

相干光正交频分复用系统偏振效应研究

郝耀鸿¹ 王 荣² 李玉权³ 黄卫卫¹

¹ 中国人民解放军特种作战学院教育技术中心, 广东 广州 510502
² 总参第 63 研究所, 江苏 南京 210007
³ 解放军理工大学通信工程学院, 江苏 南京 210007

摘要 相干光正交频分复用系统(CO-OFDM)是未来高速光传输的重要解决方案,而偏振模色散(PMD)与偏振相关损耗(PDL)相互作用严重影响传输性能。分析了 CO-OFDM 系统中的偏振效应和数学模型,并通过仿真加以验证。结果表明,一阶 PMD 效应对正交频分复用(OFDM)信号子载波幅度附加余弦因子;二阶 PMD 效应中,去偏振项(DR)占主要因素,且一定程度上可缓解色度色散带来的相位噪声;另外,由于 PMD 带来 OFDM 子载波偏振度随频率变化加强,也对 PDL 带来的系统损伤有一定抑制作用,在不考虑色度色散,相对损耗因子 $\alpha=0.5$,单模光纤传输距离为 720 km 条件下,系统 Q 值约有 2 dB 提高。

关键词 光通信;正交频分复用;偏振模色散;偏振相关损耗

中图分类号 TN929.11 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201333.0706021

Investigation of Polarization Effect in Coherent Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing System

Hao Yaohong¹ Wang Rong² Li Yuquan³ Huang Weiwei¹

¹ Education Technology Center, People's Liberation Army Special Operation University, Guangzhou, Guangdong 510502, China

² 63rd Research Institute of People's Liberation Army General Staff, Nanjing, Jiangsu 210007, China

³ Institute of Communications Engineering, People's Liberation Army University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China

Abstract Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing (CO-OFDM) system is considered as a promising technology for high speed optical transmission. Polarization dependent loss (PDL) and polarization mode dispersion (PMD) influence system performance seriously in high speed transmission. The mathematical model and mechanism of transmission affected by first-order and second-order PMD and PDL are presented. Analysis and simulation results show that first-order PMD adds cosine factors for different OFDM subcarriers and in second-order PMD, CO-OFDM system performance is mainly influenced by depolarization rate which can moderate phase noise induced by chromatic dispersion. In addition, PMD can not only make subcarrier polarization strengthen with the increase of frequency, but also moderate noise induced by PDL. At the fiber link of 720 km, loss factor of 0.5 and without chromatic dispersion consideration, system Q value is improved about 2 dB over the case of no second-order PMD.

Key words optical communications; orthogonal frequency division multiplexing; polarization mode dispersion; polarization dependent loss

OCIS codes 070.1170; 070.2465; 070.4340

1 引 言

相干光正交频分复用系统(CO-OFDM)采用正

交频分复用(OFDM)技术^[1-2]及相干光传输,具有很好的抗色度色散能力,采用多载波技术,可以实现

收稿日期: 2012-12-28; 收到修改稿日期: 2013-01-24

基金项目: 国家自然科学基金(60871075)、江苏省自然科学基金(Bk2012508)

作者简介: 郝耀鸿(1983—),男,博士,讲师,主要从事光通信方面的研究。E-mail: hyh82910@126.com

多业务融合,方便系统维护升级,与波分复用(WDM)系统也有很好的兼容性^[3-4]。正是由于这些显著优势,CO-OFDM 系统不仅是未来实现全业务承载、多网络融合的基础,更是未来解决高速光传输的重要解决方案^[5]。

然而,由于高速 CO-OFDM 传输系统受偏振模色散(PMD)影响严重,会导致脉冲展宽,引起严重的符号间干扰;OFDM 子载波的频率差异性也会带来输出偏振态随频率变化,对系统造成损伤;另外,由于光传输网络中采用了许多无源光学器件,如隔离器、滤波器、耦合器等器件,偏振相关损耗(PDL)必须予以考虑。因此对 CO-OFDM 系统偏振效应的数学模型及作用机理分析十分重要。Shieh 等^[6]发现一阶 PMD 可破坏载波相干性,缓解了系统非线性效应,一定程度上也降低了系统 PDL。Mayrock 等^[7]提出通过编码方式降低 CO-OFDM 系统一阶 PMD 效应。Schmidt 等^[8]对直接检测光 OFDM 系统中的 PMD 效应进行研究;另外,对基于一阶 PMD 的 CO-OFDM 系统传输性能及信道均衡算法^[9-10]也有讨论。但主要集中在对 CO-OFDM 系统中一阶 PMD 定性分析和仿真上,对 PDL 及 PMD 的综合分析较少。

本文分析了 CO-OFDM 系统中的偏振效应和数学模型,并仿真验证了可行性。

2 系统模型分析

CO-OFDM 系统框图如图 1 所示。发送端,对输入数据进行正交振幅调制(QAM),加入训练序列,串并变换后通过快速逆傅里叶变换(IFFT)进行载波调制;两支路经数模转换(DAC),通过低通滤波器(LPF),滤去信号中高频成分;输出 I/Q 支路信号分别通过马赫-曾德尔调制器(MZM)直接调制到光频;通过偏振光分束器将光 OFDM 信号分为两束相互正交的偏振光,分别经相位延时器产生差分群时延(DGD),之后再通过偏振光合束器将两路光信号合到一路在单模光纤(SMF)中传输,采用脉冲光模拟二阶 PMD 效应^[11]。接收端,经过平衡光电检测器将光信号转化为电信号,分别提取出信号实部和虚部,之后通过低通滤波和模数转换(ADC),将 OFDM 模拟信号转化为数字信号,通过快速傅里叶变换(FFT)实现信号解调,并从中提取出训练序列和导频信息,通过频域的单抽头进行均衡,恢复发送信号。

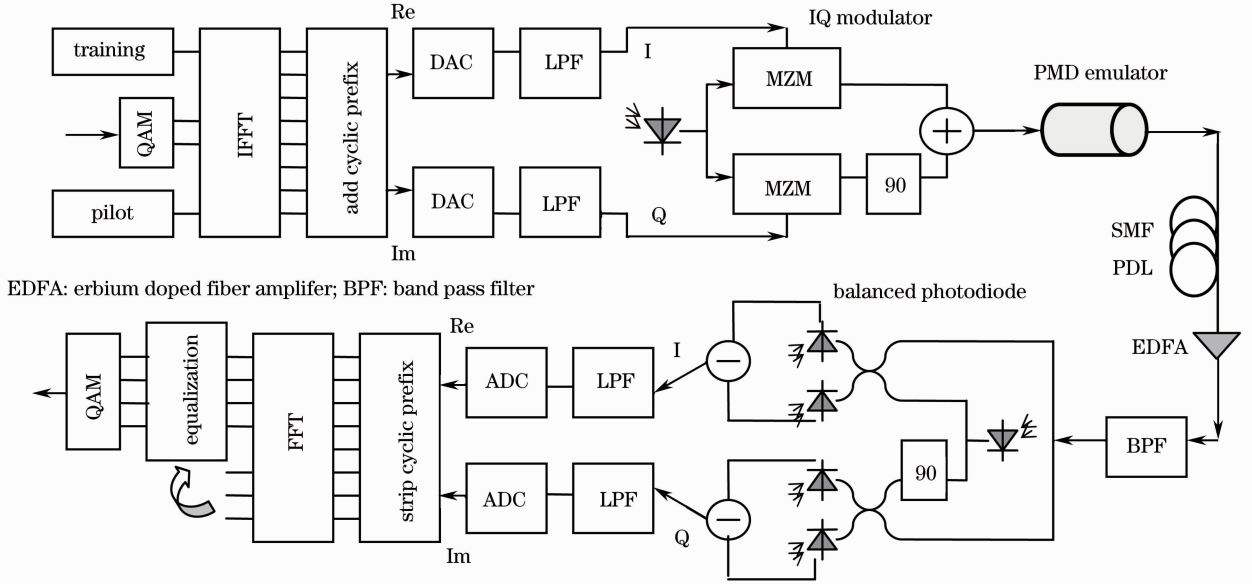


图 1 基于 PMD 与 PDL 效应的 CO-OFDM 系统模型

Fig. 1 Block diagram of CO-OFDM system based on PMD and PDL effect

3 数学模型分析

PMD 矢量可以在中心频率处泰勒展开, $\mathbf{\Omega} = \Delta\tau_0 \mathbf{s}_0 + (\Delta\tau' \mathbf{s}_0 + 2\mathbf{y}\Delta\tau_0) \omega$, $\Delta\tau_0$ 为沿两个偏振主态(PSP)方向传播的光波产生的时延差,即一阶 PMD。二阶 PMD 可分为两个分量:偏振相关色度

色散 $\Delta\tau' = d\Delta\tau/d\omega$, 去偏振(DR)效应 $2\mathbf{y} = |\mathbf{d}\mathbf{s}_0/d\omega|$, \mathbf{s}_0 表示两个相互正交的本征矢量之一,即 PSP。发送端光 OFDM 信号可以表示为

$$\mathbf{E}_{in}(t) = \exp(i\omega_0 t + \varphi_1) \sum_{k=0}^{N-1} Z_k \exp(i\omega_k t) \cdot \mathbf{e}_{in}, \quad (1)$$

式中 Z_k 是第 k 个子载波上携带的信息, N 为子载波总数。 ω_0 和 φ_1 分别表示光载波初始相位和角频率。 e_{in} 为输入偏振光琼斯向量。通过 SMF 传输, 信号可表示为

$$\mathbf{E}_{out}(\omega) = \exp(-\alpha L) \exp[-i\beta(\omega)L] \mathbf{H}(\omega) \mathbf{E}_{in}(\omega), \quad (2)$$

式中 α 为光纤损耗, β 为群速度色散 (GVD), L 为光 OFDM 信号在 SMF 中传输的距离。 $\mathbf{E}_{in}(\omega)$ 为输入信号 $\mathbf{E}_{in}(t)$ 的频域表达式, $\mathbf{H}(\omega)$ 为由偏振效应带来的信道冲击响应。如果不考虑 PDL, $\mathbf{H}(\omega) =$

$\mathbf{R}^{-1}(\omega) \mathbf{D}(\omega) \mathbf{R}(\omega)$ 。其中 $\mathbf{R}(\omega)$ 、 $\mathbf{D}(\omega)$ 分别表示旋转和色散矩阵:

$$\mathbf{R}(\omega) = \begin{bmatrix} a(\omega) & b(\omega) \\ -b^*(\omega) & a^*(\omega) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}(\omega) = \begin{bmatrix} \exp(-i\omega\Delta\tau/2) & 0 \\ 0 & \exp(i\omega\Delta\tau/2) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

式中 $a(\omega) = \cos\theta\cos\varepsilon + i\sin\theta\sin\varepsilon$, $b(\omega) = \sin\theta\cos\varepsilon + i\cos\theta\sin\varepsilon$, $\theta(\omega)$, $\varepsilon(\omega)$ 分别表示频率为 ω 的输入偏振态 (SOP) 的方位角和椭圆率。将 (1)、(3) 式代入 (2) 式, 得到接收端光 OFDM 信号表达式为^[11]

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{out}(t) = & \frac{1}{2\sqrt{2}} [\exp(i\theta)\cos(\varepsilon + \pi/4)\mathbf{u}^* + \exp(-i\theta)\cos(\varepsilon - \pi/4)\mathbf{u}] \left[E_{out}^+(t + \frac{\Delta\tau_0}{2}) + E_{out}^-(t - \frac{\Delta\tau_0}{2}) \right] + \\ & \frac{1}{2\sqrt{2}} \exp(i\theta)\cos(\varepsilon + \pi/4)\mathbf{u} \left[E_{out}^+(t + \frac{\Delta\tau_0}{2} - 2y) - E_{out}^-(t - \frac{\Delta\tau_0}{2} - 2y) \right] + \\ & \frac{1}{2\sqrt{2}} \exp(-i\theta)\cos(\varepsilon - \pi/4)\mathbf{u}^* \left[E_{out}^+(t + \frac{\Delta\tau_0}{2} + 2y) - E_{out}^-(t - \frac{\Delta\tau_0}{2} + 2y) \right], \end{aligned} \quad (4)$$

式中 $\mathbf{u} = [1, i]^T$, 对于 CO-OFDM 系统, $E_{out}^{\pm}(t)$ 可以表示为

$$E_{out}^{\pm}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E_{in}(\omega) \exp[-\alpha L - i\psi_k \mp i\Delta\tau'(\omega - \omega_0)/2] \exp(i\omega t) d\omega, \quad (5)$$

式中相位旋转因子 $\psi_k = \pi Dc f_k^2 / f_0$, D 为通过 SMF 传输 L 后的系统总色散 (CD), f_k 为光 OFDM 信号第 k 个子载波频率, f_0 为光载波频率, c 为光传播速度。将 $E_{in}(\omega) = 2\pi \exp(j\varphi_1) \sum_{k=0}^{N-1} X_k \delta(\omega - \omega_0 - \omega_k)$ 代入 (5) 式可得

$$E_{out}^{\pm}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-\alpha L) \exp[-i\psi_k \mp i\Delta\tau'(\omega - \omega_0)/2] \sum_{k=0}^{N-1} 2\pi X_k \delta(\omega - \omega_0 - \omega_k) \exp(i\omega t) d\omega, \quad (6)$$

进行积分计算, 得到

$$E_{out}^{\pm}(t) = \exp(-\alpha L) \exp(i\omega_0 t + i\varphi_1) \sum_{k=0}^{N-1} \exp(-i\psi_k) \exp(\mp i\Delta\tau' \omega_k / 2) X_k \exp(i\omega_k t), \quad (7)$$

式中“+/-”代表快慢轴。将 (7) 式代入 (4) 式, 且当 $\theta = k\omega$, $\varepsilon = 0$ 时,

$$\mathbf{E}_{out}(t) = \sqrt{2} \exp(-\alpha L) \exp(i\omega_0 t + i\varphi_1) \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp(i\omega_k t) \exp(-i\psi_k) \begin{bmatrix} \cos\theta\cos\sigma_k + i\sin\sigma_k\cos(\theta - \omega_k 2y) \\ \sin\theta\cos\sigma_k - i\sin\sigma_k\sin(\theta - \omega_k 2y) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

式中 $\sigma_k = \omega_k(\Delta\tau_0 - \Delta\tau')/2$, 之后经过平衡光电检测, 得到电 OFDM 信号

$$r(t) = 2 \exp(i\Delta\varphi) \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp(i\omega_k t) \exp(i\psi_k) \left[\cos\sigma_k \sin\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) + i\sin\sigma_k \cos\left(\theta - \omega_k 2y + \frac{\pi}{4}\right) \right], \quad (9)$$

式中 $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$, φ_1 和 φ_2 分别表示发送端和接收端光载波相位。当 $\theta = \pi/4$ 时, 有

$$r(t) = 2 \exp(i\Delta\varphi) \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp(i\omega_k t) \exp(i\psi_k) (\cos\sigma_k + i\sin\sigma_k \sin\omega_k 2y), \quad (10)$$

通过 FFT 解调得到第 m 个子载波携带信息:

$$X'_m = \underbrace{A_m \exp(i\eta_m)}_{\text{PMD}} \underbrace{\exp(i\psi_m)}_{\text{GVD}} \exp(i\Delta\varphi) X_m, \quad (11)$$

式中相位 $\eta_m = \arctan(\tan\sigma_m \sin\omega_m 2y)$, $A_m^2 =$

$\cos^2\sigma_m + \sin^2\sigma_m \sin^2\omega_m 2y$, ψ_m 为 CD 带来的相位噪声。根据 (11) 式, 可得到以下结论:

1) 当 $2y = 0$, $\Delta\tau' = 0$, 即对于一阶偏振模色散, 主偏振态在整个信号频域内是常量, 此时, $\eta_m = 0$,

$X'_m = \cos \sigma_m \exp(i\psi_m) \exp(i\Delta\varphi) X_m$, 其中 $\sigma_m = \omega_m \Delta\tau_0 / 2$, 与原始信号比较, 一阶 PMD 使接收信号幅度产生余弦变化, 而相位变化来源于 CD 带来的相位噪声。

2) 当 $2y = 0$, 得到 $\eta_k = 0, A_m = \cos \sigma_m$, 此时, $\eta_m = 0, X'_m = \cos \sigma_m \exp(i\psi_m) \exp(i\Delta\varphi) X_m$, 其中 $\sigma_m = \omega_m (\Delta\tau_0 - \Delta\tau') / 2$, 即一阶 PMD 与偏振相关色度色散(PCD)共同作用, 对 OFDM 信号带来幅度噪声, 与一阶 PMD 对系统影响类似。

3) 综合考虑一阶和二阶 PMD 效应, OFDM 信号幅度及相位均受到噪声影响, 且与 CD 带来相位变化相反, 一定程度上可抵消其相位噪声, 且当子载波频率固定时, 相位及幅度噪声均为常数项, 可参照 CO-OFDM 系统接收端信道实现相位幅度均衡。

4 数值仿真与结果分析

4.1 仿真参数

采用蒙特卡罗法对 CO-OFDM 系统偏振效应进行仿真评估。具体参数设定如下: 信息速率为 10 Gb/s 的伪随机序列, 编码部分采用 QAM 调制, 串并变换输出 128 路, 通过超采样后子载波总数为 256, 经 IFFT 实现子载波调制, 之后通过数模转换。光 I/Q 调制器中 MZM 上下支路射频驱动信号分别为

$\pm V_1 V_\pi / 2 (\pm V_Q V_\pi / 2)$, 直流偏压分别为 $V_{dc} = \pm V_\pi / 2$ ^[12], 光源采用分布反馈(DFB)半导体激光器, 线宽为 100 kHz, 光载波频率为 193.1 THz; 采用标准 SMF, CD 系数为 16 ps/(nm·km), 光纤非线性系数为 $2.6 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$, 有效面积为 $80 \mu\text{m}^2$, 损耗为 0.2 dB/km, 每隔 80 km 加入掺铒光纤放大器(EDFA), 放大器增益为 16 dB, 采用高斯性带通滤波器(BPF)及五阶 Bessel 低通滤波器。

4.2 仿真结果

图 2 为考虑 CD 系数为 16 ps/(nm·km), 不同偏振效应条件下 CO-OFDM 系统接收端均衡前后信号星座图。从图中可知, CD 引起星座图各点相位产生旋转, 一阶 PMD 使信号幅度产生余弦变化, 与第 3 节中结论 1 相符, 如图 2(a) 所示; 引入 PCD, 星座图中各点产生一定离散, 但对信号影响不大, 与结果 2 相符, 如图 2(b) 所示; 当把去偏振项引入后, 由于其带来的相位变化与 CD 相反, 因此一定程度上减弱由 CD 引入的相位噪声, 星座图中各点相位旋转减弱, 如图 2(c) 所示; 对于子载波而言, 频率一定, 因此相位及幅度噪声为常数, 通过系统均衡, 各点回到原象限点, 实现信号的准确判决, 如图 2(d) 所示。

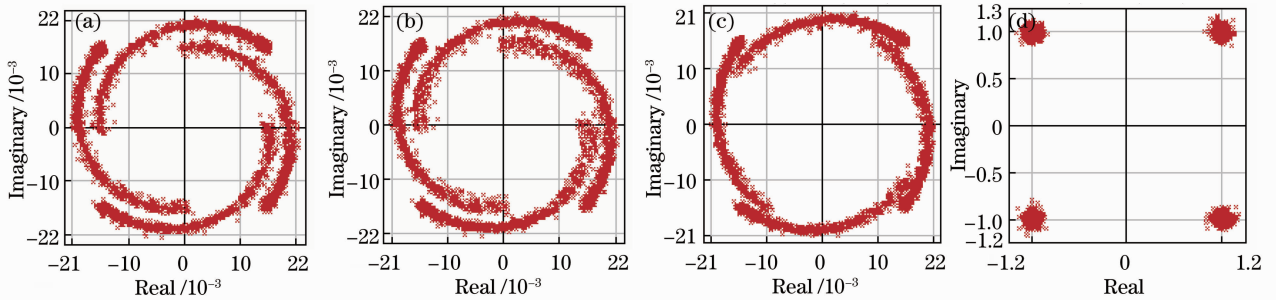


图 2 CO-OFDM 系统均衡(a),(b)(c)前和(d)后信号星座图。(a) $\Delta\tau_0 = 50 \text{ ps}$; (b) $\Delta\tau_0 = 50 \text{ ps}, 2y = 30 \text{ ps}$; (c) $\Delta\tau_0 = 50 \text{ ps}, \Delta\tau' = 0.1625 \text{ s/m}, 2y = 30 \text{ ps}$

Fig. 2 Constellations (a), (b), (c) before and (d) after equalization at different PMD conditions. (a) $\Delta\tau_0 = 50 \text{ ps}$; (b) $\Delta\tau_0 = 50 \text{ ps}, 2y = 30 \text{ ps}$; (c) $\Delta\tau_0 = 50 \text{ ps}, \Delta\tau' = 0.1625 \text{ s/m}, 2y = 30 \text{ ps}$

图 3 为 $\alpha = 0.6$ 时系统中 PDL 与一阶 PMD 相互作用的仿真结果。从图中可以看出, 在一定范围内随着 DGD 的增大, 系统 Q 值也呈上升趋势, 当 DGD 为 180 ps 时, 系统性能达到最佳, 系统性能较 DGD 为 40 ps 时提高约 3 dB, 而后随着 DGD 的继续增大, 系统 Q 值逐渐降低。因此, 一阶 PMD 一定程度上可缓解 PDL 所致 CO-OFDM 系统损伤, 带来系统性能的提高, 均衡后信号星座图也更为清晰。其主要原因可解释为: PMD 效应使得光 OFDM 信

号随着子载波频率的不同, 其 SOP 将产生旋转, 与损耗方向产生夹角, 即不同子载波经历的 PDL 效应不同, 因此 PMD 一定程度上均衡了 PDL 带来的系统损伤, 与文献[6]推论相符; 但随着 DGD 的持续增加, OFDM 信号输出偏振态差异性的逐步扩大, 带来系统性能损伤逐渐增强, 导致 CO-OFDM 系统 Q 值也逐渐降低。

图 4 为不同 PMD 条件下系统各子载波携带信息相位变化曲线。从图中可以看出, 分别考虑 CD

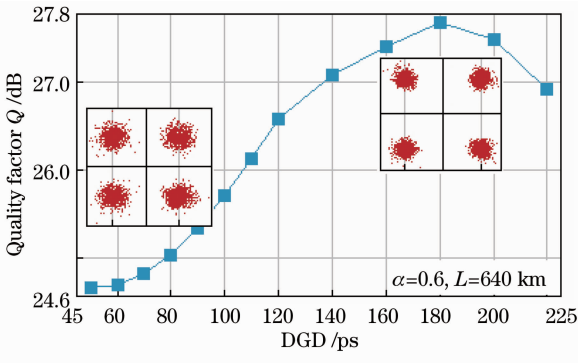


图3 CO-OFDM系统Q值与DGD关系曲线

Fig. 3 System Q value versus DGD in CO-OFDM system and二阶 PMD 效应时,得到的子载波相位变化曲线相反,因此一定程度上偏振效应抑制 CD 效应,提高系统传输性能,与(11)式分析一致,与结论相符合。

图5为不同PMD条件下CO-OFDM系统各子载波对应输出偏振态(SOP)。根据米勒矩阵法, S_1, S_2, S_3 为斯托克斯参量,采用庞加莱球上偏振态对应点的轨迹来直观表示光OFDM信号偏振态变化。偏振光可分解为几个确定的偏振态,包括线性水平

(LHP),线性+45°(L+45)和右循环(RCP)偏振光状态考虑一阶PMD时,由于相互正交的两支路携带信息相同,且调制光载波为线偏振光,因此通过SMF输,输出偏振态也为线偏振,如图5(a)所示。引入二阶PMD后,带来子载波偏振态随频率变化加强,输出SOP也从线偏振变化为圆偏振和椭圆偏振,如图5(b)、(c)所示。

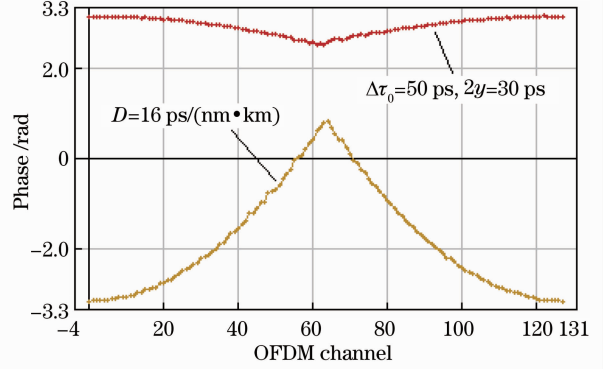


图4 CO-OFDM系统各子载波对应相位变化曲线
Fig. 4 Phase shift versus OFDM subcarrier index at different PMD conditions

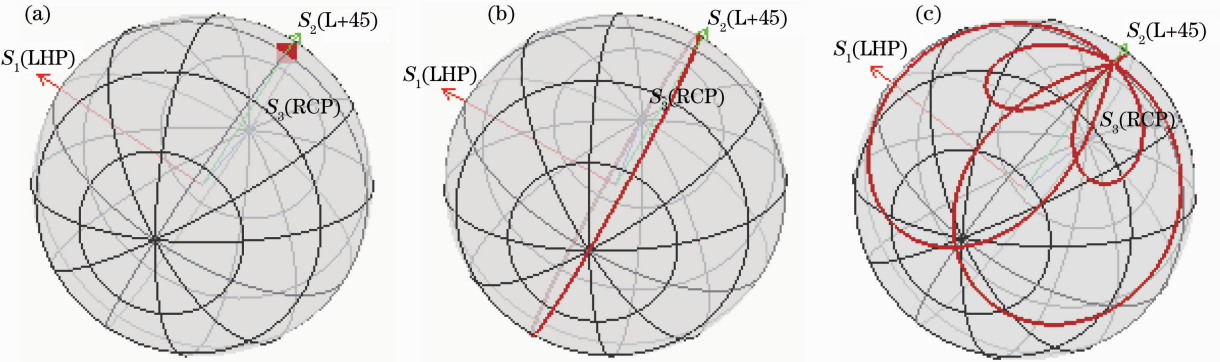


图5 CO-OFDM系统各子载波对应输出偏振态。(a) $\Delta\tau_0=50\text{ ps}$; (b) $\Delta\tau_0=50\text{ ps}, 2y=30\text{ ps}$;
(c) $\Delta\tau_0=50\text{ ps}, \Delta\tau'=0.1625\text{ s/m}, 2y=30\text{ ps}$

Fig. 5 Diagram of polarization evolution trajectory for subcarriers within one OFDM symbol. (a) $\Delta\tau_0=50\text{ ps}$;
(b) $\Delta\tau_0=50\text{ ps}, 2y=30\text{ ps}$; (c) $\Delta\tau_0=50\text{ ps}, \Delta\tau'=0.1625\text{ s/m}, 2y=30\text{ ps}$

图6为考虑偏振相关损耗($\alpha=0.5$)、一阶PMD和二阶PMD($\Delta\tau_0=100\text{ ps}, \Delta\tau'=0.1625\text{ s/m}, 2y=30\text{ ps}$)条件下CO-OFDM系统Q值曲线。从图中可以看出,CO-OFDM系统中二阶PMD可有效抑制PDL作用,较一阶PMD影响下的系统性能有所提高,但根据不同CD条件,系统Q值提高幅度也有所不同,主要原因是由于二阶PMD的引入,进一步加大OFDM各子载波偏振态随频率的变化幅度,使得PDL对OFDM信号的影响减弱,系统性能提高;当不考虑CD效应时,通过SMF传输720 km,较只考虑一阶PMD条件下系统Q值提高约2 dB;

当引入CD时,当传输720 km条件下,二阶PMD带来系统Q值得提高约0.5 dB。主要原因由(11)式可知,二阶PMD引入的相位噪声一定程度上可以抑制CD带来的相位变化,因此OFDM各子载波偏振态随频率变化幅度减小,对PDL的抑制作用也减弱,CO-OFDM系统性能降低。另外,随着传输距离的增大,CD效应的增强,二阶PMD对PDL的缓解逐步减弱。

表1为色度色散为16 ps/(nm·km)条件下,CO-OFDM系统偏振态及偏振度(DOP)参数表。 S_0, S_1, S_3 为斯托克斯参量,偏振度表示全偏振分量

的强度与该光波总强度的比, 即 $D_{OP} = \sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2} / S_0$ 通过归一化处理, $S_k = S_k / S_0 (k=1,2,3)$, 从量化分析角度来分析光 OFMD 信号的偏振态变化情况。仅考虑一阶 PMD 时, 由于 DGD, DOP 从 1 降低到 0.6384; 加入 PCD 效应, 带来系统 DOP 的微小变化; 综合考虑一阶及二级 PDM 效应, 系统 DOP 也从 0.6382 提高到 0.7511。可见, DR 对系统性能影响较大, 偏振度的提高主要是由于 DR 与 CD 产生相位变化相反, 因此 CD 一定程度上降低了 OFDM 子载波偏振态随频率变化幅度, 系统偏振度有所提高。

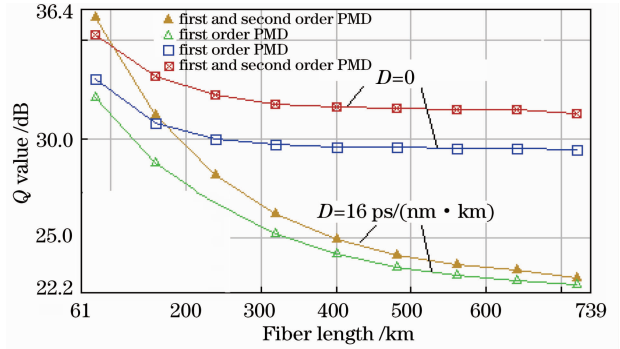


图 6 不同 PMD 条件下 CO-OFDM 系统 Q 值随距离变化曲线

Fig. 6 System Q value versus fiber length at different PMD conditions

表 1 CO-OFDM 系统偏振态及偏振度参数

Table 1 Averaged state of polarization and degree of polarization in CO-OFDM system

	$s_1 = S_1 / S_0$	$s_2 = S_2 / S_0$	$s_3 = S_3 / S_0$	DOP
$\Delta\tau_0 = 0$	3.268×10^{-7}	1	2.0682×10^{-13}	1
$\Delta\tau_0 = 50$ ps	3.268×10^{-7}	0.6384	0.0021	0.6384
$\Delta\tau_0 = 50$ ps, $\Delta\tau' = 0.1625$ s/m	3.268×10^{-7}	0.6381	0.0145	0.6382
$\Delta\tau_0 = 50$ ps, $\Delta\tau' = 0.1625$ s/m, $2y = 30$ ps	0.0143	0.7509	0.0126	0.7511

5 结 论

对于高速光传输, CO-OFDM 系统中偏振效应不可忽略。一阶 PMD 对 OFDM 信号子载波附加余弦因子; 二阶 PMD 中 DR 占主要因素, 且一定程度上可缓解 CD 带来的相位噪声。PDL 在某种程度上起到了保偏的作用, 强调的是对某种偏振态的选择, 破坏信道正交性方面增大串扰, 造成系统的损伤。PMD 起消偏作用, 造成 OFDM 信号不同频率输出偏振态的不同, 一定程度上抑制因 PDL 而产生的系统损伤。另外, 随着相对损耗因子的增大, OFDM 各子载波信号 DOP 不断降低, 偏振态随频率变化减小, 因此子载波信号间的相互串扰减弱, 系统性能有所提高。

参 考 文 献

- Chen Jing, Xue Haizhong, Liu Xuewen, *et al.*. Low-power laser jamming techniques to free space optical system[J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(1): 0106005.
陈 静, 薛海中, 刘学文 等. 无线激光通信系统弱光干扰技术[J]. 光学学报, 2012, 32(1): 0106005.
- Wang Huiqin, Cao Minghua, Chen Haiyan, *et al.*. Channel capacity of optical multiple input multiple output system without background noise [J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32 (3): 0306003.
王惠琴, 曹明华, 陈海燕, 等. 无背景噪声时光多输入多输出系统的信道容量[J]. 光学学报, 2012, 32(3): 0306003.
- Hou Shanglin, Zhang Shujun, Li Suoping, *et al.*. Investigation on transmission characteristics of doubly cladding fiber with an inner cladding made of negative refractive-index material[J]. Acta Optica Sinica, 2011, 32(5): 0506004.
侯尚林, 张书军, 黎锁平, 等. 内包层为负折射率介质双包层光

- 纤的传输特性的研究[J]. 光学学报, 2011, 31(5): 0506004.
- Gao Haiyue, Pan Wei. Analysis of phase noise induced by four-wave mixing in long-haul optical orthogonal frequency-division multiplexing based on wavelet transforms[J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(11): 1106006.
高海越, 潘 炜. 基于小波变换的长距离光正交频分复用系统中四波混频引起的相位噪声分析[J]. 光学学报, 2012, 32(11): 1106006.
- W Shieh, Q Yang, Y Ma. 107 Gb/s coherent optical OFDM transmission over 1000-km SSMF fiber using orthogonal band multiplexing [J]. Opt Express, 2008, 16(9): 6378-6386.
- W Shieh, X Yi, Y Ma, *et al.*. Theoretical and experimental study on PMD supported transmission using polarization diversity in coherent optical OFDM systems [J]. Opt Express, 2007, 15 (16): 9936-9947.
- M Mayrock, H Haunstein. LDPC-coded OFDM for optical communication systems with direct detection[J]. IEEE J Sel Top Quantum Electron, 2007, 13(5): 1446-1454.
- Brendon J C Schmidt, Arthur James Lowery, Jean Armstrong. Impact of PMD in single-receiver and polarization-diverse direct-detection optical OFDM [J]. J Lightwave Technol, 2009, 27 (14): 2792-2799.
- Yaohong Hao, Yuquan Li, Rong Wang, *et al.*. Fiber nonlinearity mitigation by PAPR reduction in coherent optical OFDM systems via biased clipping OFDM [J]. Chin Opt Lett, 2012, 10(1): 010701.
- Neda Cvijetic, Stephen G Wilson. System outage probability due to PMD in high-speed optical OFDM transmission[J]. J Lighwave Technol, 2008, 26(14): 2118-2127.
- C Francia, F Bruyere, D Penninckx, *et al.*. PMD second-order effects on pulse propagation in single-mode optical fibers [J]. IEEE Photon Technol Lett, 1998, 10(12): 1739-1741.
- Hao Yaohong, Li Yuquan, Wang Rong. Optimum design for optical modulator in coherent optical orthogonal frequency-division multiplexing system[J]. Chinese J Lasers, 2011, 38(3): 0305003.
郝耀鸿, 李玉权, 王 荣. 相干光正交频分复用系统中光调制的优化设计[J]. 中国激光, 2011, 38(3): 0305003.

栏目编辑: 王晓琰