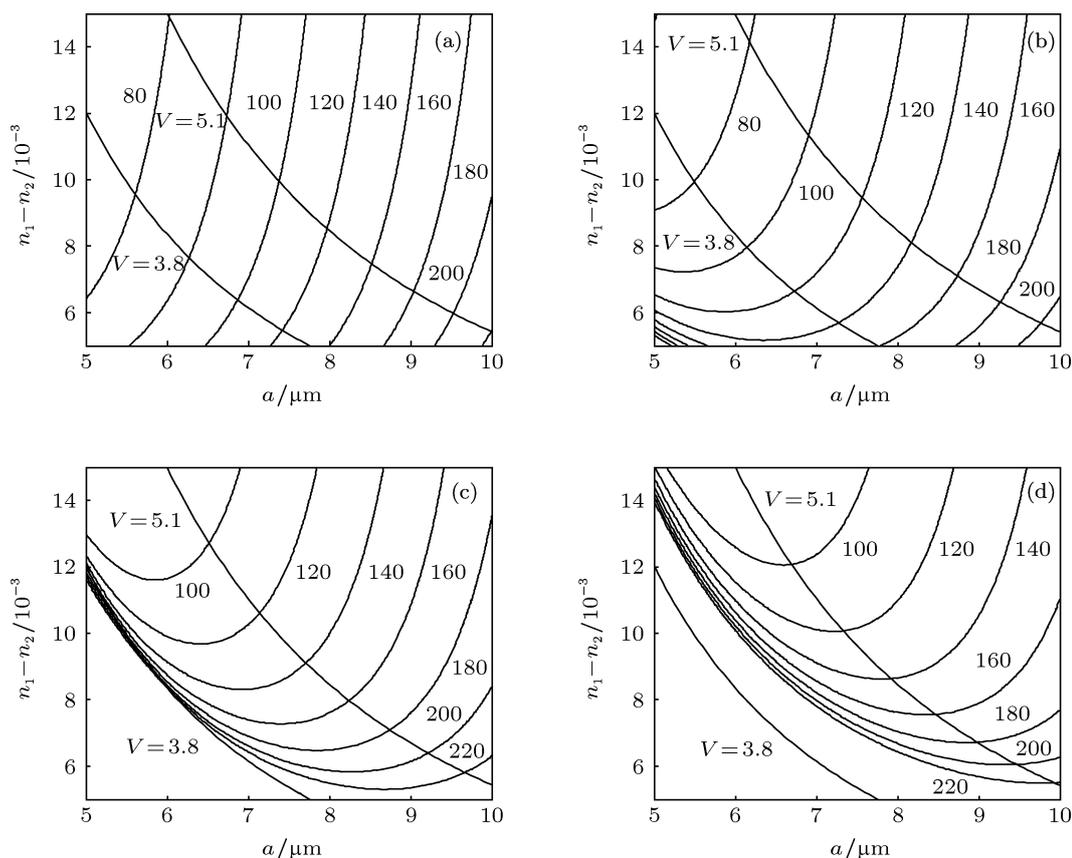


图4 各模式的有效面积随  $n_1 - n_2$  和  $a$  的变化 (a)  $LP_{01}$ ; (b)  $LP_{11}$ ; (c)  $LP_{21}$ ; (d)  $LP_{02}$

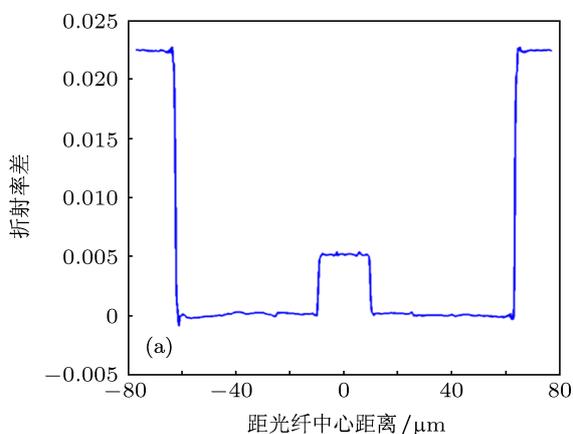


图5 实验制备的少模光纤 (a) 折射率分布; (b) 实物横截面图

### 4 级联 MIMO 延时均衡算法

对含  $K$  个模式的 MDM 系统来说, 第  $k$  个模式信道传统均衡过程可以表述为

$$x_k(n) = \sum_{j=1}^K \sum_{n=-N}^{n=N} W_{jk}(n) y_j(n), \quad (4)$$

式中,  $y_j(n)$  为接收到第  $j$  个模式的信号序列,  $x_k(n)$  为第  $k$  模式的均衡信号,  $W_{jk}(n)$  为第  $k$  模式对应第  $j$  个模式干扰消除的均衡器权值, 其抽头数为  $2N + 1$ . 对最小均方误差 (LMS) 算法来说, 滤波器权值的更新遵循如下规则:

$$W_{jk}(n+1) = W_{jk}(n) - \alpha e_k(n) y_j(n), \quad (5)$$

$$e_k(n) = d_k(n) - \sum_{j=1}^K \sum_{n=-N}^N W_{jk}(n) y_j(n), \quad (6)$$

式中,  $\alpha$  为更新步长,  $d_k(n)$  为第  $k$  个模式信道第  $n$  个接收信号的期望值.

考虑到少模光纤的 MDGD 很大, 若选择较少抽头数的 MIMO 均衡器, 则均衡效果不佳; 若选择较多抽头数的 MIMO 均衡, 则又计算复杂度会直线上升. 因此我们提出一种基于 LMS 的级联 MIMO

延时均衡, 在传统 MIMO 均衡的基础上, 通过对已均衡的信号进行延时处理, 增加一级 MIMO 均衡, 以压缩 MDGD 信道冲击响应长度对 MIMO 均衡器长度的影响, 在保证均衡效果的前提下, 减小了运算的复杂度. 如图 6 所示, 级联 MIMO 延时均衡器由两个级联的 MIMO 滤波器  $W_f$  及  $W_s$  组成. 假设接收到的各模式信号进行了精确的时钟恢复处理, 则各路信号在时域上按复用端发送的先后顺序保证严格对准, 分别送入第一级 MIMO 均衡, 以消除复用端的模式串扰, 均衡后的信号分别延时  $\tau_k$  个码元, 再送入第二级均衡器. 当  $\tau_k$  满足:

$$\tau_k = \frac{\text{MDGD}_k \cdot L}{T}. \quad (7)$$

均衡信号按照解复用端的接收顺序对齐, 经过第二级 MIMO 均衡器后进一步消除解复用器的干扰. (7) 式中,  $L$  为少模光纤传输长度,  $T$  为单个码元的周期.

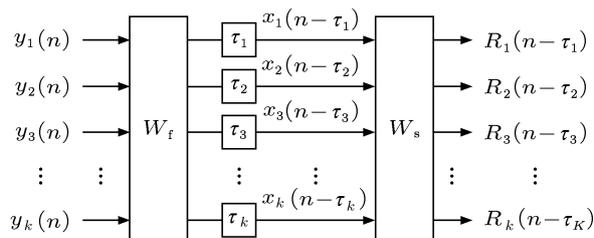


图 6 级联 MIMO 延时均衡器示意图

### 5 数值模拟与仿真分析

基于所制备的少模光纤, 我们首先完成基于 LP<sub>01</sub> 模和 LP<sub>11</sub> 模的 MDM 传输系统建模. 在发送端, 长度为 2<sup>16</sup> 的伪随机序列经过四相相移键控 (QPSK) 调制后, 分别加载在 LP<sub>01</sub> 和 LP<sub>11</sub> 两个模式信道上, 单模式信道传输速率为 40 Gbps. 两路信号经过模分复用后, 经过 40 km 的少模光纤传输, 由于少模光纤中模式耦合十分微弱, 模式串扰可以忽略不计. 根据表 1 所示少模光纤参数, 40 km 少模光纤传输系统基模和 LP<sub>11</sub> 模受到的差分模式群延时为 100.92 ns, 对应延时码元数  $u_2 = 2018$ . 此时, 解复用后接收到的两路信号主要受到模式复用和解复用器串扰的影响, 采用级联 MIMO 均衡算法进行处理. 由于复用器和解复用器结构是互逆的, 模式串扰系数相同, 在 0.1 至 0.4 的范围内变动, 具体传输函数设为长度为 3 个码元长度的高斯分布.

如图 7 所示, 当复用器和解复用器的串扰系数为 0.2 时, 得到 LP<sub>11</sub> 模式信道发送端和经 40 km 少

模光纤传输后接收的 QPSK 信号星座图. 明显看出, 由于受到复用器和解复用器的串扰, QPSK 信号已经完全无法分辨. 采用传统 MIMO 均衡后, 星座图仍然模糊不清. 因此, 若不对传统 MIMO 均衡算法改进, MDM 传输系统将无法实现可靠传输. 利用我们提出的级联 MIMO 均衡算法, 使得原本弥散的星座图变得更为集中, 有效地降低判决出错的概率, 提升了传输系统的性能. LP<sub>01</sub> 模式信道的仿真结果与 LP<sub>11</sub> 类似, 这里不再重复给出.

$Q$  因子是描述光纤通信系统传输质量的重要参数,  $Q$  值越大, 传输系统的可靠性越高. 假设接收端光信号信噪比为 20 dB, 模式复用解复用器的串扰系数在 0.1 和 0.4 的范围内变动, 分别采用普通 MIMO 均衡、级联 MIMO 均衡对接收信号进行处理, 可得到背靠背及 40 km 少模光纤传输后  $Q$  因子的变化, 如图 8 所示. 其中, 均衡器的抽头数都取为 7. 在背靠背传输的情况下, 由于不受光纤模式差分群延时的影响, 普通 MIMO 均衡器与级联 MIMO 均衡得到的  $Q$  因子数值相近. 而经过 40 km 的少模光纤传输后, 使用级联 MIMO 均衡的 MDM 传输系统  $Q$  因子比常规 MIMO 均衡有 1 dB 左右的提升. 这是因为级联 MIMO 延时均衡器通过合理设置级联算法的时延, 同时均衡了复用和解复用器的模式串扰. 当串扰系数较小时, 40 km 少模光纤传输后级联 MIMO 延时均衡效果与系统的背靠背传输效果相当, 随着复用解复用器串扰影响的增大, 40 km 少模光纤传输后级联 MIMO 延时均衡相较于背靠背传输有一定的  $Q$  因子劣化, 这是由于串扰系数大, 级联 MIMO 均衡的第一级均衡误差亦增大, 影响了总体的均衡效果. 然而, 此时级联 MIMO 均衡相比于普通 MIMO 均衡优势仍然十分明显. 经过 40 km 传输, 当串扰系数等于 0.4 时, 级联 MIMO 延时均衡得到的  $Q$  因子比常规 MIMO 均衡高 1.7 dB 左右, 有效地提升了基于少模光纤 MDM 传输系统性能.

图 9 给出了当复用器和解复用器的串扰系数为 0.2 时, 不同传输距离的情况下, 40 Gbps 双模复用系统经 MIMO 均衡后的  $Q$  因子变化. 可以看出, 级联 MIMO 均衡算法对系统  $Q$  因子的提升具有较好的稳定性, 几乎不随传输距离而改变. 并且, 级联 MIMO 均衡较普通 MIMO 均衡算法  $Q$  因子均有 1 dB 的提升. 因此, 在少模光纤模式耦合可控的情况下, 级联 MIMO 均衡十分适合长距离传输系统.

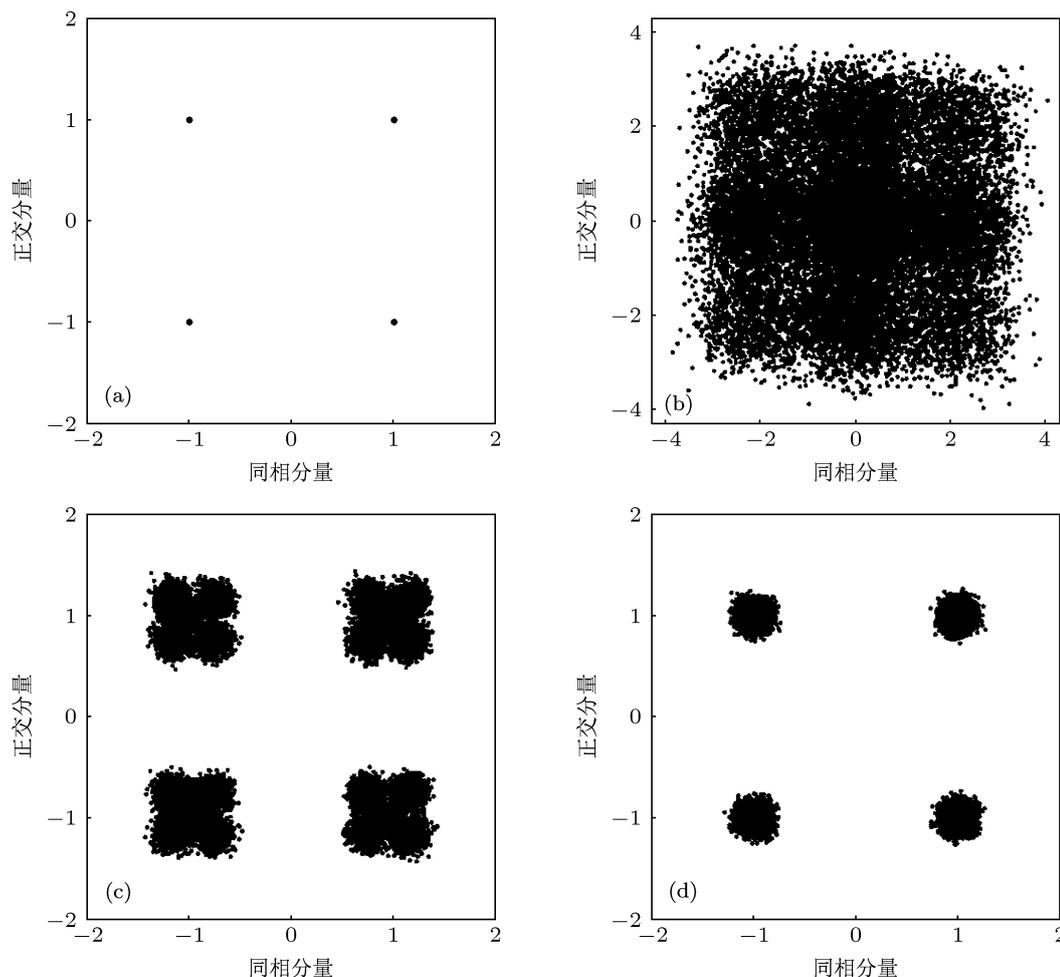


图7 LP<sub>11</sub> 模式信道 QPSK 信号星座图 (a) 发送端; (b) 接收端; (c) 普通 MIMO 均衡; (d) 级联 MIMO 均衡

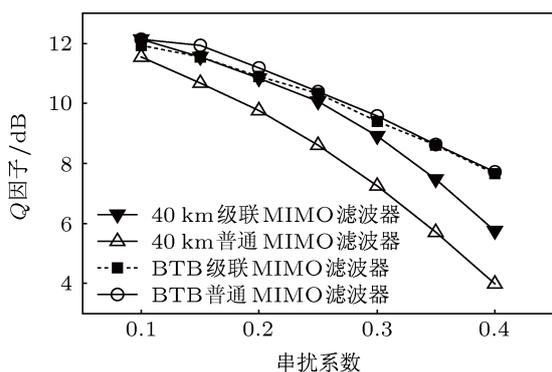


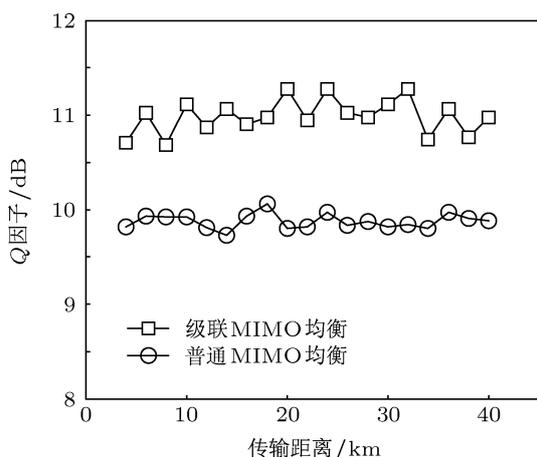
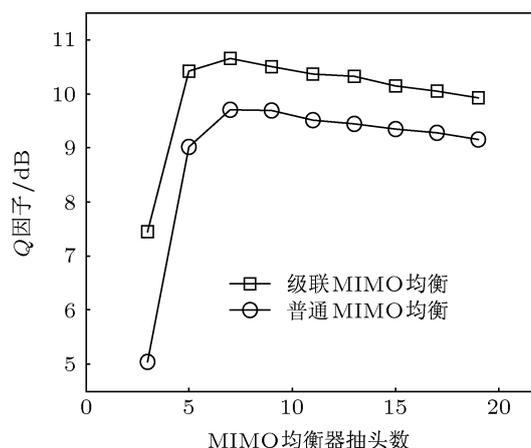
图8 MIMO 均衡后传输系统的  $Q$  因子

我们还进一步研究了 MIMO 均衡器的抽头数目对传输系统均衡效果的影响, 如图 10 所示. 可以

看出, 随着均衡滤波器抽头数的增加, MIMO 均衡后传输系统的  $Q$  因子呈增加的趋势. 增加抽头数目有助于消除码元间串扰, 当抽头数为 7 时, 经过级联 MIMO 均衡及普通 MIMO 均衡后传输系统的  $Q$  因子分别达到 10.8 dB 和 9.8 dB, 如果再继续增加抽头数, 则传输系统  $Q$  因子反而有轻微劣化. 这是由于复用解复用器的冲击响应一般比较短, 采用较少的抽头数就可以达到比较好的收敛效果. 当 MIMO 均衡滤波器的抽头数为 7, 比较普通 MIMO 均衡及级联 MIMO 均衡的算法复杂度, 如表 2 所示. 虽然级联 MIMO 均衡的运算复杂度是普通 MIMO 均衡的两倍, 但级联 MIMO 均衡的硬件要求及算法复杂度仍然在可接受的范围内.

表2 算法复杂度分析

算法	普通 MIMO 均衡	级联 MIMO 延时均衡
加法/次	$(2N+1)K^2 + (2N+1)K + 1 = 43$	$2((2N+1)K^2 + (2N+1)K + 1) = 86$
乘法/次	$(2N+1)^2K + (2N+1)K = 112$	$2((2N+1)^2K + (2N+1)K) = 224$

图9 不同传输距离下MIMO均衡后传输系统的 $Q$ 因子图10 滤波器不同抽头数对应MIMO均衡后传输系统的 $Q$ 因子

## 6 结论

为提高基于少模光纤的模分复用传输系统的可靠性,我们设计并制备一种具有大模式差分群延时的少模光纤,其较小的模间耦合和较大的有效面积有利于抑制少模光纤传输过程中的模式串扰及非线性传输损伤。针对这种少模光纤,我们提出一种级联MIMO延时均衡算法,有效消除复用器和解复用器的串扰。理论仿真显示,这种算法适用于大

模式差分群延时的模分复用系统,以较低的算法复杂度有效地消除各模式信道间的串扰。通过对单信道传输速率为40 Gbps的QPSK双模复用系统的仿真,相比于普通MIMO均衡,级联MIMO均衡算法能获得1.7 dB的 $Q$ 因子提升。由此可见,大模式差分群延时少模光纤与级联MIMO均衡算法相结合是未来大容量高可靠光纤传输系统的备选方案之一。

- [1] Tan Z W, Ning T G, Liu Y, Tong Z, Jian S S 2006 *Chin. Phys.* **15** 1819
- [2] Wang J, Wang Z L 2004 *Chin. Phys.* **13** 877
- [3] Zhang J Z, Wang A B, Wang Y C 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 3793 (in Chinese) [张建忠, 王安帮, 王云才 2009 物理学报 **58** 3793]
- [4] Chan F Y M, Lau A P T, Tam H Y 2012 *Opt. Express* **20** 4548
- [5] Al Amin A, Li A, Chen S, Chen X, Gao G, Shieh W 2011 *Opt. Express* **19** 16672
- [6] Lin Z, Zheng S W, Ren G B, Jian S S 2012 *Acta Phys. Sin.* **62** 064214 (in Chinese) [林桢, 郑斯文, 任国斌, 简水生 2012 物理学报 **62** 064214]
- [7] Love J D, Riesen N 2012 *Opt. Lett.* **37** 3990
- [8] Ryf R, Randel S, Gnauck A H, Bolle C, Sierra A, Mumtaz S, Esmaelpour M, Burrows E C, Essiambre R J, Winzer P J, Peckham D W, McCurdy A H, Lingle R 2012 *J. Lightwave Technol.* **30** 521
- [9] Okamoto A, Soma D, Wakayama Y, Tomita A, Sato K, Grabar A A 2010 *OptoElectronics and Communications Conference Saporio*, 4 March, 2010 p302
- [10] Hanzawa N, Saitoh K N, Sakamoto T, Matsui T, Tomita S, Koshiha M 2012 *Optical Fiber Communication Conference Los Angeles, California*, March 4, 2012 pOW1D.4
- [11] Chen H S, van den Boom H P A, Koonen A M J 2011 *Photonics Technol. Lett.* **23** 1283
- [12] Olshansky R 1975 *Appl. Opt.* **14** 935
- [13] Salsi M, Koebele C, Sperti D, Tran P, Mardoyan H, Brindel P, Bigo S, Boutin A, Verluise F, Sillard P, Bigot-Astruc M, Provost L, Charlet G 2012 *J. Lightwave Technol.* **30** 618

# Demodulation and multi-input multi-output equalization for mode division multiplexing system using a novel few-mode fiber\*

Yao Shu-Chang Fu Song-Nian<sup>†</sup> Zhang Min-Ming Tang Ming  
Shen Ping Liu De-Ming

(National Engineering Laboratory for Next Generation Internet Access System, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

(Received 4 January 2013; revised manuscript received 28 March 2013)

## Abstract

In order to solve the mode crosstalk in a mode division multiplexing (MDM) transmission system, we design and fabricate a novel few-mode fiber (FMF) with high mode differential group delay (MDGD) that ensure that all supporting modes can transmit through the FMF independently. Then, we propose a cascaded multi-input multi-output (MIMO) delay equalization method, in order to further suppress the mode crosstalk from the mode division multiplexer/demultiplexer (MUX/DeMUX) and improve the transmission distance and spectrum efficiency of MDM system. Our simulation results verify that the cascaded MIMO delay equalization method together with the novel FMF can effectively mitigate the mode crosstalk of MDM transmission. Compared with the traditional MIMO equalization method, our proposed equalization method can be successfully applied to the QPSK signal transmission through the FMF with large MDGD, while no obvious increase of computation complexity is observed. Our results show that for a 40 Gbps two-mode division multiplexing system, the  $Q$  factor can be improved by 1.7 dB after 40 km FMF transmission using the proposed cascaded MIMO equalization method. Therefore, all those results are very conducive to the next-generation high capacity fiber-optic transmission.

**Keywords:** mode division multiplexing, few-mode fiber, mode differential group delay, multi-input multi-output equalization

**PACS:** 42.79.Sz, 42.81.-i, 42.81.Qb

**DOI:** 10.7498/aps.62.144215

\* Project supported by the National Basic Research Program of China (Grant No. 2010CB328302), the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2012AA011301), and National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61275069).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: songnian@mail.hust.edu.cn