

文章编号:1007-5321(2017)02-0021-08

DOI:10.13190/j.jbupt.2017.02.004

# 偏振复用直接检测短距离光纤传输系统

周 娴<sup>1</sup>, 霍佳皓<sup>1</sup>, 钟康平<sup>2</sup>, 隆克平<sup>1</sup>, 吕 超<sup>2</sup>

(1. 北京科技大学 先进网络技术与新业务研究所, 北京 100083; 2. 香港理工大学 电子和资讯工程系, 香港 999077)

**摘要:** 针对底层短距传输系统的升级革新面临器件带宽、成本、功耗等多重受限因素,基于直接探测技术,探索光偏振维度空间的复用,在低成本条件下实现短距离光互连传输速率的倍增. 在统一的斯托克斯向量空间中对 3 种光偏振复用直检系统进行了理论建模分析,给出了 3 种系统性能优劣势的理论成因,并在参数统一的仿真验证平台上,对 3 种不同的系统方案进行了详细的分析比较.

**关键词:** 直接检测技术; 偏振复用技术; 斯托克斯向量; 短距离光传输

中图分类号: TN911.22

文献标志码: A

## Polarization Division Multiplexing System with Direct Decision for Short Reach Optical Communications

ZHOU Xian<sup>1</sup>, HUO Jia-hao<sup>1</sup>, ZHONG Kang-ping<sup>2</sup>, LONG Ke-ping<sup>1</sup>, LÜ Chao<sup>2</sup>

(1. Beijing Engineering and Technology Research Center for Convergence Networks and Ubiquitous Services, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China;

2. Department of Electronic and Information Engineering, The Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong 999077, China)

**Abstract:** The communications and processing of big data brings great pressure to the short reach optical systems because of its ever-increasing requirement on transmission rate. However, the upgrade of transmission systems faced many factors in cost, speed, and distance. Polarization division multiplexing combined with direct detection (PDM-DD) is a promising way to significantly improve the transmission rate of short reach systems. Three popular PDM-DD approaches were analyzed in Stokes vector space theoretically, in which, their performance are investigated by simulation with uniform model parameters.

**Key words:** direct detection; polarization division multiplexing; Stokes vector; short reach optical communication

近年来,随着移动互联网、云计算、物联网技术的应用和发展,以 IP 为代表的业务呈爆炸式增长,使得数据中心内部、数据中心之间以及数据中心与用户之间的高效互连出现速率瓶颈问题,众多数据中心已纷纷提出互连速率升级的需求. 为实现未来的 100GE、400GE 短距离光互连传输,单波长传输速率提升迫在眉睫<sup>[1-3]</sup>.

虽然,骨干传送网中单波长 100 Gbit/s 相干光传输系统已成熟商用<sup>[4]</sup>,但是其高昂的设备成本,不能良好地移植于价格异常敏感的短距离光互连传输. 数据中心互连有距离短、接口密度大、布线复杂、设备数量众多等特点,出于系统成本、复杂度、功耗等考虑,不仅器件带宽低,且通常采用光强度调制与直接检测(IM-DD)技术<sup>[5]</sup>. 近三年,为提高短距

收稿日期: 2016-06-03

基金项目: 国家自然科学基金项目(61671053, 61401020, 61501027); 中央高校基本科研业务费专项资金项目(FRF-TP-15-028A3); 香港学者计划项目(XJ2013026); 中国博士后科学基金项目(2015M570934)

作者简介: 周 娴(1982—), 女, 副教授, E-mail: zhouxian219@gmail.com.

光传输系统的传输效率,一系列先进的多电平调制技术被广泛采用和研究,如脉冲幅度调制(PAM)<sup>[6]</sup>、直接探测-正交频分复用调制(DD-OFDM)/离散多音频分复用调制(DMT)<sup>[7]</sup>、无载波幅度相位调制(CAP)<sup>[8]</sup>等。然而,由于低成本下调制器、采样器、光电探测器等器件的响应速率、带宽等均受到严重限制,仅利用高效的调制技术,难以在不依靠硬件升级革新的情况下,实现单波超 100 Gbit/s 的平滑升级。

如何能在低成本条件下,基于直接探测实现多进制调制技术与偏振复用技术的高效结合,使短距离光传输系统实现速率倍增,是一个新的技术突破方向。2014 年,澳大利亚墨尔本大学 William Shieh 教授组提出了基于载波与信号偏振复用直接探测(PDM-SC-DD, polarization division multiplexing with signal-carrier direct detection)的传输系统方案<sup>[9-10]</sup>;同年,加拿大麦吉尔大学 David V. Plant 教授组提出了基于 PAM4 的偏振复用斯托克斯直接检测系统(PDM-PAM4-DD)<sup>[11-12]</sup>;同时,在前期针对 PDM-DD 的研究工作中,也提出了一种基于 4 个光电检测器(PD)低复杂度的 PDM-DD 系统<sup>[13-14]</sup>。3 种实现方案具有不同的传输特性和系统性能。

在统一的斯托克斯向量空间中对 3 种主流的 PDM-DD 系统进行了理论建模分析,给出了 3 种系统性能优劣势的理论成因,并在参数统一的仿真验证平台上,对 3 种不同的系统方案进行了详细的分析比较。最后,对 PDM-DD 技术的发展与挑战进行分析与讨论,指出潜在研究方向与关键问题。

## 1 正交偏振态基于 SV 空间模型

在光纤通信中,利用光的偏振现象可使单波长传输容量加倍,提高频谱效率。如果光沿  $z$  方向传播,则 2 个正交偏振光的电矢量可表示为水平( $x$ )方向的分量  $E_x$  和垂直( $y$ )方向的分量  $E_y$ 。一个包含 2 个正交偏振态的 PDM 光信号可以用琼斯向量表示为

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_x e^{i\delta_x} \\ B_y e^{i\delta_y} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中  $A_x$  与  $B_y$  分别为电矢量在  $x, y$  方向的振幅分量;  $\delta_x$  与  $\delta_y$  分别为电矢量在  $x, y$  方向的相位分量。

斯托克斯向量由 4 个分量组成,分别为  $S_0, S_1, S_2$ , 和  $S_3$ 。对于完全偏振光有  $S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2$ , 可以

看出斯托克斯分量  $S_0, S_1, S_2$  和  $S_3$  不是相互独立的,因此完全偏振光可用斯托克斯空间的三维矢量( $S_1, S_2, S_3$ )表示。从琼斯向量空间  $\mathbf{E} = [E_x, E_y]^T$  到斯托克斯向量空间  $\mathbf{S} = [S_0, S_1, S_2, S_3]^T$  的转换为

$$\begin{aligned} S_0 &= |E_x|^2 + |E_y|^2, S_2 = 2\text{Re}\{E_x E_y^*\} \\ S_1 &= |E_x|^2 - |E_y|^2, S_3 = 2\text{Im}\{E_x E_y^*\} \end{aligned} \quad (2)$$

斯托克斯分量  $S_0, S_1, S_2$  和  $S_3$  可由  $|E_x|^2, |E_y|^2, 2\text{Re}\{E_x E_y^*\}$  和  $2\text{Im}\{E_x E_y^*\}$  获得。所以在斯托克斯空间中有 3 个自由度可以携带信息,分别为 2 个幅度信息和 2 个偏振态的相位差信息。

发射端的一个 PDM 信号经过光纤传输后,接收到的信号会产生随机的偏振态(SOP, static of polarization)旋转,在不考虑其他损伤的影响下,接收到的 PDM 信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} E_H \\ E_V \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta e^{j\epsilon/2} & -\sin \theta e^{-j\epsilon/2} \\ \sin \theta e^{j\epsilon/2} & \cos \theta e^{-j\epsilon/2} \end{bmatrix}}_{\text{偏振态旋转矩阵}} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中  $E_x$  和  $E_y$  分别为发射端的 2 个正交偏振态上的电矢量;  $E_H$  和  $E_V$  分别为接收到的 2 个正交偏振态上的电矢量;  $\theta$  为收发端 2 个正交偏振方向( $E_H, E_V$ )与( $E_x, E_y$ )之间的旋转角度,即 SOP 旋转角度;  $\epsilon$  为随机相位角,本文暂不考虑  $\epsilon$  的影响。

把式(3)代入式(2)可得基于斯托克斯向量空间的 SOP 旋转模型为

$$\begin{bmatrix} S'_0 \\ S'_1 \\ S'_2 \\ S'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |E_H|^2 + |E_V|^2 \\ |E_H|^2 - |E_V|^2 \\ 2\text{Re}\{E_H E_V^*\} \\ 2\text{Im}\{E_H E_V^*\} \end{bmatrix} = \mathbf{M}_r \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中  $\mathbf{M}_r$  为斯托克斯向量空间的偏振旋转矩阵,表示为

$$\mathbf{M}_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos^2 \theta - \sin^2 \theta & -2\sin \theta \cos \theta & 0 \\ 0 & 2\sin \theta \cos \theta & \cos^2 \theta - \sin^2 \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

从式(5)可以看出,斯托克斯分量  $S_0$  和  $S_3$  不会随偏振旋转角度变化;  $S_1$  和  $S_2$  分量会随偏振旋转角度变化,即

$$\begin{bmatrix} S'_1 \\ S'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos^2 \theta - \sin^2 \theta & -2\sin \theta \cos \theta \\ 2\sin \theta \cos \theta & \cos^2 \theta - \sin^2 \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

那么,通过式(6)中 4 个偏振角度旋转系数,可以看出随着 SOP 的变化,斯托克斯分量  $S_1$  和  $S_2$  分别从  $S'_1$  和  $S'_2$  中获得的权重将随之发生变化,如图 1 所示。

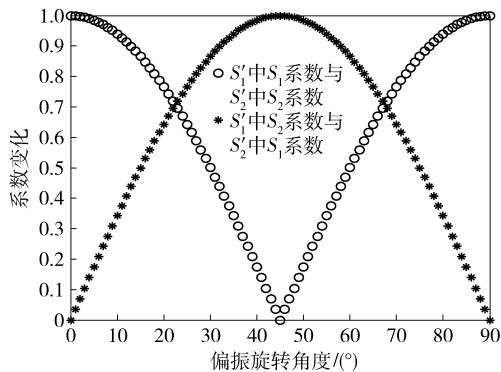


图1  $S_1$  和  $S_2$  分量随偏振旋转角度变化示意图

可以看出,在 SOP 为  $0^\circ$  时,斯托克斯分量  $S_1 = S'_1$  且  $S_2 = S'_2$ ,即  $S_{1,2}$  完全由  $S'_{1,2}$  相对应获得. 随着 SOP 从  $0^\circ$  变化到  $45^\circ$ ,斯托克斯分量  $S_1$  将逐渐从由  $S'_1$  提供变换为由  $S'_2$  提供. 同样,分量  $S_2$  获得的权重也将由  $S'_1$  和  $S'_2$  中发生互换,且整个变化周期为  $\pi/2$ . 那么,如果  $S'_1$  和  $S'_2$  分量检测得到方式不同,将有可能导致  $S_1$  和  $S_2$  分量的恢复性能不同.

## 2 基于直接检测的偏振复用系统方案

基于上述斯托克斯空间向量理论模型,对 3 种 PDM-DD 系统方案进行建模分析,给出每个系统探测到的信号对应的斯托克斯分量及在偏振旋转影响下, SOP 恢复和信号恢复的实施方法和机理.

### 2.1 PDM-SC-DD 系统方案

澳大利亚墨尔本大学 William Shieh 教授组提出了 PDM-SC-DD 的传输系统方案,如图 2(a) 所示.

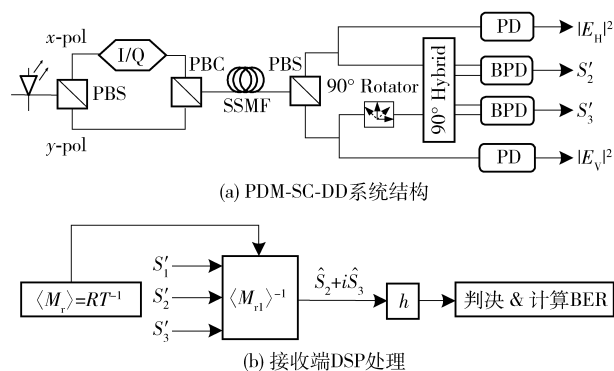


图2 PDM-SC-DD 系统方案

在系统发射机中,2 个正交偏振光束上分别携带的是一路基于 IQ 调制的数据信息( $X$ )和一路光载波( $Y$ ). 接下来,由偏振合束器(PBC, polarization beam combiner)合为一路光信号送入光纤传输. 接收端由 2 个光电二极管(PD, photodiode)直检可

探测到  $|E_H|^2$  和  $|E_V|^2$ , 根据式(2)可得到斯托克斯  $S'_0$  和  $S'_1$  分量;  $90^\circ$  光混频器输出  $2\text{Re}\{E_H E_V^*\}$  和  $2\text{Im}\{E_H E_V^*\}$  对应斯托克斯  $S'_2$  和  $S'_3$  分量.

该方案的接收端 DSP 处理算法如图 2(b) 所示, 由于在单模光纤传输过程中的 SOP 随机变化, 在只考虑偏振旋转的影响下, 根据式(3) ~ (5) 可知 PDM-SC-DD 系统的旋转矩阵为

$$M_{r1} = \begin{bmatrix} \cos^2 \theta - \sin^2 \theta & -2 \sin \theta \cos \theta & 0 \\ 2 \sin \theta \cos \theta & \cos^2 \theta - \sin^2 \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

为了很好地估计偏振旋转矩阵  $H$ , 可以在发射端通过在 IQ 两路信号前加 3 组正交的的训练序列  $(0, 1, i)$  来实现. 这 3 组正交的训练符号  $T$  在琼斯空间中表示为  $(0, 1), (1, 1), (i, 1)$ , 对应的斯托克向量可以表示为  $(-1, 0, 0), (0, 1, 0), (0, 0, 1)$ . 经过光纤信道后, 接收端收到的训练符号为  $R$ , 那么  $\langle M_{r1} \rangle = T_r^{-1}$ , 其中,  $\langle M_{r1} \rangle$  为估计的  $3 \times 3$  旋转矩阵.

得到  $\langle RM_1 \rangle$  之后, 将接收端信号乘以  $\langle RM_1 \rangle$  的逆即可得到偏振旋转恢复后的信号:

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = \langle M_1 \rangle^{-1} \begin{bmatrix} S'_1 \\ S'_2 \\ S'_3 \end{bmatrix} \quad (8)$$

经过偏振旋转恢复后的  $S_2$  和  $S_3$  分量组合成复信号送入基于最小均匀误差 (LMS, least mean square) 的有限长滤波器 (FIR, finite impulse response) 自适应滤波器均衡消除信号间的符号间干扰 (ISI, inter symbol interference), 最后进行判决、计算误码率 (BER, bit error rate).

该系统方案发射机使用的 I/Q 调制器和接收端利用混频器、平衡探测器实现对斯托克斯向量的直接探测使系统成本增加. 但是, 该方案采用的信号与载波相复用的方式, 利用信号与载波拍频实现光域到电域的线性映射, 避免了色散 (CD, chromatic dispersion) 带来的频率选择性功率衰退影响.

### 2.2 PDM-PAM4-DD (Hybrid) 系统方案

加拿大麦吉尔大学 David V. Plant 教授组提出的基于 PAM4 的 PDM-DD 系统方案如图 3(a) 所示.

激光器产生的激光源由 PBS 分成两路正交的偏振光束 (分别记为  $x$ 、 $y$  方向), 然后分别对两路偏振光进行 PAM4 的强度调制. 接下来, 利用 PBC 将 2 个偏振态的 PAM4 已调信号耦合到一起, 形成 PDM-PAM4 信号送入光纤传输. 在接收端, 采用了

与澳大利亚墨尔本大学 William Shieh 教授组提出的 PDM-SC-DD 系统方案相同的 SV-DD 接收结构。

该系统接收端的 DSP 算法如图 3(b) 所示. 其中斯托克斯分量  $S_0$  不受偏振旋转的影响, 可用基于 LMS 的单进单出 (SISO, single input single output) 的 FIR 自适应滤波器  $\hat{S}_0 = h_{00}^T S'_0$  来消除信号间的 ISI. 由于斯托克斯分量  $S_1$  受到偏振旋转的影响, 在只考虑偏振旋转的影响下, 接收到的斯托克斯分量  $S'_1$  的偏振旋转矩阵为

$$\mathbf{M}_{r2} = \begin{bmatrix} \cos^2 \theta & -\sin^2 \theta & -2\sin \theta \cos \theta & 0 \\ \sin^2 \theta & \cos^2 \theta & \sin \theta \cos \theta & 0 \\ \frac{1}{2} - \sin \theta \cos \theta & \frac{1}{2} + \sin \theta \cos \theta & \frac{1}{2}(\sin^2 \theta - \cos^2 \theta) & 0 \\ \frac{1}{2} + \sin \theta \cos \theta & \frac{1}{2} - \sin \theta \cos \theta & \frac{1}{2}(\cos^2 \theta - \sin^2 \theta) & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

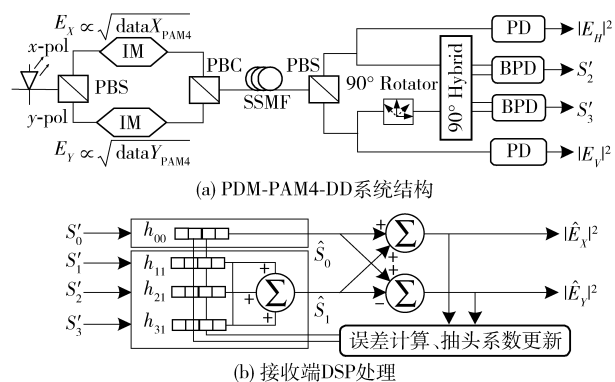


图 3 PDM-PAM4-DD (Hybrid) 系统方案

同样, 可用基于 LMS 的 FIR 自适应滤波器  $\hat{S}_1 = h_{11}^T S'_1 + h_{21}^T S'_2 + h_{31}^T S'_3$  对接收到的斯托克斯分量  $S'_1$  进行偏振旋转恢复和消除信号间的 ISI. 通过式 (9) 可知, 该系统在只有强度调制的情况下, 并没有使用斯托克斯分量  $S_3$ ,  $h_{31}^T$  恒为 0. 其余的 FIR 滤波器抽头系数使用有训练序列辅助的 LMS 算法自适应地更新. 其中各个滤波器的抽头系数更新方程为

$$\begin{cases} h_{00}^{i+1} = h_{00}^i + \mu(e_x + e_y)S'_0 \\ h_{11}^{i+1} = h_{11}^i + \mu(e_x - e_y)S'_1 \\ h_{21}^{i+1} = h_{21}^i + \mu(e_x - e_y)S'_2 \end{cases} \quad (10)$$

其中  $\mu$  为步长;  $e_x$ 、 $e_y$  为误差函数.

估计到的  $\hat{S}_0$  和  $\hat{S}_1$  根据式 (11) 计算出  $|\hat{E}_x|^2$  和  $|\hat{E}_y|^2$ .

$$\begin{aligned} |\hat{E}_x|^2 &= (\hat{S}_0 + \hat{S}_1)/2 \\ |\hat{E}_y|^2 &= (\hat{S}_0 - \hat{S}_1)/2 \end{aligned} \quad (11)$$

由于该系统发端使用强度调制, 信息均携带在光功率上, 接收端需要恢复斯托克斯分量  $S_0$  和  $S_1$  以获得信号强度信息. 那么, 与传统 IM-DD 系统一样, 该系统不能避免 CD 引入的频率选择性功率衰退损伤, 不适用于损耗较小的 C 波段传输. 但是该系统接收端结构与 PDM-SC-DD 系统同样复杂, 可

以保留全部的斯托克斯分量, 在信号偏振旋转恢复后仅利用两偏振态强度携带信息的情况下 (即仅使用斯托克斯  $S_0$  和  $S_1$  分量), 造成一定的冗余信息. 接收机结构系统成本较高.

### 2.3 PDM-PAM4-DD (4PDs) 系统方案

在前期的工作中, 提出了基于 4 个 PD 的低复杂度 PDM-DD 系统结构方案, 该方案单载波和多载波信号同样适用. 以单载波 PAM4 信号为例, PDM-PAM4-DD (4PDs) 系统整体框图如图 4(a) 所示.

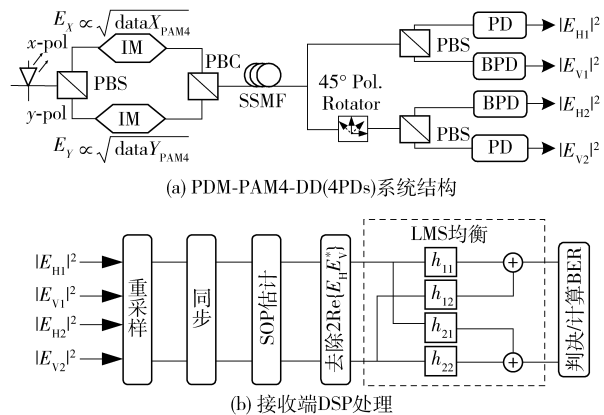


图 4 PDM-PAM4-DD (4PDs) 系统方案

在发射端, 采用了与加拿大麦吉尔大学 David V. Plant 教授组提出的 PDM-PAM4-DD (Hybrid) 系统方案相同的结构. 在接收端, 首先利用光分束器将接收的光信号分为两路, 并对其中一路光信号进行 45° 偏振旋转; 然后, 将两路接收光信号分别利用 PBS 分解为正交的两路偏振光信号. 接下来, 该 4 路光信号将分别利用 4 个 PD 进行直接检测.

该系统接收端 4 个 PD 接收到的 4 个分量可以分别表示为

$$\begin{bmatrix} |E_{H1}|^2 \\ |E_{V1}|^2 \\ |E_{H2}|^2 \\ |E_{V2}|^2 \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{r3} \begin{bmatrix} |E_x|^2 \\ |E_y|^2 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中  $\mathbf{M}_{r3}$  为

$$\begin{bmatrix} \cos^2 \theta & \sin^2 \theta & -\sin \theta \cos \theta & 0 \\ \sin^2 \theta & \cos^2 \theta & \sin \theta \cos \theta & 0 \\ \frac{1}{2} - \sin \theta \cos \theta & \frac{1}{2} + \sin \theta \cos \theta & \frac{1}{2}(\sin^2 \theta - \cos^2 \theta) & 0 \\ \frac{1}{2} + \sin \theta \cos \theta & \frac{1}{2} - \sin \theta \cos \theta & \frac{1}{2}(\cos^2 \theta - \sin^2 \theta) & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$



由式(13)可以看出 $\mathbf{M}_{i3}$ 旋转矩阵第 4 列为 0,因此,该系统无法探测到斯托克斯分量 $S_3$ ,而且斯托克斯分量 $S_2$ 作为偏振间拍频干扰项混在 4 个接收分量中.

在发射端 $X,Y$ 偏振态均采用强度调制,具有相同的平均发射光功率,然而接收端 PBS 后的信号光功率将随链路中偏振状态的改变而改变. 由此,该系统可以通过利用接收端 4 个分支上功率的变化来估算光纤中的偏振旋转角度,即

$$d_{1(2)} = \frac{\sum_n |E_{V1(2)}|^2 - \sum_n |E_{H1(2)}|^2}{\sum_n |E_{H1(2)}|^2 + \sum_n |E_{V1(2)}|^2} \tag{14}$$

$$\hat{\theta}_1 = \frac{1}{2} \arctan(d_1/d_2) \tag{15}$$

其中: $|E_{H1(2)}|^2$ 和 $|E_{V1(2)}|^2$ 是 4 个 PD 探测后的 4 路光电流信号,如图 4(a)所示.

经过 SOP 估计后,可以根据估计的 SOP 值消除接收到的信号中的斯托克斯 $S_2$ 分量. 同时,为了避免后续利用 MIMO 均衡器在偏振解复用时出现奇异点问题(矩阵不可逆),可以根据估计出的 SOP 值所处的区间范围选择对应的 $S_2$ 分量去除方案.

方案 1 当估计的 SOP 值 $\hat{\theta}_1 \in [-\pi/4, 0]$ 时,接收端的信号 $|E_H|^2$ 和 $|E_V|^2$ 可由式(16)来消除 $S_2$ 分量:

$$|E_{H(V)}|^2 = |E_{H1(V1)}|^2 - |E_{H2(V2)}|^2 \frac{\cos \hat{\theta}_1 \sin \hat{\theta}_1}{\cos \hat{\theta}_2 \sin \hat{\theta}_2} \tag{16}$$

方案 2 当估计的 SOP 值 $\hat{\theta}_1 \in (0, \pi/4]$ 时,在接收端信号 $|E_H|^2$ 和 $|E_V|^2$ 可由以下公式来消除 $S_2$ 分量:

$$|E_{H(V)}|^2 = |E_{V1(H1)}|^2 + |E_{H1(V1)}|^2 \frac{\cos \hat{\theta}_1 \sin \hat{\theta}_1}{\cos \hat{\theta}_2 \sin \hat{\theta}_2} \tag{17}$$

其中: $\hat{\theta}_2$ 是经过 $45^\circ$ 偏振旋转后的偏振旋转角度, $\hat{\theta}_2 = \hat{\theta}_1 + \pi/4$ .

经过滤除 $S_2$ 分量后的信号送入基于 LMS 的蝶形自适应滤波器进行均衡偏振解复用. 最后在判决模块中进行判决译码恢复发送数据. 通过与原始数据比较计算 BER.

该系统方案同 PDM-PAM4-DD (Hybrid) 系统方案一样信息均调制在光强度上,偏振旋转恢复需要使用斯托克斯 $S_0$ 和 $S_1$ 分量进行后续的信号处理.

同 PDM-PAM4-DD (Hybrid) 系统方案一样,该系统同样不能避免 CD 引入的频率选择性衰退损伤. 但是该系统的接收端结构相比较与 PDM-SC-16QAM-DD 系统方案和 PDM-PAM4-DD (Hybrid) 系统方案是最简单的,系统成本较低.

### 3 仿真结果与分析

分别采用单载波 16QAM 和 PAM4 信号调制方式,对上述 3 种方案进行仿真对比,在相同比特传输速率条件下进行了分析比较. 这里传输速率设定 224 Gbit/s. 3 个对比系统分别为:PDM-SC-16QAM-DD、PDM-PAM4-DD (Hybrid) 和 PDM-PAM4-DD (4PDs). 表 1 给出了主要的系统仿真参数配置方式.

表 1 224 Gbit/s PDM-DD 系统仿真主要参数

参数	值	参数	值
波特率/GBaud	56	ADC 采样率/( $\text{Sam} \cdot \text{s}^{-1}$ )	$80 \times 10^9$
激光器线宽/MHz	5	PD 响应率/( $\text{W} \cdot \text{A}^{-1}$ )	0.65
RIN 噪声/( $\text{dB} \cdot \text{Hz}^{-1}$ )	-160	PD 热噪声/( $\text{pA} \cdot \text{Hz}^{-0.5}$ )	20
收发机带宽/GHz	20	PD 暗电流/nA	10

首先,在考虑混频器无插损(输入端光功率 = 输出端光功率总和)及接收端所有支路功率等分的情况下,测量了偏振旋转角度对 3 种系统造成的影响,如图 5 所示. 这里,3 个系统的接收机光功率统一设定为 -4 dBm.

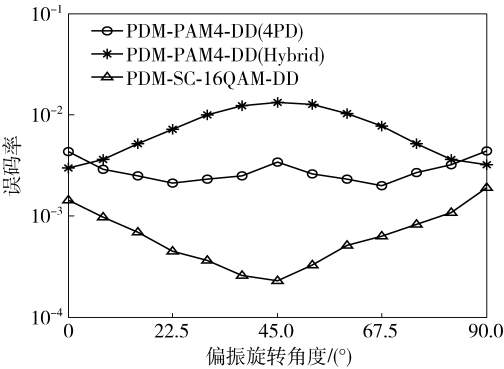


图 5 偏振旋转角度与误码率的关系

由图 5 可以看出,3 个系统的性能都会随偏振旋转角度变化. 其中,PDM-SC- 16QAM-DD 系统主要依靠对斯托克斯 $S_2$ 和 $S_3$ 分量的恢复. 在接收端,所有支路功率等分的情况下,进入混频器中平衡探测器(BPD, balance photodiode)每一路光功率为单 PD 的一半. 那么,如果 $S_2$ 和 $S_3$ 分量需要通过混频

器完全获得,将导致接收信号具有最差的信噪比.然而,由式(7)可知, $S_3$ 分量不随偏振角度的变化而变化,始终由混频器输出的 $S'_3$ 分量获得,仅有 $S_2$ 分量的获得将随偏振角度变化.由图1可知,在SOP为 $0^\circ$ 时, $S_2$ 分量完全是通过混频器输出的 $S'_2$ 分量获得,这时信号具有最差的信噪比,所以获得了最差的BER性能(见图5).当SOP为 $45^\circ$ 时, $S_2$ 分量是完全通过 $S'_1$ 获得,如图1所示,这时最大程度地避免了使用混频器的输出,所以获得了最优的BER性能.然而,PDM-PAM4-DD(Hybrid)系统是依赖于 $S_0$ 和 $S_1$ 2个分量的恢复.其中, $S_0$ 不随偏振角度变化而变化,始终由 $S'_0$ 分量获得;而SOP从 $0^\circ \sim 45^\circ$ 变化的过程中, $S_1$ 分量的获得将逐渐更多地依靠混频器输出的 $S'_2$ 分量,导致系统在SOP为 $45^\circ$ 时BER性能最差. PDM-PAM4-DD(4PDs)系统是不问SOP估计区间去除 $S_2$ 分量后所获得的旋转矩阵,在其求逆过程中,不同SOP状态下对噪声作用不同(具体推导过程见文献[14]).该系统在SOP为 $22.5^\circ$ 和 $67.5^\circ$ 时获得了最好的BER性能(见图5).

其次,考察了发端激光器RIN噪声对3个系统性能的影响,如图6所示.在发射机功率为 $2 \times 10^{-3}$  W时,背靠背情况下,以PDM-SC-16QAM-DD系统在RIN噪声为160 dB/Hz,误码率在 $3.8 \times 10^{-3}$ 时的接收机光功率为基准,测量每个系统的接收机光功率代价.同时,为获得良好的统计测量效果,仿真结果均为选取 $0^\circ$ 、 $22.5^\circ$ 和 $45^\circ$ 3种偏振旋转角度多次测量的平均值.可以看出,RIN噪声为-140 dB/Hz时3个系统的接收机光功率代价分别为0.5 dB、2 dB和3 dB.由于PDM-SC-16QAM-DD系统使用16QAM信号,其噪声容忍度要高于PAM4信号,RIN噪声对该系统的影响最小. PDM-PAM4-DD(4PDs)系统比PDM-PAM4-DD(Hybrid)系统灵敏度低,在低接收机光功率情况下,RIN噪声会带来更高的灵敏度代价.

3个系统接收端PD热噪声造成的接收机光功率代价在图7中给出.发射机功率为 $2 \times 10^{-3}$  W时,背靠背情况下,以PDM-SC-16QAM-DD系统在PD热噪声为10 pA/Hz<sup>1/2</sup>,误码率在 $3.8 \times 10^{-3}$ 时的接收机光功率为基准.同样,为获得良好的统计测量效果,仿真结果均为选取 $0^\circ$ 、 $22.5^\circ$ 和 $45^\circ$ 3种偏振旋转角度多次测量的平均值.可以看出,PD热噪声为30 pA/Hz<sup>1/2</sup>时3个系统的接收机光功率代价均为4.5 dB.

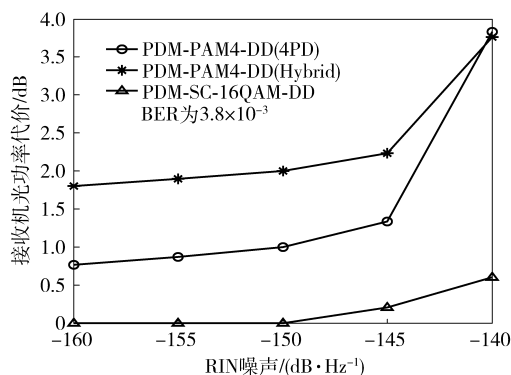


图6 RIN噪声与接收机光功率代价的关系

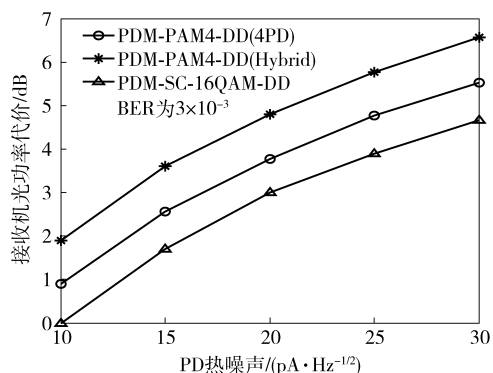


图7 PD热噪声和接收机光功率代价的关系

在背对背(BTB, back to back)传输情况下,3个系统的接收机灵敏度曲线如图8所示.它们在BER为 $3.8 \times 10^{-3}$ 时的接收机灵敏度分别为:-5.7 dBm @ PDM-SC-16QAM-DD、-3 dBm @ PDM-PAM4-DD(Hybrid)和-4.2 dBm @ PDM-PAM4-DD(4PDs). PDM-SC-16QAM-DD虽然接收机结构复杂,但是其16QAM信号调制格式的灵敏度比PAM4要好,所以获得了最低的接收机灵敏度. PDM-PAM4-DD(Hybrid)系统相比于PDM-DD(4PDs)系统具有更复杂的接收机结构(需要更多的PD),且带来更多的噪声,有更高的灵敏度代价.在考虑混频器1 dB差损的情况下,PDM-SC-16QAM-DD和PDM-PAM4-DD(Hybrid)系统的性能分别恶化了1.8 dB和0.6 dB,这是由于PDM-SC-16QAM-DD系统相比于PDM-PAM4-DD(Hybrid)系统更多地依赖于混频器输出的斯托克斯分量.

考察色散对3个系统的影响,仿真结果如图9所示.仿真中,设置3个系统的接收机光功率统一为-4 dBm,累积色散值从0变化到340 ps,相当于标准单模光纤在C波段0~20 km.可以看出PDM-SC-16QAM-DD系统在发射端采用了信号与载波相

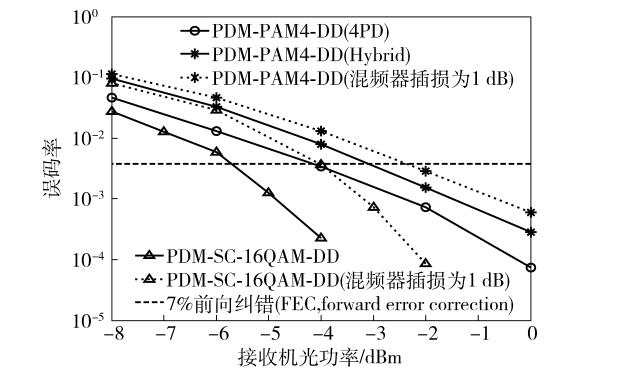


图 8 接收机光功率与 BER 的关系

复用的方式,那么在接收端可以通过恢复斯托克斯向量  $S_2$  和  $S_3$  2 个分量,实现对光域信息的线性探测,从而避免了平方律检测所引入的色散频率选择性衰退问题,使得系统性能基本保持不变. 然而,在 PDM-PAM4-DD ( Hybrid ) 系统和 PDM-PAM4-DD (4PDs)系统中,信号均携带在光功率上,接收端需要恢复斯托克斯分量  $S_0$  和  $S_1$ ,以获得信号强度信息. 那么,与传统 IM-DD 系统一样,无法抵抗色散带来的频率选择性功率衰退损伤,系统性能将随着 CD

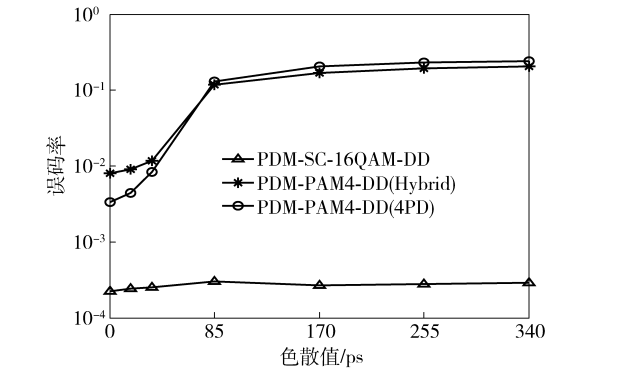


图 9 色散与误码率的关系

表 2 3 种 PDM-DD 系统方案对比

系统方案	发射机	接收机	系统成本	CD 容忍度	PMD 容忍度	灵敏度代价	适用场景
PDM-PAM4-DD(4PDs)	2 × IM	4PD	低	低	低	中	短距
PDM-PAM4-DD( hybrid)	2 × IM	90°混频器 + 2BPD + 2PD	中	低	低	高	短距
PDM-SC-16QAM-DD	1 × IQM	90°混频器 + 2BPD + 2PD	高	高	高	低	中短距

在文献[15]中,在两偏振态强度调制的基础上,又增加了一维信息调制于 2 个偏振态的相位差上,在接收端利用完整接收的斯托克斯分量对两维强度信息和一维相位差信息进行恢复. 但是,需要注意的是该方案同样只能用于 O 波段传输. 在 3 种偏振复用直接检测方案中,PDM-SC-16QAM-DD 系统实现成本最高,但可以利用信号与载波拍频实现光

的增加而严重恶化,不适合于 C 波段传输. 仿真分析了偏振膜色散(PMD,polarization mode dispersion)对 3 个系统的影响,如图 10 所示. 仿真实验中,在接收端前放置了一个 PMD 仿真模拟器,来产生 DGD 噪声. 仿真中设置接收机光功率为 -4 dBm. 可以看出,PDM-SC-16QAM-DD 系统对 DGD 的容忍性很好,适合于中短距离传输. PDM-PAM4-DD( Hybrid ) 和 PDM-PAM4-DD( 4PDs ) 系统对 DGD 更加敏感,更适合于短距离传输场景.

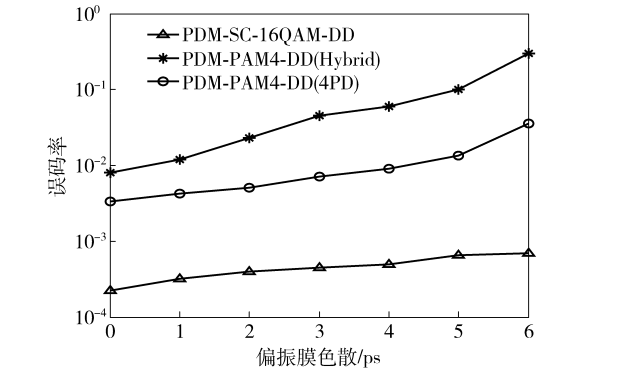


图 10 偏振膜色散与误码率的关系

最后,对 3 种 PDM-DD 方案进行了综合性的对比,如表 2 所示. 在发射端仅采用强度调制的情况下,PDM-PAM4-DD(4PDs)方案在系统成本和性能上均优于 PDM-PAM4-DD( Hybrid )方案,是相对较优的选择方案. 但是,在 PDM-PAM4-DD( Hybrid )方案中可以保留全部的斯托克斯分量,仅在两偏振态强度携带信息的情况下存在信息冗余,即接收的  $S'_3$  分量并未得到利用. 若进一步将  $S'_3$  分量利用起来,结合  $S'_2$  分量,那么该系统还可以多携带一维信息,从而提高系统传输速率.

域到电域的线性映射,从而避免 CD 所引入的频率选择性衰退损伤问题,可适用于 C 波段中短距离传输.

## 4 发展与挑战

通过上述 3 个系统方案的理论和仿真研究可知,在直接检测情况下,若完整保留斯托克斯分量,可以实现 3 个自由维度空间的调制与解调,或者实

现从光域到电域的线性映射,以避免色散引入的频率选择性衰退损伤。但是,目前斯托克斯空间向量的完整保留需要依赖  $90^\circ$  光混频器和平衡探测器。该方案不仅使 PDM-DD 系统的接收机结构复杂,还会因为光电检测器数量较多,而使接收信号信噪比低。所以进一步探索更低成本斯托克斯分量完整检测的技术和方案,对短距离光互连传输系统具有重要研究意义。

另一方面,在直接检测系统中,通常由于 CD 引入的频率选择性衰退问题,使系统传输速率及距离受到严重限制。在 PDM-SC-DD 系统中,虽然可以避免该损伤,但是只能实现 2 个维度的调制与解调。未来如何在抵抗色散影响基础上进一步开拓 PDM-DD 系统自由维度空间的利用,将是一个很有意义的研究工作。

## 5 结束语

PDM-DD 技术有助于在低成本的情况下实现传输速率的倍增,是目前短距离光传输系统中的关注热点。针对 3 种主要的偏振复用直接检测方案,在统一的斯托克斯向量空间中进行了理论建模分析,给出了 3 种系统性能优劣势的理论成因,并在参数统一的仿真验证平台上,对 3 种系统方案性能进行了详细的分析、验证和对比。最后,对 PDM-DD 技术的发展与挑战进行分析与讨论,指出潜在研究方向与关键问题。随着对 PDM-DD 更加深入、系统的研究,PDM-DD 系统将有希望实现未来短距离光传输系统 3~5 a 的平滑升级。

## 参考文献:

- [1] André N S, Louchet H, Filsinger V, et al. OFDM and PAM comparison using a high baudrate low resolution IM/DD interface for 400 G Ethernet access[J]. *Optics Express*, 2016, 24(11): 11926-11931.
- [2] Zhong Kangping, Alan Pak Tao Lau. High speed short-reach transmission systems enabled by DSP[EB/OL]. 2016-07-18. <http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=SPPCom-2016-SpM2E.1>.
- [3] Zhou Xian, Zhong Kangping, Huo Jiahao, et al. 112 Gb/s transmission over 80 km SSMF using PDM-PAM4 and coherent detection without optical amplifier[J]. *Optics Express*, 2016, 24(15): 17359-17371.
- [4] Xia Tiejun, Wellbrock G A. *Optical Fiber Telecommunications*[M]. America: Elsevier Wordmarke, 2013: 45-82.
- [5] Zhong Kangping, Zhou Xian, Gao Yuliang, et al. Transmission of 112 Gbit/s single polarization half-cycle 16QAM Nyquist-SCM with 25 Gbps EML and direct detection[C]//2015 European Conference on Optical Communication. Valenia: IEEE, 2015: 1-3.
- [6] Zhong Kangping, Zhou Xian, Gao Yuliang, et al. Transmission of 112 Gbit/s single polarization half-cycle 16QAM Nyquist-SCM with 25 Gbps EML and direct detection[EB/OL]. 2015-11-01. <http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7341765/>.
- [7] Zhou Xian, Zhong Kangping, Gao Yuliang, et al. Polarization-interleave-multiplexed discrete multi-tone modulation with direct detection utilizing MIMO equalization[J]. *Optics Express*, 2015, 23(7): 8409-8421.
- [8] Zhong Kangping, Zhou Xian, Gui Tao, et al. Experimental study of PAM-4, CAP-16, and DMT for 100 Gb/s short reach optical transmission systems[J]. *Optics Express*, 2015, 23(2): 1176-1189.
- [9] Che Di, Li An, Chen Xi, et al. 160-Gb/s stokes vector direct detection for short reach optical communication[EB/OL]. 2014-03-09. <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=OFC-2014-Th5C.7>.
- [10] Li An, Che Di, Chen V, et al. Spectrally efficient optical transmission based on Stokes vector direct detection[J]. *Optics Express*, 2014, 22(13): 15662-15667.
- [11] Morsy-Osman M, Chagnon M, Poulin M, et al.  $1\lambda \times 224$  Gb/s 10 km transmission of polarization division multiplexed PAM-signals using  $1.3\mu\text{m}$  SiP intensity modulator and a direct-detection MIMO-based receiver[EB/OL]. 2014-09-21. <http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6964264/>.
- [12] Morsy-Osman M, Chagnon M, Poulin M, et al. 224-Gb/s 10-km transmission of PDM PAM-4 at  $1.3\mu\text{m}$  using a single intensity-modulated laser and a direct-detection MIMO DSP-based receiver[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(7): 1417-1424.
- [13] Zhou Xian, Huo Jiahao, Zhong Kangping, et al. PDM PAM-4 with IM-DD using a simple MIMO DSP-based receiver for short reach communications[EB/OL]. 2015-11-19. <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=ACPC-2015-AM3E.3>.
- [14] Zhou Xian, Zhong Kangping, Huo Jiahao, et al. Polarization-multiplexed DMT with IM-DD using  $2 \times 2$  MIMO processing based on SOP estimation and MPBI elimination[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2015, 7(6): 1-12.
- [15] Chagnon M, Morsy-Osman M, Patel D, et al.  $1\lambda$ , 6 bits/symbol, 280 and 350 Gb/s direct detection transceiver using intensity modulation, polarization multiplexing, and inter-polarization phase modulation[EB/OL]. 2015-02-22. <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=OFC-2015-Th5B.2>.