



专题：全光网技术与应用

## 面向中短距的高速光传输技术及发展趋势

张磊, 朱逸萧, 张帆, 陈章渊

(北京大学电子学系区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 北京 100871)

**摘要:** 光纤通信网络是现代信息社会的重要基础设施。随着光纤损耗的降低、电—光—电转换器件性能的提升、调制技术的发展和数字信号处理的引入, 光纤传输系统的容量获得了极大的提升。近年来, 由于数据中心和移动通信升级的需求, 光纤传输的研究热点逐步转向 100 km 以下基于直接检测的中短距传输场景。为此, 首先回顾了历代光纤通信系统的历史演进, 然后分析了直接检测系统中的限制因素, 在此基础上依次介绍一维至四维自相干光检测技术的原理和系统配置, 最后展望了未来相干光通信系统的低成本演化趋势。

**关键词:** 直接检测; 自相干检测; 数字信号处理; 多维度复用

**中图分类号:** TP393

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2019074

## Trends and enabling technologies on high-speed metro and short-reach optical transmission systems

ZHANG Lei, ZHU Yixiao, ZHANG Fan, CHEN Zhangyuan

State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Electronics Department,  
Peking University, Beijing 100871, China

**Abstract:** The optical fiber communication network is the important infrastructure for the modern information society. Thanks to the reduction of fiber loss, the improvement of transceiver devices by electro-optical-electrical conversion, the development of modulation technology and the introduction of digital signal processing, the capacity of optical fiber transmission has been greatly improved. In recent years, due to the large capacity demand of data-centers and the next-generation wireless communication, metro and short-range transmission scenarios below 100 km have attracted lots of attention based on direct detection. The historical evolution of optical fiber communication systems was firstly reviewed, then the limiting factors in the direct detection system were analyzed. Furthermore, the principle and system configuration of one-dimensional to four-dimensional self-coherent technology were introduced, and finally, the low-cost evolution trend of the optical coherent transmission system was prospected.

**Key words:** direct detection, self-coherent detection, digital signal processing, multi-dimension multiplexing

## 1 引言

高速电子学、激光器设计和石英光纤制造工艺的发展和研究使得光纤通信系统的传输速度和传输距离得到大幅增长。光纤通信系统的发展可分为五代,其中前四代是基于强度调制和直接检测的。本节将简要概述从一代到另一代的演变。

每一代的主要努力方向是增加比特率和中继距离,因此可以用“比特距离乘积”来评估系统。第一代光纤通信系统工作波长在 850 nm 附近,比特率为 45 Mbit/s,中继距离可达 10 km。在第一代光纤通信系统中:一方面由于 850 nm 波长下的光纤损耗接近 3 dB/km,会带来很大的传输损耗;另一方面,第一代通信系统采用多模光纤进行传输,不同模式由于传输速度不同造成的时延不同,引起光脉冲展宽,即模间色散。这两大因素限制了比特率和传输距离。

20 世纪 70 年代,研究发现在 1.3  $\mu\text{m}$  附近的波长范围内光纤传输损耗低于 1 dB/km,可以支持更远的传输距离,并且光纤具有最小的色散,这一系列优点使得全球开始努力开发工作在 1.3  $\mu\text{m}$  的新型半导体激光器和探测器。与此同时,为了避免模间色散,第二代系统开始采用单模光纤传输,通过传输单个模式来减少脉冲展宽的影响,从而增加中继距离。第二代光纤通信系统的特征是工作于 1.3  $\mu\text{m}$  波段并采用标准单模光纤。到 1987 年,第二代商用系统的比特率高达 1.7 Gbit/s,中继距离约为 50 km。

不过第二代光纤通信系统的中继间距仍然受到 1.3  $\mu\text{m}$  处的光纤损耗(通常为 0.4~0.5 dB/km)的限制。当工作波段处于 1.55  $\mu\text{m}$  附近时,石英光纤的传输损耗将变得更小(接近 0.2 dB/km),此时向光电探测器提供更高的光功率来增加中继距离是可行的。然而,1.55  $\mu\text{m}$  波段的色散较大,这重新带来了脉冲展宽的问题。在单模光

纤中,由色散导致的脉冲展宽效应与调制光的光谱宽度的平方成比例。为了减小它的影响,滤掉不必要的光谱部分是非常有效的。前两代光纤通信系统均使用法布里—珀罗激光器在多纵向模式上振荡,从而产生非常宽的多频率光谱,其中整个光谱是强度调制的。尽管可以通过采用单模光纤来消除脉冲的离散复制,但是激光的多频率成分引起的脉冲展宽阻止了工作波段远离零散射波长。这个问题可以通过周期性地插入色散补偿模块来积累反向色散并重新压缩接近其原始形状的脉冲,或者通过设计色散位移光纤来克服,色散位移光纤可以通过把零色散波长移到 1.55  $\mu\text{m}$  处得到。通过将激光光谱限制为单纵模也可以减轻这个问题。所有这些方法都是在 20 世纪 80 年代推行的,并推动了分布式反馈激光器的发展。与法布里—珀罗激光器不同,在分布式反馈激光器中,两个反射镜面由沿有源层刻蚀的光栅代替,该光栅仅将单个波长反射回腔体,引起单个谐振模式。第三代光纤通信系统工作在 1.55  $\mu\text{m}$  附近,于 1990 年开始商业化。它们的初始比特率为 2.5 Gbit/s,并迅速扩展到 10 Gbit/s。

光纤通信系统发展的下一个重要里程碑是 1986 年掺铒光纤放大器(EDFA)的提出以及随后的不断发展<sup>[1]</sup>。掺杂光纤放大器利用掺入石英光纤的稀土离子作为增益介质,在泵浦光作用下形成粒子数反转而对入射光信号提供光增益,放大器的特性主要由掺杂元素决定。通过测试几种稀土元素,掺铒光纤放大器显示出低噪声和宽带放大的优点,工作波长位于 1.55  $\mu\text{m}$ ,光纤损耗最小,3 dB 带宽约为 35 nm 或 4.2 THz。从 20 世纪 90 年代开始,第四代光纤通信系统利用这种光放大技术来增加中继距离。此外,在这一代中采用了波分复用(WDM)技术。在不同频率上复用不同信息流的基本思想来自其他技术,如 FM 收音机和有线电视。第四代光纤



通信系统依靠光学色散管理来工作于  $1.55\ \mu\text{m}$  附近。一些系统采用具有周期性色散补偿模块的标准单模光纤，而另一些系统采用色散位移光纤来代替单模光纤。当在  $50\ \text{GHz}$  栅格上进行多路复用，数十个速率为  $40\ \text{Gbit/s}$  的载波可以在数千公里的范围内传输。WDM 和周期性光放大与色散管理的结合大大提高了比特距离乘积，并消除了信源和目标之间对中继器和信号再生的需求。随着 WDM 的出现，光谱效率成为一个值得关注的指标，而这在前三代中并不存在。

表 1 总结了基于强度调制和直接检测的前四代光纤通信系统的特征，包括光纤类型、波长、激光模式的数量、是否用到光学色散管理以及 WDM 和 EDFA。

## 2 光纤通信系统的物理损伤模型

本节将介绍强度调制—直接检测 (IM-DD) 光纤通信系统中几种影响性能的物理损伤，它们一般来自发射机和光纤传播过程。主要的损伤有色散、激光器相位噪声、激光器相对强度噪声和四波混频。

### 2.1 色散

色散在频域的传输方程可以表示为：

$$H_{\text{CD}}(\omega) = e^{\frac{1}{j2}\beta_2\omega^2 L} \quad (1)$$

其中， $L$  是传输距离， $\beta_2$  是激光器工作频率处于

$f_0 = \omega_0/2\pi$  时的色散系数， $\omega$  是激光器的角频率偏差。在频率  $f_0 = 193.4\ \text{THz}$  ( $1\ 550\ \text{nm}$ ) 附近， $\beta_2$  的近似值是  $-21.5\ \text{ps}^2/\text{km}$ 。

色散会严重影响接收功率，发送端光场  $E_{\text{Tx}}(t) = \sqrt{P_{\text{Tx}}(t)}e^{j\phi_{\text{Tx}}(t)}$  经过色散后的表达式为：

$$\begin{aligned} E_{\text{Rx}}(t) &= E_{\text{Tx}}(t) \otimes h_{\text{CD}}(t) \\ &= \left[ \sqrt{P_{\text{Tx}}(t)} \cos(\phi_{\text{Tx}}(t)) \right] \otimes h_{\text{R}}(t) - \\ &\quad \left[ \sqrt{P_{\text{Tx}}(t)} \sin(\phi_{\text{Tx}}(t)) \right] \otimes h_{\text{I}}(t) + \\ &\quad j \left[ \sqrt{P_{\text{Tx}}(t)} \cos(\phi_{\text{Tx}}(t)) \right] \otimes h_{\text{I}}(t) + \\ &\quad \left[ \sqrt{P_{\text{Tx}}(t)} \sin(\phi_{\text{Tx}}(t)) \right] \otimes h_{\text{R}}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

其中， $\otimes$  表示卷积。传输后的光场由多个参数决定，包括发送端光场  $E_{\text{Tx}}(t)$  和色散。 $\sqrt{P_{\text{Tx}}(t)}$  和  $e^{j\phi_{\text{Tx}}(t)}$  决定了光谱宽度和形状， $L$  和  $\beta_2$  决定色散的大小。对  $P_{\text{Tx}}(t)$  的调制会产生对  $\phi_{\text{Tx}}(t)$  不受控制的调制，这种被称为“频率啁啾”的现象将在后面详述，频率啁啾会对接收光场  $E_{\text{Rx}}(t)$  产生严重影响，从而影响接收功率。

如果忽略相位变化并假设  $\phi_{\text{Tx}}(t)$  是一个常数，则可以推导出检测光电流  $I_{\text{Rx}}(t)$  是一个关于驱动电流  $I_{\text{Tx}}(t)$  的函数， $P_{\text{Tx}}(t)$  可以表示为  $P_0 + \eta I_{\text{Tx}}(t)$ ，其中  $I_{\text{Tx}}(t)$  是实的且均值为零， $P_0$  足够大使得  $P_{\text{Tx}}(t) > 0$ ，根据  $E_{\text{Tx}}(t) = \sqrt{P_{\text{Tx}}(t)}$  和  $I_{\text{Rx}}(t) = RP_{\text{Rx}}(t)$ ，可以将  $E_{\text{Tx}}(t)$  表示为：

$$E_{\text{Tx}}(t) = \sqrt{P_0} \sqrt{1 + \eta I_{\text{Tx}}(t)/P_0} = \sqrt{P_0} \sqrt{1 + x(t)} \quad (3)$$

表 1 前四代光纤通信系统发展历程

| 发展阶段         | 第一代                | 第二代                 | 第三代                | 第四代                    |
|--------------|--------------------|---------------------|--------------------|------------------------|
| 光纤类型         | 多模光纤               | 单模光纤                | 单模光纤               | 单模光纤/色散位移光纤            |
| 工作波长/nm      | 约 850              | 约 1 310             | 约 1 550            | 1 530~1 565            |
| 激光器类型        | 多纵模                | 多纵模                 | 单纵模                | 单纵模                    |
| 光学色散管理       | 无                  | 无                   | 有                  | 有                      |
| WDM&EDFA     | 无                  | 无                   | 无                  | 有                      |
| 商用系统比特率和传输距离 | 45 Mbit/s<br>10 km | 1.7 Gbit/s<br>50 km | 10 Gbit/s<br>80 km | 超过 40 Gbit/s/λ<br>数千公里 |

其中,  $x(t) = \eta I_{\text{Tx}}(t)/P_0$ , 对任意  $t$  有  $|x(t)| < 1$ , 通过泰勒级数展开, 可以将  $\sqrt{1+x(t)}$  表示为  $1 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n x(t)^n$ ,  $a_n$  是关于  $\sqrt{1+x(t)}$  的单调递减的泰勒级数系数。此时, 接收光场可以表示为:

$$E_{\text{Rx}}(t) = \sqrt{P_0} \left( 1 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n x(t)^n \right) \otimes h_{\text{R}}(t) + j\sqrt{P_0} \left( 1 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n x(t)^n \right) \otimes h_{\text{I}}(t) \quad (4)$$

其中,  $h_{\text{R}}(t) + jh_{\text{I}}(t) = h_{\text{CD}}(t)$  是色散的时域表达式的实部和虚部, 容易证明得到  $1 \otimes h_{\text{R}}(t) = 1$  和  $1 \otimes h_{\text{I}}(t) = 0$ , 因此, 接收功率表达式可以写为:

$$P_{\text{Rx}}(t) = \sqrt{P_0} \left[ \left( 1 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n x(t)^n \otimes h_{\text{R}}(t) \right)^2 + \left( \sum_{n=1}^{\infty} a_n x(t)^n \otimes h_{\text{I}}(t) \right)^2 \right] \quad (5)$$

因此, 可以得到  $I_{\text{Rx}}(t)$  与  $I_{\text{Tx}}(t)$  的函数关系为:

$$\begin{aligned} I_{\text{Rx}}(t) = & RP_0 + R\eta I_{\text{Tx}}(t) \otimes h_{\text{R}}(t) + \\ & 2RP_0 \sum_{n=2}^{\infty} a_n \left( \frac{\eta I_{\text{Tx}}(t)}{P_0} \right)^n \otimes h_{\text{R}}(t) + \\ & RP_0 \left[ \left( \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left( \frac{\eta I_{\text{Tx}}(t)}{P_0} \right)^n \otimes h_{\text{R}}(t) \right)^2 + \right. \\ & \left. \left( \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left( \frac{\eta I_{\text{Tx}}(t)}{P_0} \right)^n \otimes h_{\text{I}}(t) \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (6)$$

其中, 除了第一项, 其余项都引入了符号间串扰 (ISI) 对  $I_{\text{Rx}}(t)$  的影响。第一项是直流偏置, 是常数项; 第二项是发端施加的功率调制电流  $I_{\text{Tx}}(t)$  与  $h_{\text{R}}(t)$  的卷积, 这导致一种称为“功率衰落效应”的现象: 在频域,  $I_{\text{Tx}}(t)$  的傅里叶变换乘以  $\cos(\frac{1}{2}\beta_2\omega^2L)$ , 这会导致功率谱密度曲线的“衰落”, 即在  $\omega = \omega_0$  处会出现零值, 其中  $\omega_0 = \pm\sqrt{\pi(1+2m)/\beta_2L}$ ,  $\forall m = 0, 1, 2, 3, \dots$ 。第二项增加的 ISI 强度取决于  $I_{\text{Tx}}(t)$  的光谱范围和  $\beta_2L$  决定的传播长度。IM-DD 系统中的这种不可避免的

功率衰落效应与平均功率  $P_0$  无关。对于传统的 IM-DD 收发器, 接收端的  $I_{\text{Tx}}(t)$  的频谱应尽量保持小的衰落且无零值。式 (6) 中的第三项是所施加电流的功率级数的功率衰落, 第四项称为信号—信号拍频串扰 (SSBI)。此外, 第三项和第四项会产生对  $I_{\text{Tx}}(t)$  二阶或更高阶的干扰。

## 2.2 激光器相位噪声

对于强度调制直接检测系统, 当激光器相位噪声足够大而不能被忽略时, 也会对接收功率产生影响。激光器相位噪声是一个维纳过程, 即零均值和非零方差  $\sigma^2 = 2\pi\Delta\nu$  的高斯白噪声过程的积分结果, 其中  $\Delta\nu$  表示激光器线宽 (单位为 Hz)。因此激光器的瞬时频率是均值为  $f_0$ 、方差为  $\sigma^2$  的高斯变量。假设  $\phi_{\text{Tx}}(t)$  是维纳过程, 则根据维纳-辛钦定理可以证明  $e^{j\phi_{\text{Tx}}(t)}$  服从洛伦兹分布且半高全宽 (FWHM) 等于  $\Delta\nu$ 。

在色散介质中, 色散将频率调制 (FM) 转换为强度调制<sup>[2]</sup>。如果忽略发射器的任何强度变化并对光场  $E_{\text{Tx}}(t) = \sqrt{P_{\text{Tx}}(t)}e^{j\phi_{\text{Tx}}(t)}$  施加色散,  $\phi_{\text{Tx}}(t)$  是维纳过程, 此时接收功率  $P_{\text{Rx}}(t)$  服从均值为  $P_0$ 、方差与  $\sigma^2$  成正比的高斯分布。因此, 激光器线宽  $\Delta\nu$  越宽, 传播后产生的强度噪声越大, 使得强度调制信号的误码率越差。光纤传输系统中激光器的光谱相干性的一个好处是, 在存在色散的情况下降低来自 FM-IM 转换的强度噪声。

## 2.3 相对强度噪声

相对强度噪声 (RIN) 是一个与信噪比相关的激光器重要参数<sup>[3]</sup>。RIN 的主要来源是激光器谐振腔中的自发辐射。高于阈值的激光器主要是受激辐射, 但也有少量自发辐射。由于自发辐射光子具有随机的波长、偏振、方向和相位, 它们可以与受激辐射光子的波长和方向一致, 并产生激光器输出强度和输出频率的变化, 输出频率的变化将会导致第 2.2 节描述的激光器相位噪声。

线性形式的 RIN 假设强度噪声是白噪声, 即



对于所有频率都是恒定值。如果将 CW 激光器的光功率建模为  $P(t) = P_0 + \delta P(t)$ ，其中， $\delta P(t)$  是强度噪声，则 RIN 可以表示为  $\langle \delta P(t)^2 \rangle / P_0^2$ ，即强度噪声的方差与平方光功率平方的比值。由于 RIN 的线性定义假设为白噪声，因此更容易比较不同带宽的接收机的激光器强度波动。由于该比值是无单位的，因此 RIN 通常以 dB/Hz 表示，一般取值范围为 -150~-135 dB/Hz。RIN 对于 IM-DD 系统至关重要，因为对于给定符号率的信号，它决定了接收端可达到的最大信噪比。

实际上，激光器的相对强度噪声不是白噪声。RIN 的频谱是频率相关的，在低频时呈现低值并逐渐增加，直到在激光器的谐振频率附近达到最大值。当频率大于谐振频率后，RIN 开始下降<sup>[3]</sup>。RIN 的频谱取决于激光器的偏置电流。增加偏置电流会使谐振频率转移到更高的频率并抑制响应，使得最大 RIN 值随着偏置电流的增加而减小。

## 2.4 四波混频

为了减小色散，容易想到的解决方案是减小  $\beta_2$  的值，在理论上可以增加传输距离，并因此增加比特带宽乘积。可以让 IM-DD 系统工作在另一个载波频率来减小  $\beta_2(f)|_{f=f_0}$ ，在单模光纤中，在频率  $f_0 = 229$  THz 附近， $\beta_2$  的值趋近于 0。然而，将  $\beta_2$  减小为  $x\beta_2$  ( $x < 1$ ) 并不能直接转换为将  $L$  增加为  $x^{-1}L$ 。因为当工作点趋近  $\beta_2 = 0$  时有两点不足：第一个是在该区域中有较高的光纤损耗，从接收机灵敏度的角度来看，这会导致传输距离变小。目前较新型的光纤在 1 550 nm 处的衰减系数不高于 0.18 dB/km，在 1 310 nm 处的衰减系数不高于 0.32 dB/km。假设在两个波长处具有相同的发射功率，则衰减系数的增加将会导致 42.9% 的传输距离减少。第二个不足是，在零色散波长附近的光谱区域中，复用多个载波的能力非常有限。单模光纤由于克尔效应会表现出非线性响应，它们会随信号功率的增加而增加。其中之一就是四

波混频 (FWM)，它需要相互作用频率之间的相位匹配，这可以通过让所有光信号都工作在零色散波长附近来满足。当在频率栅格上进行多路复用，FWM 产生无用的新信号，如果其频率与某个信道的频率一致，会严重降低该信道的系统性能。如果  $N$  个信道在一个  $\beta_2 \approx 0$  附近进行波分复用，由于 FWM 效应将会产生  $N_{\text{ghost}} = N^2(N-1)/2$  个新的信号，其中  $N(N-1)$  个来自简并 FWM， $N(N-1)(N-2)/2$  来自非简并 FWM。比如，当复用  $N=16$  个信道时，将会产生  $N_{\text{ghost}}=1920$  个新的无用信号<sup>[4]</sup>。当系统工作在 C 波段时， $\beta_2$  远离零值，此时可以避免相位匹配条件从而避免 FWM，因此可以在单个光纤中复用多个信号，从而增加比特距离乘积。

## 3 一维至四维的自相干直接检测方案介绍

基于 IM-DD 的第三代和第四代光纤通信系统如今已经大规模商用，并且展示出了很好的性能，比如低成本、低功耗、低时延、可插拔和体积小。基于“相干光检测+数字信号处理 (DSP)”的第五代光纤传输系统在长距离上得到大规模应用，但成本比较高。要进一步满足数据中心和 5G 等对中短距离、低成本、高速大容量传输的需要，一种备选方案是回归到使用直接检测而非相干的解决方案。

然而，对于直接检测系统，当信号的符号率增加时，即使对于仅仅几十千米的传输距离，也会出现信道非线性响应的问题。为了解决这个问题，DSP 是一种容易想到的解决方案。过去十年为相干检测通信系统提供了丰富的数字处理技术，并清楚地展示了其强大的功能和灵活性。为了解决直接检测带来的问题，学术界和业界提出了一些方案，比如使用新的调制格式、收发机结构和 DSP 方案，所有这些都采用了自相干直接检测。与相干检测相比，回归到直接检测是希望节省成本、尺寸、功耗和时延，而采用 DSP 可以提

供速度和灵活性所需的增益。

目前提出新型调制格式、收发机结构和 DSP 方案的目的是抵抗直接检测系统中的色散。传统的 IM-DD 系统的主要不足是色散存在时的功率衰落效应,或色散不存在时的四波混频现象。由于工作于 O 波段,无法复用多个信道并且光纤损耗更高,因此找到能够工作于 C 波段的解决方案会更好。对于此类系统, DSP 可以帮助减轻功率衰落和信号—信号拍频串扰 (SSBI) 的影响。

以下将根据信号调制和恢复的自由度,从一维至四维对一些基于自相干直接检测系统的收发机结构和 DSP 方案进行介绍,用于在不足 100 km 的短距传输中增加速率。在自相干直接检测系统中,整个收发机中仅使用一个激光源,在接收端光信号与自身拍频。经过单 PD 检测后恢复的信号是  $E_{\text{Rx}}^*(t)E_{\text{Rx}}(t)$ , 因此这是最简单的自相干检测形式。

### 3.1 一维自相干光纤通信系统

前四代光纤通信系统都是基于自相干直接检测的一维调制。图 1 (a) 描述了这种系统。对于 CW 激光频率,调制后的光谱是双边带 (DSB)。它具有恰好在中间的强连续光载波,并且与信号“同相”锁定。在前四代光纤通信系统中,驱动信号采用二进制开关信号。在此基础上,调制和检测的信号也可以是由 DAC 生成并由 ADC 数字化的多电平信号,以提高系统的吞吐量。近年来,随着 DSP 技术的发展,出现了一大批新型的一维调制方案,以提高系统性能或者频谱效率。其中,比较热门的技术包括:多级脉冲幅度调制(PAM)、离散多音频调制信号 (DMT) [5]、无载波幅度相位调制 (multi-CAP) [6] 和奈奎斯特子载波调制 (SCM) [7] 等。

由式 (6) 可以看出,除了功率衰落项(第二项)与  $P_0$  无关外,其余项均与  $P_0^{-n}$  成正比。因此,一种改善一维自相干系统性能的方法是增加中间

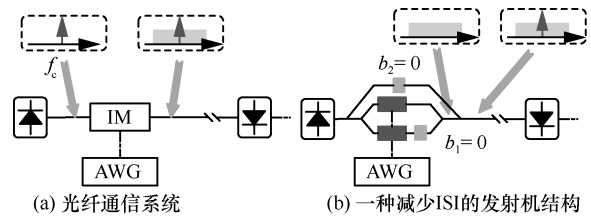


图 1 一维自相干光纤通信系统

载波的功率  $P_0$ , 从而减小式 (6) 中第三项和第四项的幅度。另一种最小化 ISI 的方法是调制光场而不是功率。这种调制方式使得发射端光场  $E_{\text{Tx}}(t)$  不再由  $\sqrt{P_0}\sqrt{1+x(t)}$  表示而是简单地由  $\sqrt{P_0+x(t)}$  表示, 从而实现线性化调制。通过使用偏置在零点的 Mach-Zehnder 调制器 (MZM) 替代直接调制激光器 (DML), 可以容易地进行场的线性调制。图 1(b) 展示了一种减少 ISI 的发射机结构。为了增加  $P_0$  的相对功率, 可以在可调谐功率分配比激光器之后使用 Y 型分束器。零偏置 MZM 的输出与来自激光器的强载波同相组合。基于这种调制器, 接收光电流  $I_{\text{Rx}}(t)$  变成:

$$I_{\text{Rx}}(t) = P_0 + 2\sqrt{P_0}x(t) \otimes h_{\text{R}}(t) + [(x(t) \otimes h_{\text{R}}(t))^2 + (x(t) \otimes h_{\text{I}}(t))^2] \quad (7)$$

当  $P_0$  足够大时, 式 (7) 右边只剩下前两项, 因此, 只需要考虑功率衰落。由于功率衰落的零点不能在接收端线性均衡, 可以通过 DSP 来减轻衰落效应。一种方法是在发射端使用信道预编码, 例如 Tomlinson-Harashima 预编码 (THP), 预补偿信道响应 [8]。

从式 (7) 可以看出, 在色散介质中工作的 IM-DD 光纤通信系统中, 接收光电流  $I_{\text{Rx}}(t)$  与功率调制驱动电流  $I_{\text{Tx}}(t)$  的相关函数会表现出很强的记忆性和非线性。而大多数用于改善性能的 IM-DD 系统模型通常过度简化传递函数, 因此无法捕获实际的 IM-DD 系统的所有非线性和记忆性。对于这些系统, 一种可能的解决方法是将整个 IM-DD 系统数字化, 以允许生成和检测任意波形, 并让机器学习迭代算法找到如何最有效地将



点从 A 点发送到 B 点。将神经网络之间的非线性信道封装起来，让网络发现如何最好地恢复输出端的输入比特，这种方法类似于自动编码器，也称为自动关联器<sup>[9]</sup>。这种应用于 IM-DD 系统的方法在参考文献[10]中进行了研究，并在参考文献[11]中进行了实验验证。该方法的优点是不需要信道模型，并且误码率性能通常会大大提升。然而，缺点是通过神经网络处理数据的计算复杂度很高，需要很大的样本进行训练以及现场部署的收发机的自适应训练也很困难。通常，在发射端和接收端“数字化”一维光纤通信系统可以显著提高性能并增加传输速率。

### 3.2 二维自相干光纤通信系统

从一个自由度升级到两个自由度，将会出现更多的适用于自相干直接检测的调制方案。例如，可以在一个偏振方向上调制复数信号，或者在两个正交偏振方向上都调制一维信号。近年来发表的许多文章都基于前一种方法，即调制单个偏振方向的实部和虚部。在信号光谱的一侧加上一个强载波，并用单个 PD 检测信号，这种调制方案称为单边带（SSB）。

值得注意的是，术语“单边带”在光纤领域中被广泛使用。严格地说，SSB 是基带信号的特性，不管信号是否为零均值，其仅具有单边的频谱内容，即只有正频率部分或负频率部分。在光纤领域，SSB 指的是进入光电检测器前的信号光谱结构：如果光信号在信号光谱的一侧有很强 CW 载波，则光信号表示为 SSB。

为了分析直接检测系统中 SSB 信号的色散影响，首先需要介绍清楚 Hilbert 变换的定义，信号  $x(t)$  的 Hilbert 变换为  $x_H(t) = H\{x(t)\}$ ， $x_H(t)$  的频域表示是  $-j\text{sign}(\omega)X(\omega)$ 。需要说明的是，当  $x(t)$  是实值时，那么  $x_H(t)$  也是实值。假设要传输一个零均值的实值信号  $s(t)$ ，那么它的频域形式  $S(\omega)$  是一个双边带且  $S^*(-\omega) = S(\omega)$ 。因此任意一个边带都包含所有有效信息，如果用  $C(\omega)$  表示右边

带，则  $C(\omega) = S(\omega)U(\omega)$ ， $U(\omega)$  是单位阶跃函数。用  $c(t)$  表示  $C(\omega)$  的傅里叶逆变换，它在时域上可以通过式（8）得到：

$$c(t) = \frac{1}{2}(s(t) + jH\{s(t)\}) \quad (8)$$

此时在信号  $c(t)$  频谱旁边加上一个载波，则它的光场可以表示为  $E(t) = b + a \cdot c(t)$ ，假设  $a$  和  $b$  是复数标量且满足  $|a|^2 + |b|^2 = 1$ 。当  $E(t)$  受到式（1）所述的色散影响时，接收信号功率可以表示为  $P_{\text{rx}}(t) = |a \cdot c(t) \otimes h_{\text{CD}}(t) + b|^2$ ，为了简单起见，假设激光器没有线宽且 RIN 为 0，则接收信号功率可以由 3 项之和表示：

$$P_{\text{rx}}(t) = |b|^2 + |a||b|(c(t) \otimes h_{\text{CD}}(t)e^{j\gamma} + c^*(t) \otimes h_{\text{CD}}^*(t)e^{-j\gamma}) + |a|^2 |c(t) \otimes h_{\text{CD}}(t)|^2 \quad (9)$$

其中， $\gamma = \phi_a - \phi_b$ ，式（9）右边的第一项是直流项，一般被低噪声放大器隔离；第二项中包含有用信息  $c(t)$ ，是需要接收的信号；第三项是信号的平方项，是需要消除的 SSBI。

Kramers-Kronig（KK）关系接收机是一种常用的避免 SSBI 的方法，该方案最早由意大利 L'Aquila 大学的 Antonio Mecozz 研究组<sup>[12]</sup>提出。通过以下计算式能够更好地理解 KK 接收关系。

信号  $E(t)$  可以写成  $E(t) = E_R(t) + jE_I(t)$  或  $E(t) = |E(t)|e^{j\angle E(t)}$  的形式，对于第二种形式，可以通过对  $E(t)$  取对数来分离幅度和相位， $\ln(E(t)) = \ln(|E(t)|) + j\angle E(t)$ 。若信号的实部和虚部成 Hilbert 变换对时，则称该信号是解析的。解析信号包含单边带信号。若  $\ln(E(t))$  是解析的，则  $\ln(|E(t)|)$  和  $\angle E(t)$  具有以下关系：

$$\begin{aligned} \angle E(t) &= H\{\ln(|E(t)|)\} \\ \ln(|E(t)|) &= -H\{\angle E(t)\} \end{aligned} \quad (10)$$

通过 PD 检测得到的输出是  $|E(t)|^2$ 。因此若  $\ln(E(t))$  是解析的，则相位  $\angle E(t)$  可以通过式（11）得到：

$$\angle E(t) = H \left\{ \frac{1}{2} \ln(|E(t)|^2) \right\} \quad (11)$$

需要注意的是,若 $E(t)$ 是零均值的解析信号,则 $\ln(E(t))$ 就是非解析的,因为当 $|E(t)|$ 取0时, $\ln(E(t))$ 将会映射到 $-\infty$ ,此时无法通过 $\ln(|E(t)|)$ 来恢复相位。可以通过给 $E(t)$ 加一个载波 $E_0$ 使 $\ln(E'(t))$ 成为解析信号, $E'(t) = E_0 + E(t)$ 。只要 $|E_0|$ 足够大,则不管 $E_0 = |E_0|e^{j\angle E_0}$ 的相位是什么, $\ln(E'(t))$ 都是单边带信号。这个条件称为最小相位条件,即 $E(t)$ 的峰值功率需要小于载波功率 $|E_0|^2$ 。这个要求给了 $E'(t)$ 的载波信号功率比(CSPR)一个下界。如果满足最小相位条件 $|E(t)|/|E_0| < 1$ ,则可以通过PD检测的 $|E'(t)|^2$ 来重构光场 $E'(t)$ 。

$$E'(t) = \sqrt{|E'(t)|^2} e^{jH\left\{\frac{1}{2}\ln(|E'(t)|^2)\right\}} \quad (12)$$

重构 $E'(t)$ 后,可以减去 $E_0$ 来恢复有用信号 $E(t) = c(t) \otimes h(t)$ 的估计 $\hat{E}(t)$ 。通过 $\hat{E}(t) \otimes h_{-1}(t)$ 就可以补偿光纤中的色散,得到发送信号的估计 $\hat{c}(t)$ 。

因此,单边带调制直接检测系统的优点是能够用最简单的接收机结构来恢复两个自由度的信号,并在接收端补偿色散。然而这同时也带来了系统成本高的问题:接收机中所有器件带宽都必须大于信号的光谱带宽。

除了使用单PD的单边带调制直接检测之外,

还可以在2个偏振自由度上调制信号来完成自相干检测,并提高频谱效率。其中的一种收发机结构如图2(a)所示,激光器发出的光信号经过光分束器分成上下两路,上路信号通过IQ调制器完成QAM调制,下路信号保持原样,并在正交偏振上与上路经过IQ调制器后的输出重新组合,此时信号光场可以表示为 $E_{Tx}(t) = \text{QAM}(t)\hat{x} + CW\hat{y}$ 。相应的接收机有两种结构:第一种是澳大利亚墨尔本大学William Shieh研究组<sup>[13]</sup>提出的Stokes矢量接收机(SVR)结构,如图2(a)右上所示,不同于二维Jones矢量(Jones矢量是复矢量),三维Stokes矢量(可等效为四维的修正Mueller矢量)是光信号的实数表示。偏振复用信号 $E_{Tx}(t) = E_x(t)\hat{x} + E_y(t)\hat{y} = \sqrt{I_x(t)}e^{j\phi_x(t)}\hat{x} + \sqrt{I_y(t)}e^{j\phi_y(t)}\hat{y}$ 经过SVR后得到的Stokes矢量是:

$$V = \begin{bmatrix} E_x(t)E_x^*(t) \\ E_y(t)E_y^*(t) \\ 2\text{Re}\{E_x(t)E_y^*(t)\} \\ 2\text{Im}\{E_x(t)E_y^*(t)\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_x(t) \\ I_y(t) \\ \cos(\phi(t))\sqrt{I_x(t)I_y(t)} \\ \sin(\phi(t))\sqrt{I_x(t)I_y(t)} \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中, $\phi(t) = \phi_x(t) - \phi_y(t)$ 。矢量 $V$ 的4个分量只包含3个正交的自由度: $x$ 方向的功率 $I_x(t)$ 、 $y$ 方向的功率 $I_y(t)$ 以及 $E_x(t)$ 和 $E_y(t)$ 之间的相位差 $\phi(t)$ 。

SVR是光无源器件且需要DSP来恢复信

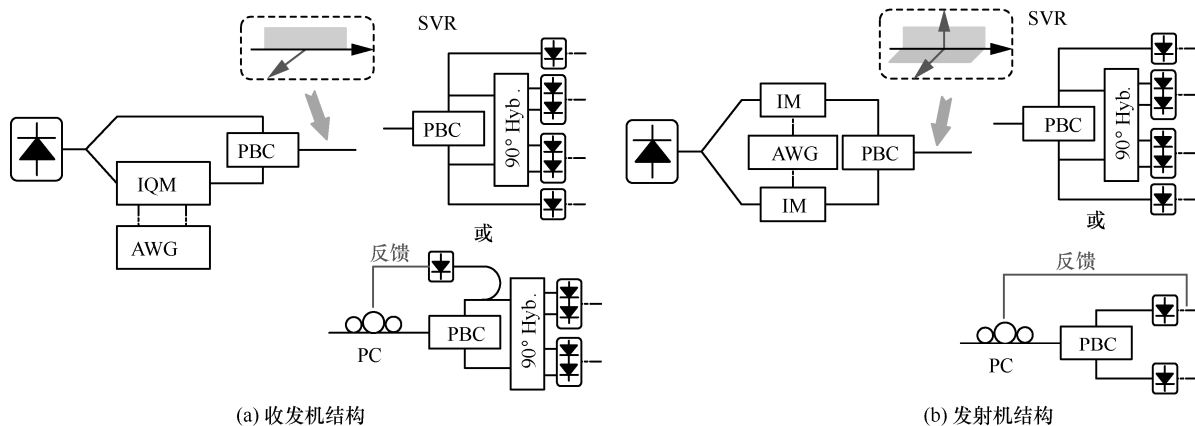


图2 二维自相干光纤通信系统



号。它能够在数字上完成解偏振旋转,之后让 Stokes 矢量的第 3、4 个分量  $V_3(t) + jV_4(t)$  经过一个  $2 \times 2$  MIMO 完成色散补偿。这种结构的缺点是当只调制 2 个自由度时需要 4 个 ADC 来解偏振旋转。

另一种接收机结构是由加拿大麦吉尔大学 David Plant 研究组<sup>[14]</sup>提出的,如图 2(a)右下所示,接收机收到的光信号先通过偏振控制器,然后经过偏振分束器分(PBS)成两路信号,其中一路光分出小部分功率的光用于 PD 检测,该 PD 的输出用于反馈回路以控制偏振控制器,目的是最小化光电流的均方根(RMS)。这么做后,接收机能够确保没有  $E_{Tx}(t) = QAM(t) \otimes h_{CD}(t)$  信号进入该分路,因此这一分路只有正交 CW 信号。上下两路信号经过  $90^\circ$  光混频器后再通过两组平衡 PD 和两个 ADC,类似于单偏振的零差检测相干接收机,与 SVR 相比,这种接收机结构更简单,且只需要 2 个高速 ADC。

除了前一种将 QAM 信号与 CW 信号偏振复用再通过 SVR 来恢复 QAM 信号的形式,还有一种收发机结构是偏振复用两路强度调制信号,再通过 SVR 来恢复它们,这种形式的发射机如图 2(b)所示。根据式(16)描述的 Stokes 矢量形式,发射端通过调制第 1、2 个分量  $V_1(t)$  和  $V_2(t)$  产生信号  $E_{Tx}(t) = \sqrt{I_x(t)}\hat{x} + \sqrt{I_y(t)}\hat{y}$ 。与单偏振强度调制直接检测系统相似,这种偏振复用的强度调制直接检测系统同样会受到色散引起的功率衰落效应的影响。

### 3.3 三维自相干光纤通信系统

为了进一步提高频谱效率从而增加自相干直接检测系统的速率,可以调制第 3 个自由度。加拿大麦吉尔大学 David Plant 研究组<sup>[15-16]</sup>提出了 3 种三维调制自相干直接检测系统的发射机结构。根据图 2(b)所示的偏振复用强度调制收发机结构,发射端可以引入偏振间相位差  $\phi$  作为新的调制维度,这可以通过在两路分支中的其中一路上加一个相位调制器(PM)实现,如图 3(a)所示。根据式(13), $\phi$  能够通过分量  $V_3$  和  $V_4$  恢复,因此信号  $\phi(t)$  也可以作为一个调制信号。如果  $\phi(t)$  足够小,满足  $\sin(\phi(t)) \approx \phi(t)$ ,则只需要通过 DSP 恢复  $V_1$ 、 $V_2$  和  $V_4$  即可恢复所有信息。第二种结构如图 3(b)所示,它就是将图 2(a)的发射机结构中下路的 CW 信号换成强度调制信号。此时发射信号为  $E_{Tx}(t) = QAM(t)\hat{x} + \sqrt{I_y(t)}\hat{y}$ ,只需要通过 DSP 恢复  $V_2$ 、 $V_3$  和  $V_4$  即可恢复所有信息。尽管上路 QAM 信号能够通过色散预补偿来抵抗色散,但下路信号是强度调制信号,不能恢复相位信息,因此传输距离仍旧受限。图 3(c)所示的第三种结构可以解决这个问题,该发射机由两个  $2m$  元信号驱动的 IQ 调制器来实现  $m$  级强度调制,所述的两个  $2m$  元信号是不等间隔的且是色散预补偿的。该发射机与偏振复用的相干发射机复杂度相同,但只调制了 3 个独立的自由度。

### 3.4 四维自相干光纤通信系统

随着频谱效率和速率的需求不断增长,麦吉尔大学 David Plant 研究组<sup>[17]</sup>还提出了在单根单模

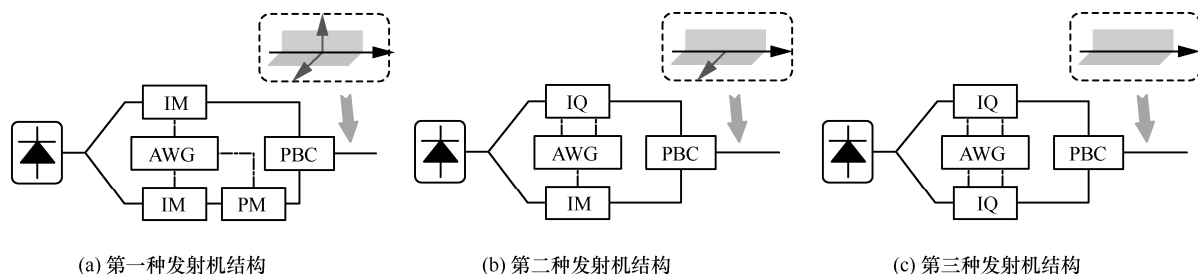


图 3 三维自相干光纤通信系统

光纤中调制 4 个自由度自相干直接检测收发机结构。调制的 4 个维度分别是：两个偏振态的强度信息、偏振间的相位差信息以及偏振间的差分相位信息。原理如图 4 所示。对于 QPSK 调制，若已知偏振间的相位差信息， $\phi_x(t)$  和  $\phi_y(t)$  的取值就被限制成这 4 种情况，再根据偏振间的差分相位信息就能确定  $x$  和  $y$  的相位信息。这种方式要求星座点的相位在复平面上是均匀分布的，因此一般适用于 PSK 调制格式，不能用于 QAM 调制格式。图 5 左侧是发射机结构，上下两路 IQ 调制器一起用来产生双环 8PSK 信号。图 5 右侧是两种接收机结构，它需要两组  $90^\circ$  光混频器和 6 个 ADC，第一个  $90^\circ$  光混频器得到传统 Stokes 接收机的 4 个输出， $y$  偏振方向信号做延时再和  $x$  偏振方向信号送入另一个  $90^\circ$  光混频器，得到偏振间差分相位信息。这种接收机结构比相干接收机更复杂，成本更高。

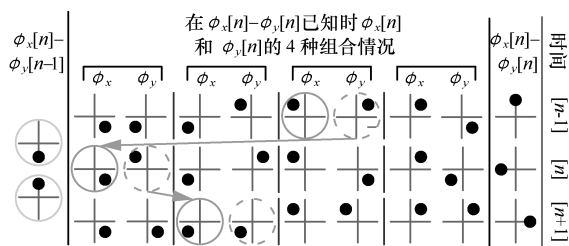


图 4 偏振间差分相位调制（四维调制）原理

#### 4 低成本相干的要求和发展方向

可以看到，目前学术界和工业界的主要努力方

向是证明基于自相干直接检测的光纤通信系统能够满足高速和低成本要求。直接检测通常被视为一种实现低成本需求的方案。但是，考虑到一些已提出的直接检测方案的复杂度、带宽需求和数字处理能力，无论是使用单个 PD 还是多个 PD 的接收机，都不能确定直接检测是一种用来实现低成本、低功耗、占用空间小的收发机的正确方法。

从商业角度来看，利用图 1 所示的一维光纤通信系统的 DSP 处理能力可能是有意义的。将 DSP 应用于一维系统中可以极大地提高吞吐量并有助于抵抗色散的影响，从而能够传输更远的距离，并成为目前新市场的一种解决方案。然而对于光纤通信系统，采用直接检测方案还需要调制和恢复更多维度的信息，目前还不确定数字直接检测传输系统和数字相干传输系统哪一种才是正确的解决方案。调制更多的自由度意味着需要解决偏振复用引起的偏振旋转问题，通过 DSP 中非线性处理，即仅根据幅度信息来推导相位信息，这随之需要 PD、跨阻放大器和两倍带宽甚至更高采样率的 ADC。对于是使用一倍数量的两倍信号带宽器件还是使用两倍数量的一倍信号带宽器件，需要综合考虑成本、功耗和占用空间。

虽然目前有大量关于直接检测收发机的研究，但仍旧有人在尝试将相干传输用在短距链路中，2016 年 12 月，光互联论坛 (OIF) 发布了 400G-ZR 实施协议 (IA) (也称为 OIF 400ZR)，用于标准化一个简单低成本的 400 Gbit/s 相干收发机，它适用

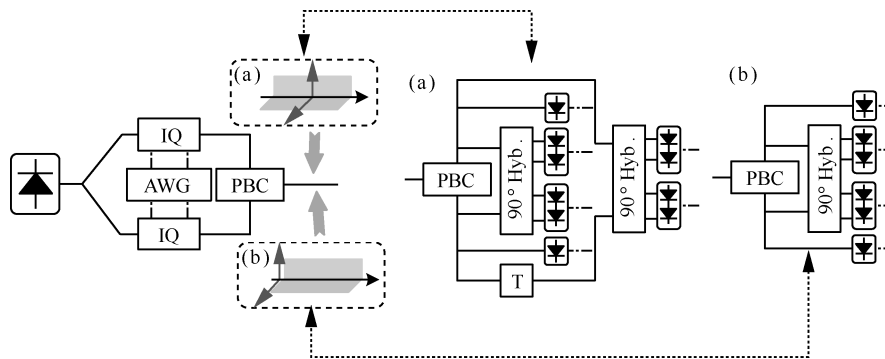


图 5 四维自相干光纤通信系统



于 120 km 以上的传输场景, 支持高阶调制格式, 如双偏振 16QAM 调制, 支持高级的 DSP 处理以及前向纠错 (FEC) 算法, 基于 7 nm CMOS, 总功耗低于 15 W<sup>[18]</sup>。400G-ZR 的目标在于为相干接口带来交互性, 并满足不断增长的市场的大容量城域网应用需求, 另外, 400G-ZR 预计将提出用于短距的场景, 如 10 km 或 20 km, 这也将会有一个不错的市场, 如移动前端。最近有方案提出, 嵌入光子集成平台的相干技术对于 400 Gbit/s 场景来说可能传输长达 2 km<sup>[19]</sup>。为了适应这种小型可插拔设备, 400G-ZR 将嵌入一个相干光学子组件 (COSA), 它将可集成可调谐激光器组件 (ITLA)、相干驱动调制器 (CDM) 和集成相干接收机 (ICR) 集成到一起<sup>[20]</sup>。OIF 还发布了 COSAs 实施协议, 称为集成相干发射机-接收机光学组件 (IC-TROSA)<sup>[21]</sup>。

## 5 结束语

随着带宽需求的不断增长, 各类场景下的光纤通信系统都面临着升级的技术路线选择。目前, 在 2 km 以下, 强度直接调制直接检测方案仍然具有明显的成本和性能优势, 而在 100 km 以上, 相干检测占据着主导地位。除此之外, 在 2~100 km 之间的中短距传输还存在着方案的竞争。从第 3 节的介绍可以看到, 多维度调制的自相干直接检测系统虽然能接近相干系统的频谱效率, 但是需要的接收机结构已经超出了相干接收机的复杂度和成本。未来当相干检测系统成本进一步下降, 且面向 1.6 Tbit/s 以上的标准升级时, 相干可能将成为覆盖所有距离应用场景的主流技术。

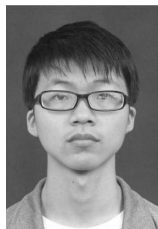
## 参考文献:

- [1] MEARS R, REEKIE L, JAUNCEY I, et al. Low-noise erbiumdoped fiber amplifier operating at 1.54  $\mu\text{m}$ [J]. *Electronics Letters*, 1987, 23(19): 1026-1028.
- [2] WANG J, PETERMANN K. Small signal analysis for dispersive optical fiber communication systems[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 1992, 10(1): 96-100.
- [3] MILLER C. Intensity modulation and noise characterization of high-speed semiconductor lasers[J]. *IEEE LTS*, 1991, 2(2): 44-50.
- [4] LEFRERRIERE J, LIETAERT G, TAWS R, et al. Reference guide to fiber optic testing[Z]. 2007.
- [5] LEE S C J, BREYER F, RANDEL S, et al. Discrete multitone modulation for high-speed data transmission over multimode fibers using 850 nm VCSEL[Z]. 2009.
- [6] OLMEDO M I, TIANJIAN Z, JENSEN J B, et al. Towards 400GBASE 4-lane solution using direct detection of multiCAP signal in 14 GHz bandwidth per lane[Z]. 2013.
- [7] KARAR A S, CARTLEDGE J C. Generation and detection of a 56 Gbit/s signal using a DML and half-cycle 16QAM Nyquist-SCM[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(8): 757-760.
- [8] RATH R, CLAUSEN D, OHLENDORF S, et al. Tomlinson-Harashima precoding for dispersion uncompensated PAM-4 transmission with direct-detection[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(18): 3909-3917.
- [9] KRAMER M A. Autoassociative neural networks[J]. *Computers & Chemical Engineering*, 1992, 16(4): 313-328.
- [10] KARANOV B, CHAGNON M, THOUIN F, et al. End-to-end deep learning of optical fiber communications[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(20): 4843-4855.
- [11] CHAGNON M, KARANOV B, SCHMALEN L. Experimental demonstration of a dispersion tolerant end-to-end deep learning-based IM-DD transmission system[Z]. 2018.
- [12] MECOZZI A, ANTONELLI C, SHTAIF M. Kramers-Kronig coherent receiver[J]. *Optica*, 2016, 3(11): 1220-1227.
- [13] CHE D, LI A, SHIEH W, et al. Stokes vector direct detection for short-reach optical communication[J]. *Optics Letters*, 2014, 39(11): 3110-3113.
- [14] MORSY-OSMAN M, CHAGNON M, PLANT D V, et al. 224 Gbit/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.
- [15] CHAGNON M, MORSY-OSMAN M, PLANT D V, et al. Half-terabit single carrier direct-detect transceiver, formats, and DSP: analysis and demonstration[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 36(2): 447-459.
- [16] HOANG T, SOWAILEM M, PLANT D V, et al. Enabling high-capacity long-reach direct detection transmission with QAM-PAM stokes vector modulation[J]. *Journal of Lightwave*

Technology, 2017, 36(2): 460-467.

- [17] MORSY-OSMAN M, CHAGNON M, PLANT D V. Four-dimensional modulation and stokes direct detection of polarization division multiplexed intensities, inter polarization phase and inter polarization differential phase[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(7): 1585-1592.
- [18] WILKINSON L. The OIF's 400-ZR coherent interface starts to take shape[Z]. 2017.
- [19] OFC. 2018 post-show report: a market overview[R]. 2018.
- [20] SAIDA T. Emerging integrated devices for coherent transmission-digitally assisted analog optics[Z]. 2017.
- [21] WILKINSON L. OIF launches optical projects to enable next generation modules[Z]. 2016.

#### [作者简介]



张磊（1995-），男，北京大学博士生，主要研究方向为高速光传输、短距光传输和非线性补偿。



朱逸箫（1991-），男，北京大学博士生，主要研究方向为高速光传输、短距光传输和非线性补偿。



张帆（1975-），男，北京大学教授、博士生导师，IEEE 高级会员，主要研究方向为光传输、非线性补偿和光子器件。



陈章渊（1968-），男，北京大学教授、博士生导师，区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室主任，主要研究方向为光传输、微波光子学和光子器件。