

# 基于无约束频域均衡的模分复用系统解复用技术

黄成斌, 胡贵军

吉林大学通信工程学院, 吉林 长春 130012

**摘要** 利用基于多输入多输出算法的无约束频域均衡(FDE)对 $6 \times 6$ 模分复用(MDM)系统进行解复用,以消除模式耦合和差分模时延等损伤对信号的影响。分别用无约束频域最小均方(FD-LMS)算法和无约束频域恒模算法(FD-CMA)对MDM系统进行解复用,验证了无约束FDE的解复用效果;并将无约束FD-LMS算法及FD-CMA的均衡性能分别与有约束FD-LMS算法及FD-CMA进行对比。仿真结果显示,无约束FDE的解复用性能与有约束FDE相近,但其在计算复杂度方面优势明显。

**关键词** 光通信; 模分复用; 最小均方算法; 恒模算法; 少模光纤

**中图分类号** TN913.7

**文献标识码** A

**doi:** 10.3788/CJL201744.0606002

## Demultiplexing Technology for Mode Division Multiplexing System Based on Unconstrained Frequency-Domain Equalization

Huang Chengbin, Hu Guijun

*College of Communication Engineering, Jilin University, Changchun, Jilin 130012, China*

**Abstract** An unconstrained frequency-domain equalization (FDE) based on multi-input multi-output algorithm is proposed for demultiplexing of the  $6 \times 6$  mode-division multiplexing (MDM) system. It is used for eliminating the effects of mode coupling and differential mode group delay (DMGD) on signal. To verify the effectiveness of unconstrained FDE for demultiplexing, the unconstrained frequency-domain least mean square (FD-LMS) algorithm and the unconstrained frequency-domain constant-modulus algorithm (FD-CMA) are used for the MDM system. Besides, the equalization performance of the unconstrained FD-LMS algorithm and the unconstrained FD-CMA are compared with the constrained FD-LMS algorithm and the constrained FD-CMA. Simulation results show that the demultiplexing performance of the unconstrained FDE is comparable with that of the constrained FDE. However, the unconstrained FDE has great advantage over the constrained FDE in computation complexity.

**Key words** optical communications; mode division multiplexing; least mean square algorithm; constant-modulus algorithm; few-mode fiber

**OCIS codes** 060.4510; 060.4230; 060.2330

## 1 引言

随着以大型数据中心、物联网和移动互联网为代表的带宽消耗型业务的高速发展,当今信息化社会对光纤通信网络的带宽需求达到了前所未有的高度。时分复用<sup>[1]</sup>、波分复用<sup>[2-4]</sup>、偏振复用(PDM)<sup>[5]</sup>以及高维高阶调制<sup>[6]</sup>等技术的广泛应用使得单模光纤的容量逐渐接近理论极限<sup>[7]</sup>。为了应对光通信网络可预见的带宽危机,一种新的扩容技术——基于少模光纤(FMF)的模分复用(MDM)技术应运而生,该技术利用FMF中

**收稿日期:** 2016-12-26; **收到修改稿日期:** 2017-02-22

**基金项目:** 国家自然科学基金(61575078)、吉林省科技发展计划(20140203009GX)、吉林省发改委产业技术研究专项(2014Y087)

**作者简介:** 黄成斌(1992—),男,硕士研究生,主要从事模分复用系统通信方面的研究。

E-mail: huangcb15@mails.jlu.edu.cn

**导师简介:** 胡贵军(1970—),男,博士,教授,博士生导师,主要从事光纤通信技术和器件等方面的研究。

E-mail: hugj@jlu.edu.cn(通信联系人)

各模式间的正交性,将各模式作为信道以构成多输入多输出(MIMO)系统,从而实现单根光纤的扩容。然而,在基于 FMF 的 MDM 系统中,模式耦合和差分模时延(DMGD)等损伤严重影响了系统的传输性能<sup>[8-10]</sup>。同时,模式耦合和 DMGD 的共同作用使得 MDM 系统的解复用变得复杂。

对接收信号进行 MIMO 均衡,能够有效补偿 MDM 系统中的模式耦合和 DMGD 损伤,并且能够从混合信号中恢复出源信号。MIMO 均衡可以在时域中实现,文献[11-17]利用时域均衡(TDE)成功实现了 MDM 系统的解复用,但 TDE 的计算复杂度高且实用性不强。同时,MIMO 均衡也可以在频域中实现。频域均衡(FDE)通过快速傅里叶变换(FFT)实现时、频域转换,用频域乘法代替了 TDE 中的卷积部分,从而减小运算量<sup>[18]</sup>。根据时域约束块的存在与否,FDE 可以分为有约束 FDE 和无约束 FDE<sup>[19]</sup>。其中,无约束 FDE 省去了有约束 FDE 中的时域约束块,从而进一步降低了算法的计算复杂度。

本文利用无约束 FDE 对 MDM 系统进行解复用,分别利用最小均方(LMS)算法和恒模算法(CMA)对无约束均衡解复用的有效性进行验证,将传统的 FD-LMS 算法与 FD-CMA 进行对比,分析无约束 FDE 的解复用效果及计算量开销。仿真结果显示,无约束 FDE 的解复用效果与有约束 FDE 相当,但其计算复杂度远低于有约束 FDE 算法。

## 2 基于 FMF 的 MDM 系统模型

构建了一个  $6 \times 6$  的 MDM 系统,结构如图 1 所示。该系统利用线极化偏振模( $LP_{01}$ 、 $LP_{11a}$  和  $LP_{11b}$ )的  $x$ 、 $y$  偏振态对数据进行传输,每个模式承载的信息传输速率为 56 Gbit/s。在数据发送端,使用正交相移键控(QPSK)的调制格式进行调制,所用激光器的工作波长为 1550 nm。调制后的光信号经模分复用器(MUX)进入 80 km 的 FMF 中。在 FMF 末端加入高斯白噪声,以便设置系统的光信噪比(OSNR)。在数据接收端,通过模分解复用器(DEMUX)将混合信号进行分离,并通过相干接收模块将光信号转换为电信号。通过数字信号处理(DSP)模块对接收的电信号进行处理,实现对发送信号的恢复。DSP 模块包括采样、色散(CD)补偿和均衡 3 个部分。在对接收信号进行解复用前,先对其进行 2 倍过采样,使每个码元对应 2 个采样值。在过采样后,使用频域均衡器对各路分别进行色度色散的补偿,然后对信号进行均衡处理。在这一步中,为了消除相位噪声的影响,需要在迭代过程中得到载波相位估计(CPE)的结果,CPE 量是通过 Viterbi 算法得到的<sup>[20]</sup>。最后计算系统的误码率(BER)。

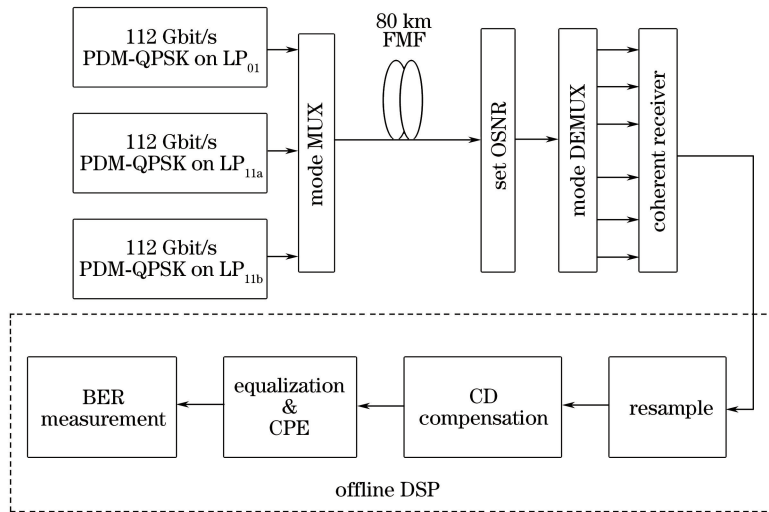


图 1  $6 \times 6$  MDM 系统结构示意图

Fig. 1 Diagram of  $6 \times 6$  MDM system structure

仿真使用的 FMF 模型与文献[21]所描述的 FMF 模型相似,均采用矩阵传输模型,FMF 模型如图 2 所示, $\tau$  为时延。依据矩阵传输模型,可以将系统各段的传输矩阵进行级联,从而得到系统在频域内的  $M \times M$  信道传输矩阵

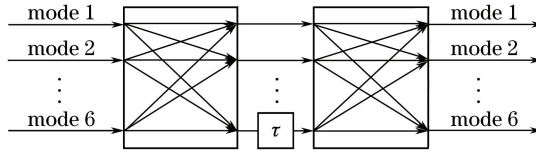


图 2 FMF 模型

Fig. 2 Model of FMF

$$\mathbf{H}(\omega) = \prod_{l=1}^K \mathbf{H}^{(l)}(\omega), \quad (1)$$

式中  $K$  为耦合次数。

设在频域内 MDM 系统的输入信号向量  $\mathbf{X}(\omega) = [x_1(\omega), x_2(\omega), \dots, x_M(\omega)]$ , 接收信号向量  $\mathbf{U}(\omega) = [u_1(\omega), u_2(\omega), \dots, u_M(\omega)]$ , 则可得到频域内 MDM 系统输入信号与输出信号的关系为

$$\mathbf{U}(\omega) = \mathbf{X}(\omega)\mathbf{H}(\omega). \quad (2)$$

经快速傅里叶逆变换 (IFFT) 后, 得到 MDM 系统输入信号与输出信号的关系为

$$\mathbf{u}(n) = \mathbf{H} * \mathbf{x}(n), \quad (3)$$

式中  $\mathbf{x}(n)$  和  $\mathbf{u}(n)$  分别为时域输入信号与输出信号,  $\mathbf{H}$  为时域  $M \times M$  信道传输矩阵。(3) 式相应的矩阵卷积形式为<sup>[22]</sup>

$$\begin{bmatrix} u_1(n) \\ \vdots \\ u_M(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{M1} & \cdots & h_{MM} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_1(n) \\ \vdots \\ x_M(n) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

式中  $h_{ij}$  为第  $j$  ( $1 \leq j \leq M$ ) 个输入模式与第  $i$  ( $1 \leq i \leq M$ ) 个输出模式之间的信道冲激响应。各模式信号在每一段内独立传播时均会累积一定长度的传播时延, 则  $h_{ij}$  可以表示为

$$h_{ij} = \sum_{k=0}^{Q-1} h_{ij}(k) \delta(n - \tau_k), \quad 0 \leq \tau_k \leq \tau_{\text{DMGD}}, \quad (5)$$

式中  $h_{ij}(k)$  为时延为  $k$  个码元时对应的耦合强度;  $\tau_k$  为耦合发生时对应的时延值;  $\tau_{\text{DMGD}}$  为光纤中总的时延值;  $Q$  为滤波器阶数,  $Q = \tau_{\text{DMGD}}/T$ ,  $T$  为码元间隔。

为覆盖 MDM 系统中可能出现的所有耦合事件, 令  $h_{ij} = [h_{ij}(0), h_{ij}(1), \dots, h_{ij}(Q-1)]$ 。由 (4)、(5) 式可以得到第  $i$  个模式的接收信号为

$$u_i(n) = h_{i1} * x_1(n) + \cdots + h_{iM} * x_M(n) = \sum_{j=1}^M \sum_{k=0}^{Q-1} h_{ij}(k) x_j(n - kT). \quad (6)$$

### 3 无约束 FDE

FDE 原理为: 估计出  $\mathbf{H}$  的逆矩阵, 再将接收的时域信号与该矩阵进行卷积, 进而得到恢复信号。FDE 则在频域中进行上述过程, 可以表示为

$$\mathbf{Y}(\omega) = \mathbf{U}(\omega)\mathbf{W}(\omega) = \mathbf{X}(\omega)\mathbf{H}(\omega)\mathbf{W}(\omega) = \mathbf{X}(\omega)\mathbf{H}(\omega)\mathbf{H}^{-1}(\omega) = \mathbf{X}(\omega). \quad (7)$$

图 3 为 FDE 对于每个模式输出的结构示意图。所用的 FDE 通过分块自适应和重叠存储方法实现。设每块数据的长度为  $N$ , 将重叠存储的系数设为 50%, 从而使运算效率达到最高<sup>[23]</sup>。

接收端获得的过采样信号  $u_j(n)$  先经过奇偶分路变为两路并行的数据  $u_j^e(n)$  和  $u_j^o(n)$ , 进而用奇偶均衡器对数据进行处理。使奇偶均衡器的均衡输出之和与半码元间隔的降采样输出相等, 可省去降采样过程<sup>[24]</sup>。如图 3 所示, 长度为  $2N$  的第  $k$  块数据块的频域输出信号  $\mathbf{Y}_i(k)$  可以表示为

$$\mathbf{Y}_i(k) = \sum_{j=1}^M \sum_{p=e,o} \mathbf{U}_j^p(k) \otimes \mathbf{W}_{ij}^p(k), \quad (8)$$

式中  $\mathbf{U}_j^{e,o}(k)$  和  $\mathbf{W}_{ij}^{e,o}(k)$  分别为频域输入信号和频域滤波器抽头权值向量,  $\otimes$  为对应元素相乘符号。利用重叠存储法实现 FDE, 则第  $k$  块数据块的时域输出信号为

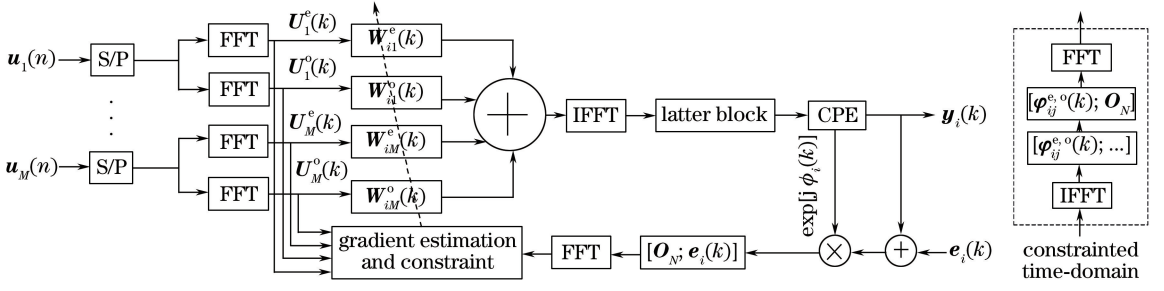


图 3 用于模式解复用的 FDE 原理框图

Fig. 3 Diagram of FDE principle for mode demultiplexing

$$\mathbf{y}_i(k) = \mathcal{F}^{-1}[\mathbf{Y}_i(k)], \quad (9)$$

式中  $\mathcal{F}^{-1}[\cdot]$  代表 IFFT 运算;  $\mathbf{y}_i(k)$  为一个由  $2N$  个元素组成的向量, (9) 式中取该向量的后  $N$  个元素。频域误差向量可以表示为

$$\mathbf{E}_i(k) = \mathcal{F}[\mathbf{O}_N; \mathbf{e}_i(k)], \quad (10)$$

式中  $\mathbf{O}_N$  为长度为  $N$ 、所有值均为 0 的向量,  $\mathbf{e}_i(k)$  为长度为  $N$  时的第  $k$  块时域误差信号,  $\mathcal{F}[\cdot]$  代表 FFT 运算。为了提高梯度估计的准确性, 需将相位噪声的估计引入 LMS 算法的时域误差项中, 从而避免相位噪声对均衡结果的影响<sup>[23]</sup>。对于 LMS 算法, 时域误差向量为

$$\mathbf{e}_i(k) = [\mathbf{d}_i(k) - \mathbf{y}_i(k)] \otimes \exp[j\phi_i(k)], \quad (11)$$

式中  $\mathbf{d}_i(k)$  为期望信号,  $\phi_i(k)$  为第  $k$  块、第  $i$  个模式载波相位的估计项。对于 CMA, 时域误差向量为

$$\mathbf{e}_i(k) = \{\mathbf{I}_N - \mathbf{y}_i(k) \otimes \text{conj}[\mathbf{y}_i(k)]\} \otimes \mathbf{y}_i(k), \quad (12)$$

式中  $\mathbf{I}_N$  为长度为  $N$ 、所有值均为 1 的向量,  $\text{conj}[\cdot]$  代表取共轭运算。图 3 中的时域约束过程可以表示为

$$\boldsymbol{\varphi}_{ij}^{e,o}(k) = \mathcal{F}^{-1}\{\text{conj}[\mathbf{U}_j^{e,o}(k)] \otimes \mathbf{E}_i(k)\}, \quad (13)$$

$$\boldsymbol{\Phi}_{ij}^{e,o}(k) = \mathcal{F}[\boldsymbol{\varphi}_{ij}^{e,o}(k); \mathbf{O}_N], \quad (14)$$

式中  $\boldsymbol{\varphi}_{ij}^{e,o}(k)$ 、 $\boldsymbol{\Phi}_{ij}^{e,o}(k)$  为一个由  $2N$  个元素组成的向量, 这里取两个向量的前  $N$  个元素。

$\mathbf{W}_{ij}^{e,o}(k)$  的更新公式为

$$\mathbf{W}_{ij}^{e,o}(k+1) = \mathbf{W}_{ij}^{e,o}(k) + \mu \boldsymbol{\Phi}_{ij}^{e,o}(k), \quad (15)$$

式中  $\mu$  为步长值。根据文献[25], 无约束 FDE 可以省去时域约束过程, 即省略了(13)、(14)式中的 IFFT/FFT 过程, 相应的更新公式可以直接表示为

$$\mathbf{W}_{ij}^{e,o}(k+1) = \mathbf{W}_{ij}^{e,o}(k) + 2\mu \cdot \text{conj}[\mathbf{U}_j^{e,o}(k)]^H \otimes \mathbf{E}_i(k), \quad (16)$$

式中  $H$  代表共轭转置。当  $\mathbf{W}_{ij}^{e,o}(k)$  收敛时, 利用(8)、(9)式进行数据输出, 即可得到恢复信号, 从而完成模式解复用。

均衡算法总的计算复杂度可用每个输出模式的一个码元所需的复数乘法次数来衡量。为完全补偿 DMGD 所带来的损伤, 滤波器的抽头长度至少应该等于或大于信道的冲击响应长度<sup>[23]</sup>。由于选用的数据块长度为  $N$ , 则抽头长度为  $2N$ 。在有约束 FD-LMS 算法中, 对于每个模式输出, 为得到  $N$  个符号输出, (8) 式需要进行  $4MN$  次复乘, 因此更新抽头需要进行  $4MN$  次复乘。整个过程需要完成的基 2FFT 变换为  $4 + 4M$  次, 而每次基 2FFT 变换需要进行  $N \log_2(2N)$  次复乘<sup>[26]</sup>。有约束 FD-LMS 算法计算复杂度的表达式为

$$C_1 = (4M + 4)\log_2(2N) + 8M. \quad (17)$$

无约束 FDE 省去了(13)、(14)式中的 IFFT/FFT 过程, 即对于每个模式输出省去了  $4M$  次基 2FFT 变换。无约束 FD-LMS 算法的计算复杂度为

$$C_2 = 4\log_2(2N) + 8M. \quad (18)$$

相比于有约束 FD-LMS 算法, 有约束 FD-CMA 的时域误差计算过程需要进行  $2N$  次复乘。有约束 FD-CMA 的计算复杂度为

$$C_3 = (4M + 4)\log_2(2N) + 8M + 2. \quad (19)$$



无约束 FD-CMA 的计算复杂度为

$$C_4 = 4\log_2(2N) + 8M + 2. \quad (20)$$

## 4 仿真结果

为了验证无约束 FDE 的解复用性能,搭建了一个  $6 \times 6$  的 MDM 仿真系统,其仿真参数如表 1 所示。文中所用滤波器的抽头长度为 128。FMF 中的  $LP_{01}$  模与  $LP_{11}$  模之间的功率耦合系数为  $-30 \text{ dB/km}^{[21]}$ , 模分 MUX 和模分 DEMUX 引入的耦合强度为  $-21 \text{ dB}^{[21]}$ 。仿真中选取的  $\mu$  值分别为相应算法的最优值。

表 1 仿真参数设置

Table 1 Parameter setting for simulation

| Parameter   | Value |
|---|-------|
| Fiber length /km  | 80    |
| Fiber loss /( $\text{dB} \cdot \text{km}^{-1}$ )  | 0.2   |
| Fiber dispersion ( $LP_{01}$ ) /( $\text{ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ ) | 20    |
| Fiber dispersion ( $LP_{11}$ ) /( $\text{ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ ) | 21    |
| DMGD /( $\text{ps} \cdot \text{km}^{-1}$ )  | 27    |

图 4 为 OSNR 为 24 dB 的情况下所接收的  $LP_{01r}$  路信号的星座图,可以看出接收信号幅度和相位均出现较大失真,需要进行解复用。

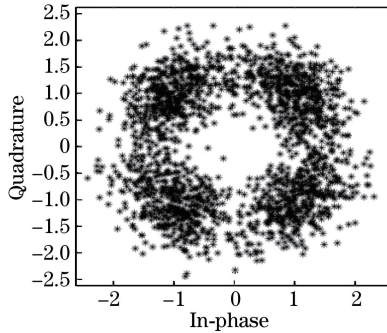


图 4  $LP_{01r}$  路均衡前星座图

Fig. 4 Constellation diagram of  $LP_{01r}$  before equalization

图 5(a)、(b)分别为利用有约束 FD-LMS 算法与无约束 FD-LMS 算法进行解复用得到的信号星座图;图 5(c)、(d)分别为利用有约束 FD-CMA 与无约束 FD-CMA 进行解复用得到的信号星座图。分别对比图 5(a)、(b)和图 5(c)、(d)可以看出,经无约束 FDE 的信号点收敛于理想星座点  $(-1, -1)$ ,  $(1, -1)$ ,  $(-1, 1)$  和  $(1, 1)$  附近,聚集现象较为明显。由此可见,无约束 FDE 的解复用效果良好。

为了进一步验证无约束 FDE 的解复用能力,在不同 OSNR 下,将无约束 FDE 与有约束 FDE 的 BER 进行了对比。图 6 为经 4 种算法均衡后系统 BER 随 OSNR 的变化情况。如图 6 所示,为达到  $10^{-3}$  量级的 BER,无约束 FD-LMS 算法比有约束 FD-LMS 算法所需的最低 OSNR 值约高 0.3 dB;无约束 FD-CMA 算法比有约束 FD-CMA 算法所需的最低 OSNR 值约高 0.1 dB。另外,随着 OSNR 的增加,为获得相同 BER,两种无约束算法相对于对应的有约束算法的 OSNR 补偿量没有明显变化。图中  $B_{\text{ER}}$  代表系统 BER。

此外,探究了 DMGD 长度对无约束 FDE 解复用效果的影响。图 7 给出了 OSNR 为 24 dB 时,经 4 种算法均衡后 BER 随 DMGD 长度的变化情况。所用 BER 均为 6 个信道的 BER 的平均值。为了更真实地模拟 FMF 传输情况,通过改变传输链路长度的方式增加 DMGD 长度。从图 7 中可以看出,对于 FD-LMS 算法和 FD-CMA,随着 DMGD 长度的增加,无约束 FDE 的 BER 均逐渐增大,且与有约束 FDE 的 BER 的差值逐渐增大。当 DMGD 达到 2048 个码元时,无约束 FDE 与有约束 FDE 的系统 BER 之差仍处于可以接受的范围之内。

为充分体现无约束 FDE 在计算复杂度方面的优势,探究了对于不同算法和不同模式个数情况下计算复杂度随 DMGD 长度的变化曲线。图 8 为模式个数为 6 的情况下,有约束 FD-LMS 算法、无约束 FD-LMS 算法、有约束 FD-CMA 和无约束 FD-CMA 的计算复杂度对比图。从图中可以看出,两种无约束频域算法的计

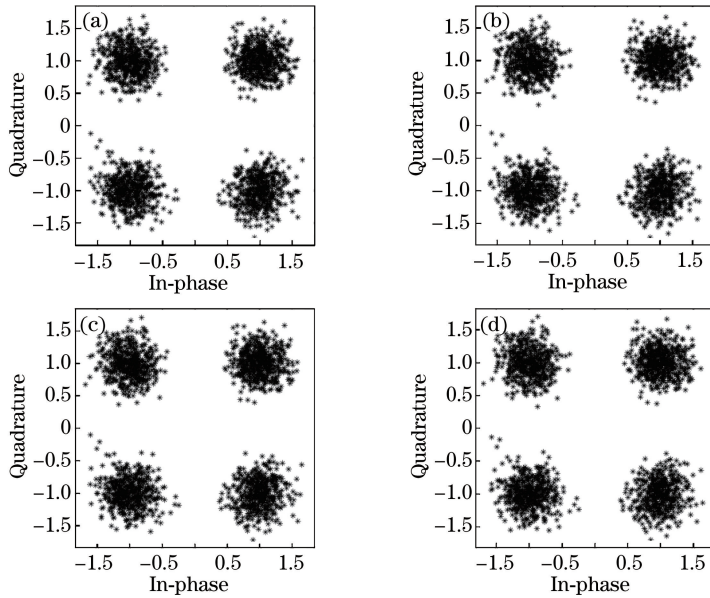


图 5  $LP_{01x}$  均衡后星座图。(a)有约束 FD-LMS 算法;(b)无约束 FD-LMS 算法;  
(c)有约束 FD-CMA;(d)无约束 FD-CMA

Fig. 5 Constellation diagrams of  $LP_{01x}$  after equalization. (a) Constrained FD-LMS algorithm;  
(b) unconstrained FD-LMS algorithm; (c) constrained FD-CMA; (d) unconstrained FD-CMA

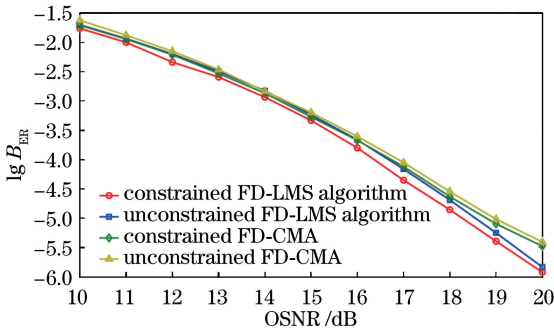


图 6 均衡后 BER 随 OSNR 的变化

Fig. 6 Variation in BER with OSNR after equalization

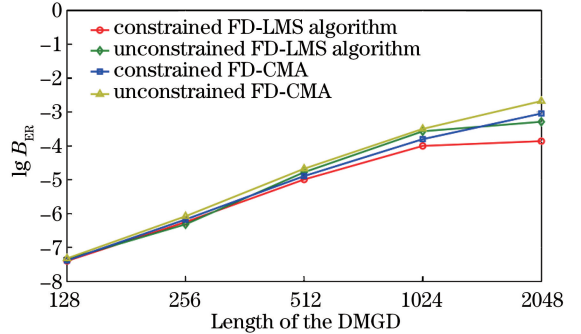


图 7 均衡后的 BER 随 DMGD 长度的变化

Fig. 7 BER after equalization versus length of DMGD

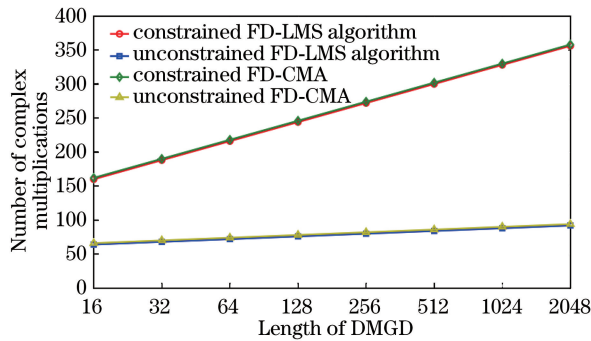


图 8 有约束 FD-LMS 算法、无约束 FD-LMS 算法、有约束 FD-CMA 与无约束 FD-CMA 的计算复杂度  
随 DMGD 长度的变化( $M=6$ )

Fig. 8 Computation complexity comparison among constrained FD-LMS algorithm, unconstrained FD-LMS algorithm,  
constrained FD-CMA and unconstrained FD-CMA versus length of DMGD ( $M=6$ )

算复杂度均明显低于相应的有约束频域算法。另外,随着 DMGD 长度的增加,无约束频域算法的计算复杂度变化并不明显,而有约束频域算法的计算复杂度则随着 DMGD 长度的增加而显著增大。

图 9 给出了在 DMGD 长度为 128 的情况下,有约束 FD-LMS 算法和无约束 FD-LMS 算法的计算复杂度随模式数目的变化情况。从图 9 中可以看出,随模式数目的增加,无约束 FD-LMS 算法在计算复杂度方面的优势更加明显。

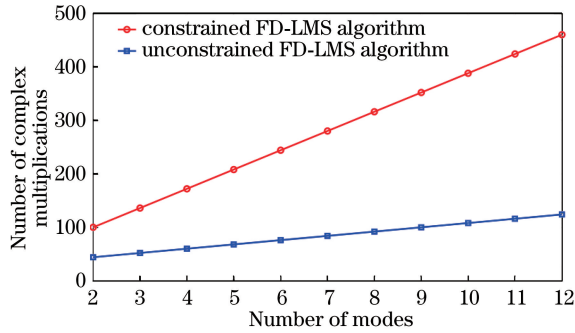


图 9 有约束 FD-LMS 算法与无约束 FD-LMS 算法的计算复杂度随模式数目的变化

Fig. 9 Variation in computation complexity between constrained FD-LMS algorithm and unconstrained FD-LMS algorithm with number of modes

## 5 结 论

为了实现基于 FMF 的 MDM 系统的解复用,有效补偿系统传输过程中的模式耦合和 DMGD 等损伤,采用基于 MIMO 算法的无约束 FDE 对  $6 \times 6$  的 MDM 系统进行解复用。分别从自适应滤波算法和盲均衡算法两方面对无约束均衡的有效性进行验证,并分别与相应的有约束算法进行比较。通过仿真发现,无约束 FDE 解复用效果与有约束 FDE 解复用效果相近,但无约束 FDE 频域算法的计算复杂度远小于有约束频域算法,极大地提升了解复用效率。

## 参 考 文 献

- [1] Glesk I, Sokoloff J P, Prucnal P R. Demonstration of all-optical demultiplexing of TDM data at 250 Gbit/s [J]. Electronics Letters, 1994, 30(4): 339-341.
- [2] Wang Jian, Zhu Yong, Zhou Hua, *et al.* Simulation research on strategy for wavelength division multiplexing-based compensating photon polarization in optical fibers[J]. Acta Optica Sinica, 2015, 35(5): 0506003.  
王 剑, 朱 勇, 周 华, 等. 光纤量子信道的波分复用偏振补偿策略仿真研究 [J]. 光学学报, 2015, 35(5): 0506003.
- [3] Zhang Xuebin, Tang Yi, Cui Lu, *et al.* Grating optical antenna for spectral wavelength division multiplex visible light communication[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(2): 0206003.  
张学彬, 唐 义, 崔 璐, 等. 光栅型光谱波分复用可见光通信光学天线 [J]. 光学学报, 2016, 36(2): 0206003.
- [4] Zhang Xia, Tian Feng, Zhang Xiaoguang, *et al.* Study of coherent optical wavelength division multiplexing terabit transmission experiment system based on multi-carrier[J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(6): 0605005.  
张 霞, 田 凤, 张晓光, 等. 基于多载波的相干波分复用太比特传输实验研究 [J]. 中国激光, 2014, 41(6): 0605005.
- [5] Salsi M, Mardoyan H, Tran P, *et al.* 155  $\times$  100 Gbit/s coherent PDM-QPSK transmission over 7200 km [C]. European Conference on Optical Communication, 2009: 1-2.
- [6] Agrell E, Karlsson M. Power-efficient modulation formats in coherent transmission systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(22): 5115-5126.
- [7] Essiambre R J, Mecozzi A. Capacity limits in single mode fiber and scaling for spatial multiplexing[C]. Optical Fiber Communication Conference and Exposition, 2012: 12760867.
- [8] Chang Yuxin, Hu Guijun, Bai Song, *et al.* Research of asymmetric planar waveguide type mode division multiplexer/demultiplexer[J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(12): 1205004.  
常玉鑫, 胡贵军, 柏 松, 等. 非对称平面光波导型模式复用/解复用器研究 [J]. 中国激光, 2014, 41(12): 1205004.
- [9] 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.
- [10] Xie Yiwei, Fu Songnian, Zhang Hailiang, *et al.* Design and optimization of mode differential group delay for few-mode fiber[J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, 33(9): 0906010.  
谢意维, 付松年, 张海亮, 等. 少模光纤模式差分群时延的设计与优化[J]. *光学学报*, 2013, 33(9): 0906010.
- [11] Fang Yan, Hu Guijun, Gong Caili, *et al.* Mode demultiplexing based on cascaded independent component analysis for mode division multiplexing system with high mode group delay[J]. *Chinese J Lasers*, 2016, 43(8): 0806001.  
方 妍, 胡贵军, 宫彩丽, 等. 高模式群时延模分复用系统的级联独立成分分析解复用技术研究[J]. *中国激光*, 2016, 43(8): 0806001.
- [12] Yao Shuchang, Fu Songnian, Zhang Minming, *et al.* Demodulation and multi-input multi-output equalization for mode division multiplexing system using a novel few-mode fiber[J]. *Acta Physica Sinica*, 2013, 62(14): 144215.  
姚殊畅, 付松年, 张敏明, 等. 基于少模光纤的模分复用系统多输入多输出均衡与解调[J]. *物理学报*, 2013, 62(14): 144215.
- [13] Xiang X, Li Y, Tu C, *et al.* Performance comparison of DA-TDE and CMA for MIMO equalization in multimode multiplexing systems[C]. 14<sup>th</sup> International Conference on Optical Communications and Networks, 2015: 15382376.
- [14] Zhao H Y, Zhang L J, Liu B, *et al.* MIMO signal processing for mode division multiplexing with RLSCMA algorithm [C]. 13<sup>th</sup> International Conference on Optical Communications and Networks, 2014: 14822935.
- [15] Guan X N, Liu B, Zhang L J, *et al.* A training-aided MIMO equalization based on matrix transformation in the space division multiplexed fiber-optic transmission system[C]. SPIE, 2016, 10158: 101580O.
- [16] Tu C R, Li Y, Du W T, *et al.* Adaptive blind equalization algorithm using a decision feedback recurrent neural network in mode-division multiplex systems[C]. OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology, 2014: 14579724.
- [17] Zhang X, Li Y, Du W T, *et al.* Compensation of mode coupling of mode-division multiplexing transmission system with MIMO CMA[C]. Asia Communications and Photonics Conference, 2013: AW3E.1.
- [18] Shynk J J. Frequency-domain and multirate adaptive filtering[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1992, 9(1): 14-37.
- [19] Lee J C, Un C K. Performance analysis of frequency-domain block LMS adaptive digital filters[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems*, 1989, 36(2): 173-189.
- [20] Viterbi A. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1983, 29(4): 543-551.
- [21] Yan L, Hu G J. A fast and efficient frequency-domain-independent component analysis for MDM transmission[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016, 28(16): 1778-1781.
- [22] Zhao L, Hu G J, Yan L, *et al.* Mode demultiplexing based on frequency-domain-independent component analysis[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015, 27(2): 185-188.
- [23] Bai N, Li G F. Adaptive frequency-domain equalization for mode-division multiplexed transmission[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(21): 1918-1921.
- [24] Faruk M S, Kikuchi K. Adaptive frequency-domain equalization in digital coherent optical receivers[J]. *Optics Express*, 2011, 19(13): 12789-12798.
- [25] Mansour D, Gray A. Unconstrained frequency-domain adaptive filter[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech & Signal Processing*, 1982, 30(5): 726-734.
- [26] Spinnler B. Equalizer design and complexity for digital coherent receivers[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2010, 16(5): 1180-1192.