

同源自零差相干光传输技术

唐明^{1*}, 李伟昊¹, 章明明¹, 王雪峰¹, 陈一昭¹, 曾一凡¹, 王力¹, 程竞驰²¹华中科技大学光学与电子信息学院, 武汉光电国家研究中心, 光谷实验室, 湖北 武汉 430074;²阿里巴巴基础设施事业部, 浙江 杭州 311121

摘要 同源自零差相干技术在信号传输时伴随传输一个同源的导频, 将其在收端用作相干探测的本振光。同源自零差相干系统包含偏分复用同源自零差相干和空分复用同源自零差相干两类架构。通过同源自零差相干可以在光信号探测前实现有效的“光域载波恢复”, 从而有望在系统中采用低成本非制冷的分布式反馈(DFB)激光器和波特率采样接收机。在空分架构中, 信号光与导频光传输引入的相对延时会导致一个性质独特的相位噪声, 其概率密度的分布特性限制了系统可容忍激光线宽与相对延时积的大小, 而其微分对应频率调制噪声的有色性则提供了一种高精度、大动态范围的在线相对延时估计方法, 为充分发挥同源自零差相干技术架构优势提供了可靠的保障。自动偏振控制调控技术可用于实现偏分架构中导频和信号的分离, 亦可用于规避空分架构偏振分集探测时的功率衰落问题。此外, 基于自动偏振控制的同源自零差相干技术为高速、对称的双向互连架构提供了一种全新的低成本解决方案, 仅采用单个自动偏振控制器即可实现双向偏振锁定, 可进一步降低单纤偏分双向架构的器件成本以及实现无需多入多出(MIMO-free)均衡的双纤架构, 且数字信号处理(DSP)仅剩单入单出均衡和前向纠错。这使得基于自动偏振控制的同源自零差相干技术可以为高性能、低成本、DSP-free 的双向高速互连提供一种极富前景的方案。本文介绍了同源自零差相干光传输系统的类型、优势、挑战及解决方案, 综述了本团队在关键的自动偏振控制技术、在线相对延时估计技术, 以及基于自动偏振控制的至简 DSP 同源自零差相干传输技术方面的系列成果。

关键词 光通信; 自零差; 相干通信; 偏振控制

中图分类号 TN209

文献标志码 A

DOI: 10.3788/CJL202249.1206002

1 引言

人类对智慧化生产生活方式的诉求, 驱使云计算、人工智能、5G、虚拟现实等大数据量业务不断涌现与普及, 现有光纤通信网络正面临着严峻挑战与深刻变革。一方面, 网络流量持续以指数激增(Cisco 公司的全球云指数统计结果显示, 全球 IP 流量年均复合增长率高达 25%), 进一步加速了大容量光传输技术的迭代^[1]; 另一方面, 新型数据业务改变了网络流量的分布(从骨干网络向短距光网络不断迁移), 以数据中心为核心的城域网、接入网逐渐成为大数据的主要载体^[2-3]。长期以来, 受到成本、带宽、功耗和集成度的制约, 针对长距离高速光通信

系统发展的数字相干光通信技术被认为并不适用于短距光通信系统, 而通过强度调制直接检测(IMDD)技术多路并行(空分/波分)聚合高速率成为其主要选择。然而, IMDD 技术固有的灵敏度低、色散导致的频率选择性衰落、平方检测等不利因素难以继续支撑光网络的进一步演化与升级^[4]。相干光通信技术凭借着高频谱效率、高灵敏度和线性检测等优势有望逐渐向数据中心、城域网、接入网等短距场景不断渗透, 成为未来低成本短距大容量光传输的主流方案。

诚然, 相干光通信技术的下沉面临着巨大挑战, 主要体现为: 1) 传统相干数字信号处理算法过于臃肿, 随着后摩尔时代的来临, 专用集成电路(ASIC)

收稿日期: 2022-03-01; 修回日期: 2022-04-21; 录用日期: 2022-04-25

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(61931010)

通信作者: *tangming@mail.hust.edu.cn

新制程工艺带来的增益趋于边际效应,将主要压力继续负载于芯片内数字信号处理(DSP)的路线难以为继;2)传统相干系统的硬件结构过于复杂,尤其是采用窄线宽、频率稳定、波长可调谐光源的外腔激光器(ECL)和可积可调谐激光组件(ITLA)^[5]。这些使得相干光模块的功耗和成本难以得到有效控制。近年来,光纤通信领域的美国光纤通信展览会及研讨会(OFC)、欧洲光通信会议(ECOC)多次围绕相干技术下沉的可行性与技术路线专门设置了特别专题。总的来看,裁剪数字算法和探索新型架构,以适配短距光互连系统的需求与特点,是相干光通信技术下沉至短距的必由之路。在简化相干数字信号方面,斯坦福大学和印度理工大学的研究人员提出了基于模拟信号处理的零差相干探测架构,在光域/电域采用锁相环结构,以规避高速模数转换(ADC)和数字域载波恢复;然而该技术目前尚不成熟,仅能适用于低阶调制格式,且难以扩展到高阶正交幅度调制(QAM)格式承载超 400 Gbit/s 的高速传输,而且模拟集成电路(IC)的尺寸与功耗也并未体现出优势^[6-7]。此外,日本和我国的科研人员则结合短距链路弱色散和偏振模色散的特点,对经典相干 DSP 的多入多出(MIMO)均衡结构的简化进行了重要探索^[8-12]。但总体来看,这些方案仍需载波相位恢复,DSP 的简化无法突破经典相干架构划定的理论上限而逼近并行的 IMDD 系统的 DSP 复杂度。因此,单一的“电域创新”难以有效突破相干下沉的桎梏,唯有“光域创新,光电协同”才能充分释放短距相干的潜力。在新型相干光系统架构上,研究人员相继提出了以斯托克斯矢量直接探测以及 Kramers-Kronig 接收和载波辅助差分探测为代表的一系列简化相干方案,在一定程度上简化了系统结构和接收端算法的复杂度^[13-15];但是在实现相同的传输容量时,这些技术在 ADC 等关键器件的成本上仍然无法匹敌传统的数字相干技术,而且难以与现有 DSP 芯片架构和相干光芯片架构兼容。此外,有相当一部分研究人员认为将传统相干架构革新为自相干零差架构更具研究与应用潜质^[16-17],因为这样不仅可以利用同源自零差探测的优势,满足传统相干系统对激光器窄线宽、频率稳定和波长可调谐的高要求,使非制冷大线宽低成本激光器的应用成为可能,还能通过架构变化实现“以光补电”,在光域上消除非同源内差探测引起的相噪和频偏问题,突破高阶调制格式载波相位恢复算法复杂度过高的瓶颈;同时,这样还可以继承传统相干技术高频

谱效率和 DSP 并行架构更易实现的特点。本文将首先介绍同源自零差相干光传输系统的类型、优势,以及偏振态随机旋转和相对延时致相位噪声两大技术挑战,并进一步综述本课题组在关键的自动偏振控制器及其调控算法、关键的相对延时在线估计算法,以及至简双向同源自零差相干系统方面的系列工作。

2 同源自零差相干光传输系统类型及其优势

不同于传统的相干光通信系统在发射端和接收端各采用一个激光器分别作为信号光源和本振光源,同源自零差相干光传输系统将发射端激光器的出射光场分成两部分,其中一部分调制后得到信号光,另一部分则作为导频光,导频光与信号光一起馈送至接收端用作相干探测。由于导频光和信号光的同源特性(即它们历经了同样的载波相位),若它们的传输延时得以匹配,则相干探测过程中信号的相位噪声和频率偏移就会被消除,从而就可完成光域的载波恢复。按导频光和信号光传输时的复用方式,同源自零差相干架构又可以分为偏分同源自零差相干架构和空分同源自零差相干架构。在偏分同源自零差相干架构中,信号光和导频光通过正交的偏振态(SOP)复用传输,在接收端需采用偏振控制器和偏振光分束器实现信号光和导频光的分离,然后采用单偏相干接收机实现相干探测^[18]。在空分同源自零差相干架构中,信号光一般承载偏振复用信号,导频光则需通过另外一个特定的空间信道(如单模光纤、多芯光纤特定纤芯、少模光纤特定模式等),与信号光一起空分复用地传输到接收端^[16-17,19-21]。由于相干检测过程的偏振相关特性,自零差相干架构同样需要采用偏振控制器确保导频光和信号光混频时偏振态对齐。此外,偏分/空分同源自零差相干架构很容易通过环形器、滤波器等无源器件扩展为双向传输系统,以承载对称的、高速的信息交互^[22]。同源自零差架构如图 1 所示。

由于导频光和信号光的同源特性,同源自零差相干架构具有一些经典相干架构所不具备的优势。

为满足密集波分复用的需求,在经典的相干架构中,光收发器需要采用复杂而昂贵的 ECL 或者可集成可调谐激光组件,以确保实现低相位噪声和低频率漂移。标准 ITLA 的规格要求频谱线宽小于 300 kHz、波长调谐间隔小于 0.1 GHz 以及老化周期内 ± 2.5 GHz 的频率漂移^[23]。为了满足这些要

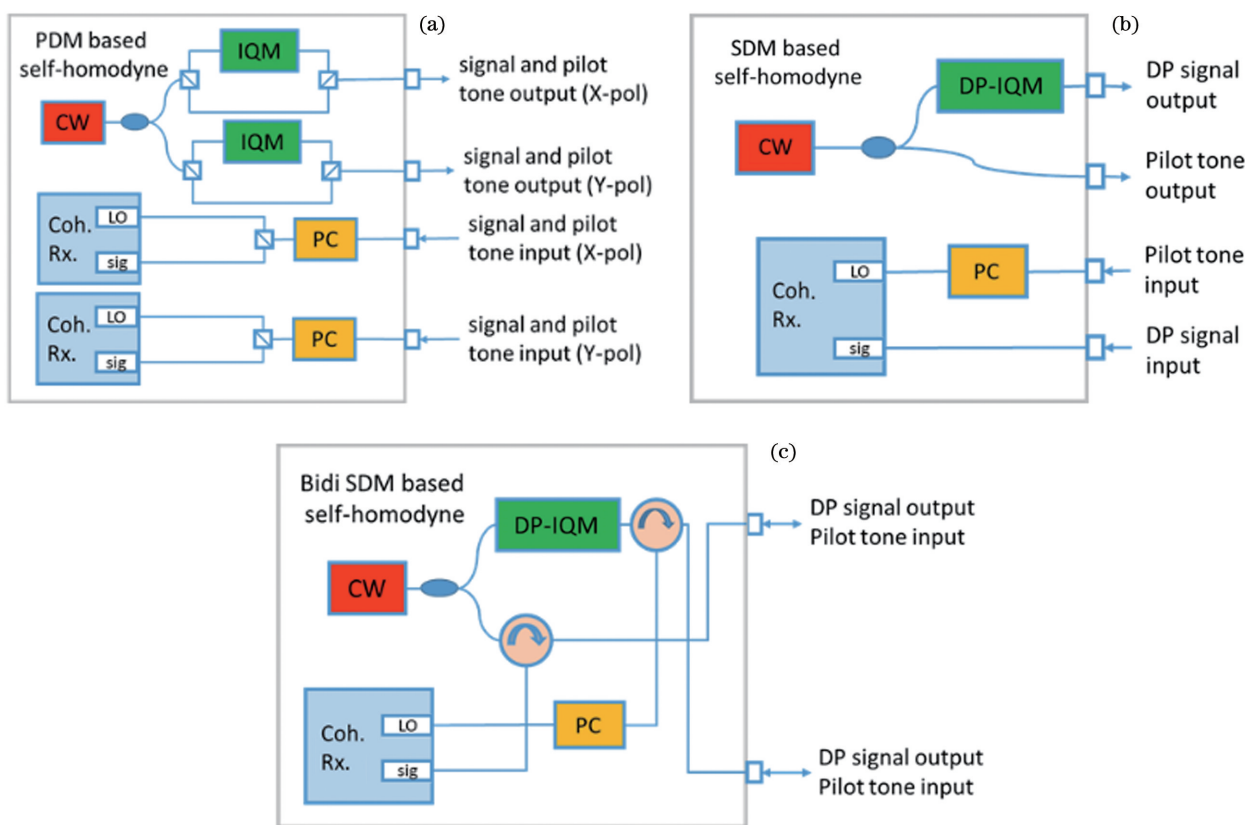


图 1 同源自零差相干架构^[22] (CW:连续光;LO:本振光;DP-IQM:双偏 IQ 调制器;PC: 偏振控制器;SDM:空分复用;PDM:偏分复用)。(a)偏分同源自零差相干架构;(b)空分同源自零差相干架构;(c)空分双向同源自零差相干架构

Fig. 1 Scheme of self-homodyne coherent system^[22], where CW represents continue wave, LO represents local oscillator, DP-IQM represents dual-polarization IQ modulator, PC represents polarization controller, SDM represents space division multiplexing, and PDM represents polarization division multiplexing. (a) PDM based self-homodyne coherent system; (b) SDM based self-homodyne system; (c) bidirectional SDM based self-homodyne coherent system

求,一个 ITLA 通常由以下几部分组成:1) 一个集成不同发射波长分布式反馈(DFB)激光阵列的激光芯片;2)一个多模干涉(MMI)耦合器;3)一个半导体光放大器(SOA);4)一个由光电探测器(PD)、标准具滤波器和防止波长漂移的反馈控制电路组成的波长锁定器;5)两个热电冷却器(TEC),用于分别控制激光芯片和标准具滤波器的温度。在同源相干架构中,导频光与信号光具有相同的中心频率和参考相位,激光光源不再需要波长调谐和锁定功能。因此,一个简单的固定波长 DFB 激光器就可以代替复杂而昂贵的 ITLA,大大降低了成本,同时避免了 TECs、标准具滤波器和波长锁定器控制电路的使用,进一步降低了光收发机的功耗^[5]。

同时,理想的同源自零差相干架构中信号光和导频光传输的延时完全匹配,从而在相干探测时即实现了光域的载波恢复,极大程度地完成了频率偏移和相位噪声的补偿功能。因此,同源自零差相干架构无须本振频率偏移(LOFO)跟踪功能,相位噪

声补偿功能亦可被大大简化,能够极大地降低 DSP 的资源 and 功耗。此外,通过波特率采样技术,同源自零差相干架构还可以进一步降低 DSP 的功耗。模数转换器(ADC)功耗是相干光芯片中专用集成电路(ASIC)功耗的重要来源。相比于传统相干技术中使用的过采样和分数间隔均衡技术,同源自零差相干技术可以将 ADC 和均衡器的工作速率降低至波特率^[5]。这主要得益于同源自零差相干消除了 LOFO,使得对 LOFO 极为敏感的波特率均衡不会在消除码间串扰时引入额外的信号处理代价。在图 2(a)所示的经典相干系统中,ADC 采样率至少需要覆盖信号波特率加上 2 倍的 LOFO,以避免信息丢失。如前所述,自由运行激光器的频率在其使用寿命尽头可能会出现高达 ± 2.5 GHz 的频率漂移,因此,在不控制本振光频率的情况下,经典相干系统需要高达 5 GHz 的额外电带宽来保存所有需要的信号分量,以便进行后续处理。这使得在经典相干系统中采用波特率采样的 ADC 和均衡技术会

引入显著的接收光功率代价。而在如图 2(b)所示的同源自零差相干系统中,波特率采样的奈奎斯特

采样脉冲将通过符号间隔的有限脉冲响应(FIR)滤波器消除码间串扰,实现最佳均衡^[5]。

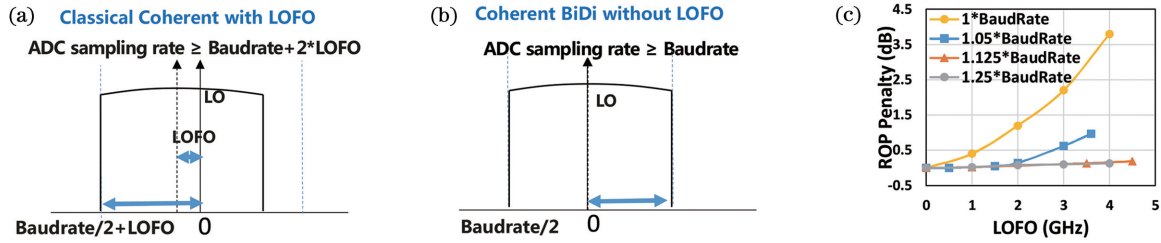


图 2 经典内差相干和同源自零差相干系统的 ADC 采样速率需求^[5]。(a)有本振频率偏移的经典相干系统中奈奎斯特信号的接收电谱;(b)无本振频率偏移的同源自零差相干系统中奈奎斯特信号的接收电谱;(c) 86 GBaud DP-16QAM 奈奎斯特信号的接收光功率代价与本振频率偏移的关系

Fig. 2 Needed ADC sampling rate of classic intradyne coherent and self-homodyne coherent systems^[5]. (a) Received electrical spectra of Nyquist pulse shaping signal for classical coherent system with LOFO; (b) received electrical spectra of Nyquist pulse shaping signal for self-homodyne coherent system without LOFO; (c) received optical power (ROP) penalty of 86 GBaud DP-16QAM Nyquist signal versus LOFO

3 自动偏振控制器及其调控

尽管同源自零差相干架构具有一些经典相干架构无法比拟的优势,然而通信光纤随机弱双折射和不稳定环境引起的偏振扰动,会导致远端馈送的导频光和信号光偏振态的旋转(RSOP),因此,无论是偏分同源自零差相干架构还是空分同源自零差相干架构,光域自动偏振控制(APC)都必不可少。在偏分同源自零差相干架构中,光域自动偏振控制用于补偿光纤随机双折射造成的偏振复用的信号光和导频光偏振态的旋转,确保经过偏振光分束器后能得到干净的信号光和导频光分量,满足线性相干检测的需求,同时避免由信号光和导频光混叠而在电信号中引入信号-信号拍频分量,进而避免系统性能劣化或失效^[24]。在空分同源自零差相干架构中,光域自动偏振控制用于确保导频光分光后的两路线偏振光具有稳定的、一致的光功率,为偏振分集相干探测的两路偏分信号提供同等的相干增益,避免由一个偏振分量(X 或 Y)相干增益过小而造成的功率衰落,从而避免 MIMO 等数字信号处理算法失效。相比体材料铌酸锂波导型偏振控制器,片上硅基平面光波导型偏振控制器兼容现有硅基光子集成工艺,将其与相干光芯片集成在同一光子集成回路上,能充分发挥硅基光子集成技术低成本、易于大规模集成的工艺特点,为同源自零差相干光子芯片的制备提供了一种切实可行的、可批量生产的解决方案。因此,研究硅基平面光波导型偏振控制器对于偏振态主动稳定调控具有重要意义。接下来本文将介绍本团队在自动偏振控制调控技术上的探索与里程碑式

工作。

图 3(a)给出了一种硅基偏振控制器的结构示意图^[5,25],该结构可以完成任意输入偏振态到横向电场(TE)模式的转换。任意偏振态的输入光经偏振分束旋转器(PSR)后分为两束 TE 模式的光束,其中一束 TE 模式分量由入射光的横向磁场(TM)分量旋转 90°得到,两束光输入到马赫-曾德尔干涉仪(MZI)中,采用两个热调相移器(H1、H2)进行调节,使 MZI 结构一个输出端口的光强最大,而另一个输出端口的光强最小。

假定经过偏振分束旋转器后的两束 TE 模的复光场分别 E_x 和 E_y ,反馈口和输出口复光场分别为 E_{FB} 和 E_{OUT} ,两个热调相移器引入的相移分别为 φ_1 和 φ_2 ,则整体的琼斯矩阵可以描述为

$$[E_{OUT} E_{FB}] = j \exp\left(j \frac{\varphi_2}{2}\right) \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{\varphi_2}{2}\right) & \cos\left(\frac{\varphi_2}{2}\right) \\ \cos\left(\frac{\varphi_2}{2}\right) & -\sin\left(\frac{\varphi_2}{2}\right) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \exp(j\varphi_1) E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (1)$$

对于任意的输入偏振态,总能找到满足 $E_{FB} = 0$ 的 φ_1 和 φ_2 的解,即

$$\begin{cases} \varphi_1 = -\arg\left(\frac{E_y}{E_x}\right) + 2m\pi \\ \varphi_2 = 2\arctan\left|\frac{E_y}{E_x}\right| + 2n\pi \end{cases}, \text{ or } \begin{cases} \varphi_1 = -\arg\left(\frac{E_y}{E_x}\right) + \pi + 2m\pi \\ \varphi_2 = -2\arctan\left|\frac{E_y}{E_x}\right| + 2n\pi \end{cases}, \quad (2)$$

式中: m 和 n 为自然数。如此,任意的输出偏振态即可被转换为 TE 模式输出。在功能上,可以将该结构分解为两个单元,即相移单元(PS)和方向耦合器(DC)单元。其中:相移单元通过在 E_x 和 E_y 之间引入的相对相位使入射光偏振态围绕斯托克斯域的 S_1 主轴旋转;省去公共相位后,方向耦合器单元在琼斯域是一个旋转矩阵,其在斯托克斯域对应的功能是将入射光偏振态绕 S_3 主轴旋转。因此,在斯托克斯域中,该结构总能通过将任意入射光偏振态 A 围绕 S_1 和 S_3 主轴旋转调整到 TE 偏振态 C,实现偏振稳定功能。

图 3(c)展示了基于上述架构的实际硅基自动

偏振控制器的显微图, V_1 和 V_2 分别表示 H1、H2 两相位调制器的驱动电压。对输入光场进行随机偏振扰动后,自动偏振控制器可以将输出光场稳定到固定的偏振态,如图 3(d)所示。图 3(e)展示了驱动信号波形和反馈信号波形。当对目标 TE 偏振态连续追踪时,调相单元的驱动电压无法通过一味地增加或减小来确保调相的连续性,调控单元的有界性会导致复位问题,使得偏振遭遇瞬态失锁,并进一步导致高速通信系统中出现不可接受的突发误码。此外,通过进一步增加调相单元,并结合相应的算法,可以有效规避 TE 偏振态动态追踪时的复位问题。

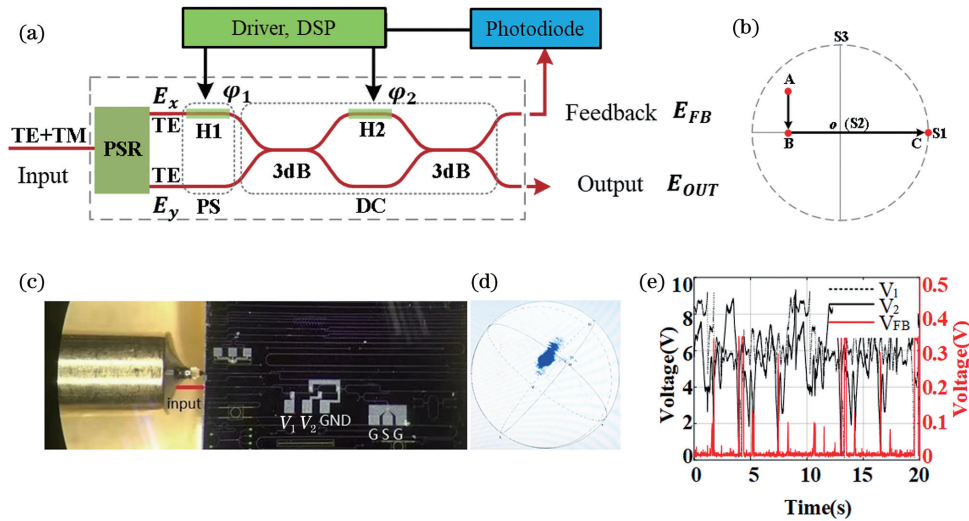


图 3 硅基自动偏振控制器^[5,25]。(a)结构示意图;(b)偏振调控原理示意图;(c)硅基自动偏振控制器的显微图;(d)硅基自动偏振控制器输出光的偏振态;(e)驱动信号与反馈光经探测后的波形

Fig. 3 A silicon photonic adaptive polarization controller^[5,25]. (a) Structure schematic; (b) schematic polarization manipulation principle; (c) microphotograph of silicon photonic adaptive polarization controller; (d) polarization state of output light of silicon photonic adaptive polarization controller; (e) waveforms of driving signal and feedback optical signal after detection

注意到在空分同源自零差相干架构中,偏振追踪只需要保证导频光分光后的两路线偏振光具有一致的光功率,为偏振分集相干探测的两路分信号提供同等的相干增益即可。因此,偏振追踪的目标态可以进一步简化,仅采用上述的两级调相结构配合相应的控制算法即可实现连续、稳定、无复位的偏振追踪^[25]。其原理如图 4(a)所示,对于任意的输入偏振态 P_0 ,可通过调节相位调制器 H2 将偏振态绕 S_3 主轴向目标态 $S_1 = 0$ (即 $|E_{ox}| = |E_{oy}|$) 靠近。持续追踪输入光偏振态时,假定 H2 抵达新的边界条件 $\varphi_2 = k\pi$ 时偏振态处于 P_1 处,则通过给相位调制器 H1 施加 $\varphi_1 = \pm\pi$ 的突变相位将偏振态转化为 P_2 ,就无须重置相位调制器 H2 的电压,进行连续

调节即可使偏振态抵达目标态 $S_1 = 0$ 。值得注意的是,在相位调制器 H1 上施加相位等效于将偏振态围绕 S_1 主轴旋转,因而施加 $\varphi_1 = \pm\pi$ 的突变相位的过程不会使偏振态远离目标态。因此,上述调控方式可以将输出光场偏振态一直稳定在目标偏振态,且不会产生瞬态失锁。图 4(c)展示了 300 rad/s 扰偏速率下控制单元、反馈口和输出口的信号波形,可以发现,通过在相位调制器 H1 上施加突变控制电压,相位调制器 H2 可以连续调节控制电压稳定输出光的偏振态,且在此过程中 X 和 Y 方向上的输出光场一直保持同等大小的光功率。图 4(c)和图 4(d)展示了基于上述调控机理的自适应偏振控制器输入输出光偏振态轨迹。

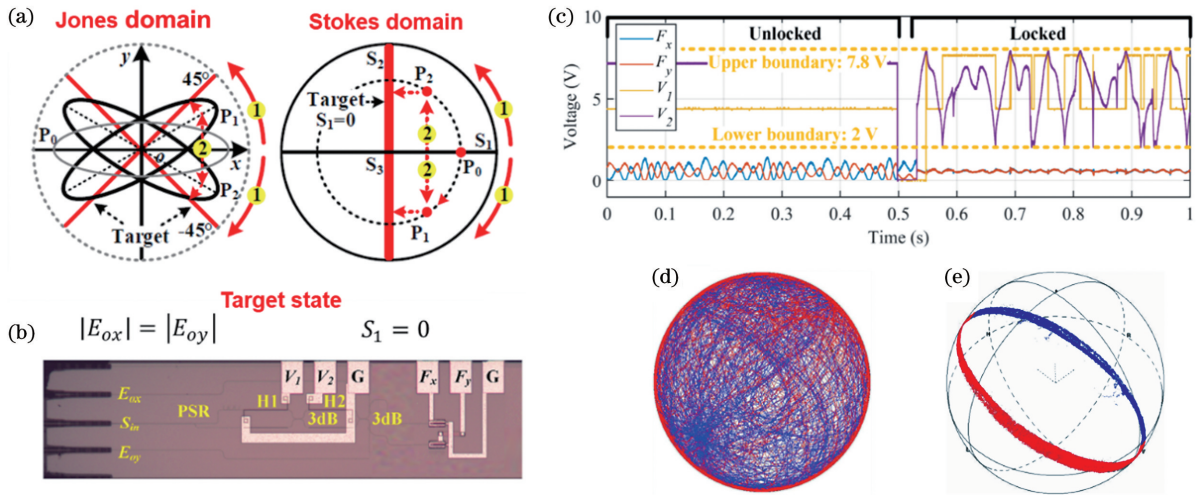


图 4 基于 MZI 结构的无重置自动偏振控制器^[25]。(a) 偏振态(SOP)旋转控制流程,左右图分别展示了 SOP 在琼斯域和斯托克斯域的描述;(b)硅基自动偏振控制器的显微图;(c)300 rad/s 扰偏速率下的偏振稳定结果;(d)扰偏轨迹;(e)基于 MZI 的无重置自动偏振控制器的锁偏轨迹

Fig. 4 MZI-based adaptive polarization controller^[25]. (a) Flow of the state of polarization (SOP) rotation and control, where the left and right images are the description of SOP in Jones and Stokes domains, respectively; (b) microphotograph of silicon-based adaptive polarization controller; (c) polarization stabilization result under a polarization rotation speed of about 300 rad/s; (d) scrambled SOP trace; (e) SOP trace locked by MZI-based adaptive polarization controller

4 相对延时致相位噪声及其在线估计算法

在自零差相干架构中,当本征和信号的传输时延匹配时,激光器的相位噪声和频率偏移可以完全消除,从而使得采用低成本的非制冷大线宽 DFB 激光器成为可能,并且无需相位恢复和频偏估计算法。因此,发挥自零差相干架构优势的首要前提就是匹配的导频和信号传输延时。然而,对于空分同源自零差相干架构(多芯、少模、多模、单模光纤对等)来说,导频和信号的相对延时(RTD)并不易控制。在光纤制备过程中,制备工艺的不完美会不可避免地引入群折射率波动,同时,光纤折射率对外界环境高度敏感而且不同光纤对环境变化的响应并不一致。这会导致两空间信道不可避免地存在相当大小的静态相对延时或动态相对延时波动,即使是被认为空间信道一致性控制较好的多芯光纤,当光纤长度达到 53.7 km 时,最大的静态芯间延时也可达到 21.4 ns;而对于普通的单模光纤对,当光纤长度达到约 53 km 时,即使在温箱环境中仅受到 23~45 °C 的温度扰动,其最大的动态相对延时波动也能达到 2.4 ns^[17-18]。

相对延时在空分自零差相干系统中引入的一个重要问题是其导致的相位噪声。通信用半导体激光

器的本征相位噪声 $\phi(t)$ 一般建模为维纳过程,该过程是一类平稳、独立增量的随机过程,满足^[26]

$$\phi(t)_{t=nT_s} = \sum_{k=-\infty}^n \epsilon_k, \epsilon_k \sim \text{i. i. d. } N(0, 2\pi\Delta\nu T_s), \quad (3)$$

式中: ϵ_k 为前后采样时刻相位噪声增量的大小,服从独立同分布(i. i. d.)的高斯分布,其均值为 0,方差与激光器线宽 $\Delta\nu$ 、采样时间间隔 T_s 成正比。而相对延时 τ_m 致相位噪声 $\phi(t)$ 可以表示为

$$\phi(t) = \phi(t) - \phi(t - \tau_m), \phi(t) \sim N(0, 2\pi\Delta\nu\tau). \quad (4)$$

理论上,相对延时致相位噪声服从均值为 0、方差为激光器线宽与延时量之积的高斯分布。图 5 展示了在主流的 400 Gbit/s 和 800 Gbit/s 系统下,本团队通过仿真研究得到的相对延时致相位噪声对传输系统的影响,结果显示:若延时对应的失配长度(通过光的群速度折算,失配长度=群速度×相对延时)为 10 cm 且不采用相位恢复算法时,对于 400 Gbit/s 16QAM、800 Gbit/s 16QAM、400 Gbit/s 64QAM 和 800 Gbit/s 64QAM 等调制格式,2 dB 的光功率代价对应的可容忍激光器最大线宽分别为 2.5 MHz、2.0 MHz、900 kHz 和 700 kHz^[22]。Zhou 等^[26]在理论上指出:不开启相位恢复算法时,相对延时致相位噪声导致的光信噪比(OSNR)代价只与

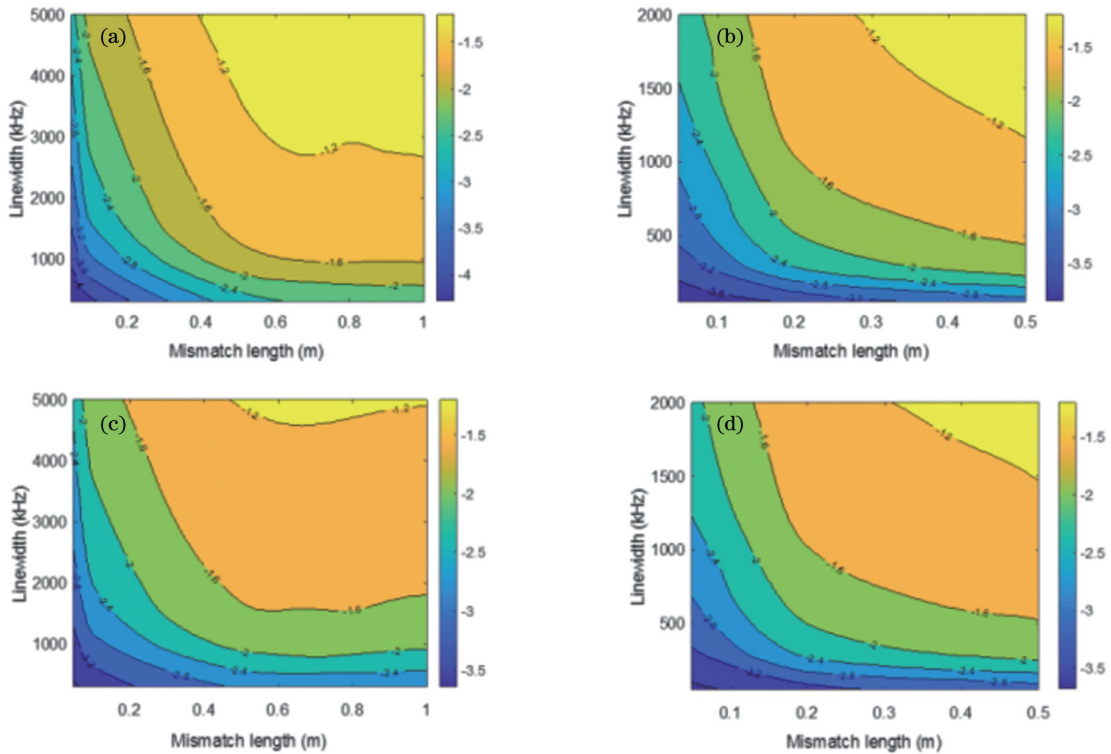


图 5 不同调制格式与速率下,同源自零差相干系统中误码率(BER)与激光器线宽、失配长度(群速度与相对延时的乘积)的关系^[22]。(a) 400 Gbit/s 16QAM; (b) 800 Gbit/s 16QAM; (c) 400 Gbit/s 64QAM; (d) 800 Gbit/s 64QAM
 Fig. 5 Bit error rate (BER) versus laser linewidth and mismatch length for self-homodyne system under different modulation formats and baudrates^[22]. (a) 400 Gbit/s 16QAM; (b) 800 Gbit/s 16QAM; (c) 400 Gbit/s 64QAM; (d) 800 Gbit/s 64QAM

调制格式、激光器线宽和延时量之积有关,而与系统的波特率无关,而且激光器线宽和延时量之积恒定时,不同线宽造成的光信噪比代价恒定。不难理解,这正是式(4)中相对延时致相位噪声高斯分布的方差特性决定的。此外,Zhou 等^[26]还指出,即使开启相位恢复算法,一旦相对延时的大小超过相位恢复算法的窗长,系统性能将退化至与经典的相干系统接近,且几乎不再与相对延时相关,而 OSNR 代价将由激光器的线宽主导。这表明,一旦相对延时较大,空分同源架构自相干将失去无须相噪补偿和兼容大线宽激光器的技术优势^[26]。

因此,在光域上提前匹配好传输延时,并最小化相对延时,才能充分发挥该架构的优势与特点。而一种既能用于布线时校准,又能用于在线检测的相对延时估计算法尤为重要。下面将围绕相对延时致相位噪声的特性,介绍本团队在关键的在线检测的相对延时估计算法上的相关探索。根据维纳过程的性质,激光器本征相位噪声的频率调制(FM)噪声 $\nu(t)$ 是一个零均值的白高斯随机过程^[21],即

$$\nu(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}, \quad (5)$$

其功率谱 $S_\nu(f)$ 和自相关函数 $R_\nu(\tau)$ 满足

$$S_\nu(f) = \frac{\Delta\nu}{2\pi}, \quad (6)$$

$$R_\nu(\tau) = \text{IFT}\{S_\nu(f)\} = \frac{\Delta\nu}{2\pi} \delta(\tau), \quad (7)$$

式中: $\delta(\tau)$ 为狄拉克函数; IFT 表示傅里叶逆变换; f 为频率; τ 为时间。若对相对延时致相位噪声进行微分,则可以得到

$$\nu_m(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} = \nu(t) - \nu(t - \tau_m), \quad (8)$$

该微分结果的功率谱 $S_{\nu_m}(f)$ 和自相关函数 $R_{\nu_m}(\tau)$ 分别为

$$S_{\nu_m}(f) = \frac{\delta f}{2\pi} |1 - \exp(-2\pi i \tau_m f)|^2 = \frac{\delta f}{2\pi} \{2 - 2\cos(2\pi \tau_m f)\}, \quad (9)$$

$$R_{\nu_m}(\tau) = \text{IFT}\{S_{\nu_m}(f)\} = \frac{\delta f}{2\pi} [2\delta(\tau) - \delta(\tau + \tau_m) - \delta(\tau - \tau_m)], \quad (10)$$

式中: τ_m 为相对延时。观察可知,不同于激光器频率调制噪声的白特性,上述微分的功率谱存在一个

周期性的调制项 $2 - 2\cos(2\pi\tau_m f)$, 因此, 后续这种延时致相位噪声的微分被称为有色频率调制噪声。有色频率调制噪声的自相关函数中恰好包含了三个峰值, 这三个峰值分别坐落在 $\tau = 0, \pm\tau_m$ 处, 恰好反映了相对延时的大小。利用这种有色频率调制噪声的相干特性, 通过低通微分滤波和快速傅里叶变换算法计算自相关函数, 并通过峰值搜索, 即可实现

一种既能用于布线时校准, 又能用于在线检测的相对延时估计方法, 且不会在系统中引入额外的器件成本和性能代价。该方法的原理如图 6(a) 所示。该方法的极限估计精度接近符号时间间隔量级, 对于 50 GBaud 的 16QAM 信号, 估计的标准误差为 0.018 ns, 且能提供 [1.5 ns, 491.0 ns] 的动态估计范围, 结果如图 6(b) 所示。

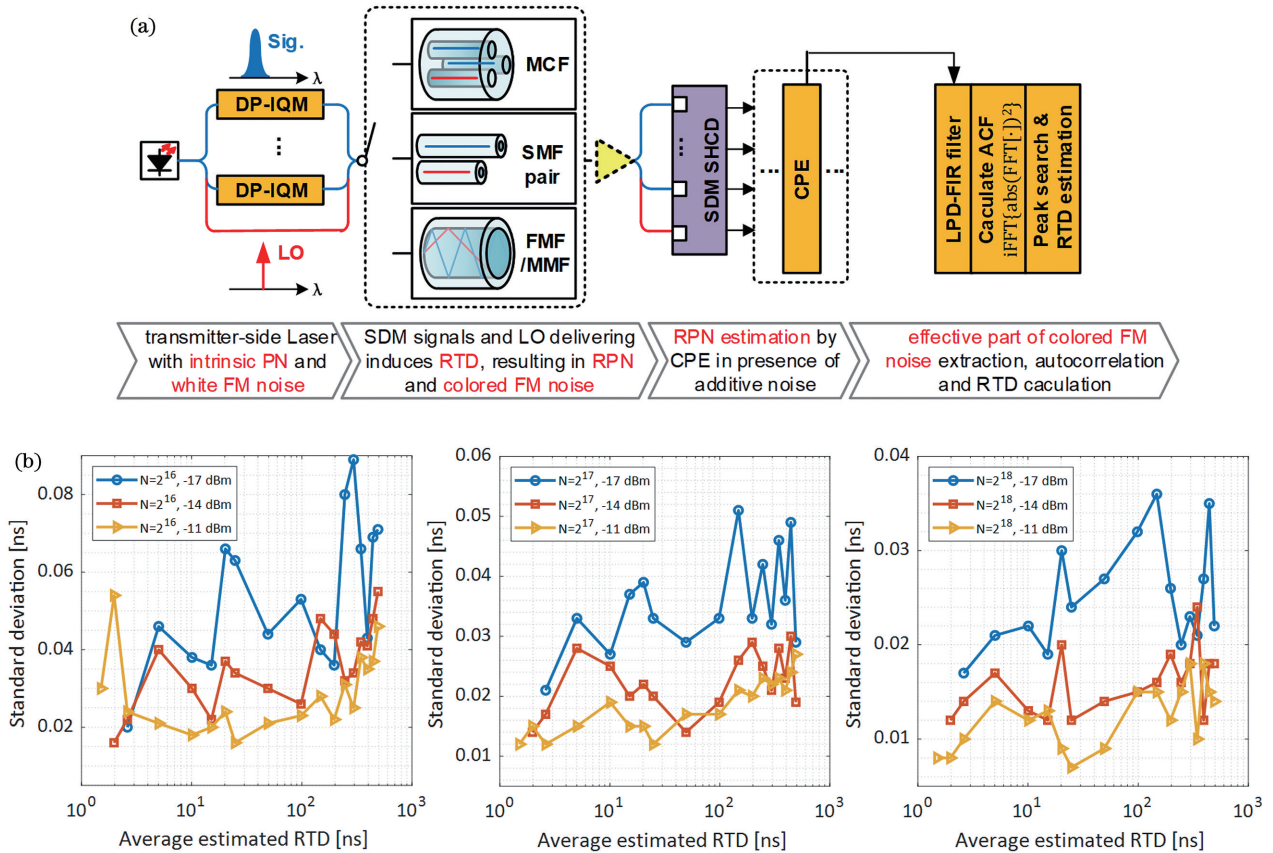


图 6 相对延时估计算法的原理、流程及性能^[27]。(a)有色频率调制噪声的形成及其有效部分的提取过程, 以及相对延时的估计流程; (b)在双光纤空分自零差相干架构中, 不同快速傅里叶变化点数及接收光功率下相对延时估计精度的实验结果
Fig. 6 Principle, flow, and performance of relative delay estimation algorithm^[27]. (a) Formation of colored frequency modulation noise and extraction process of its effective part, as well as estimation flow of relative time delay (RTD); (b) experimental results of RTD estimation precision under different fast Fourier transformation (FFT) sizes and received optical powers for two-fiber based SDM self-homodyne scheme

5 同源自零差探测在双向传输架构中的应用

在数据中心、城域网、接入网等短距场景中, 针对系统受色散、非线性效应影响较弱的特点, 传统相干系统客观上可以对 DSP 进行一定程度的简化。进一步, 同源自零差系统可以通过革新相干架构, 解决相干 DSP 中最为棘手的频偏和相位噪声恢复算法, 突破传统相干系统 DSP 简化的上限。与此同时, 相比其他架构, 同源自零差相干架构在最大程度

上保留了与现有相干光芯片的兼容性, 仅需要采用一个小巧、成本低廉的自适应偏振控制器件, 便可使传统相干架构重获新生, 既能最大程度地继承传统相干光架构高灵敏、高频谱效率、线性检测的优势, 又能充分发挥可实现至简 DSP 的同源自零差相干架构的优势。基于自研的自动偏振控制器, 本团队和华为公司合作, 首次在同源自零差系统中呈现了实用级的偏振衰落问题的解决方案, 并演示了长时稳定的 600 Gbit/s 实时双向双偏自相干传输^[28]。随后, Futurewei 公司 (华为在美国的子公司) 的 Wen

等^[18]利用自动偏振控制器实现了大容量低复杂度的偏分同源自零差相干传输,该技术在硬件复杂度和功耗上均优于以 Kramers-Kronig 相干接收为代表的一系列经典的简化相干方案。

尽管上述工作已经充分论证了同源自零差相干技术的强大生命力与广阔的应用前景,但尚未能充分发挥同源自零差相干“以光补电”的技术特点。值得注意的是,短距光纤的双折射效应理论上近似具备互易特性,因而单个 APC 足以实现单纤中相向传输光场偏振态的双向锁定。下面介绍本团队利用这一特性在基于单个自动偏振控制器的至简双向同源自零差相干系统上的探索。

以单纤双向偏分同源自零差相干架构为例,说明基于自动偏振控制器的单纤单 APC 双向偏振锁定技术的原理。单纤双向偏分同源自零差相干架构

的原理^[29]如图 7 所示,系统由一对自零差探测 (SHCD)收发单元、一条光纤链路和一个 APC 组成。上行光和下行光通过同一根光纤传输,图中用不同的颜色表示。连续 (CW) 光被偏振分束器 (PBS)分成两路,一路用作导频 (LO),另一路由单偏 I/Q 调制器 (IQM) 将电信号调制到光上;而后,调制的光信号和 LO 由偏振合束器 (PBC) 复用到两个偏振态上,复用后的信号/导频光经过保偏光环行器 (PMOC) 送入光纤传输链路。这里 PMOC 的作用是分离上行光和下行光,实现双向 (BiDi) 传输。在通过光纤链路传输后,上行光和下行光分别分配给相应的接收机。由于在进入接收机之前,单 APC 已经完成了对相向传输上下行光场偏振态 (SOP) 的锁定,因此信号光和导频光可以直接通过接收端的 PBS 进行解复用,并用于单偏的相干探测。

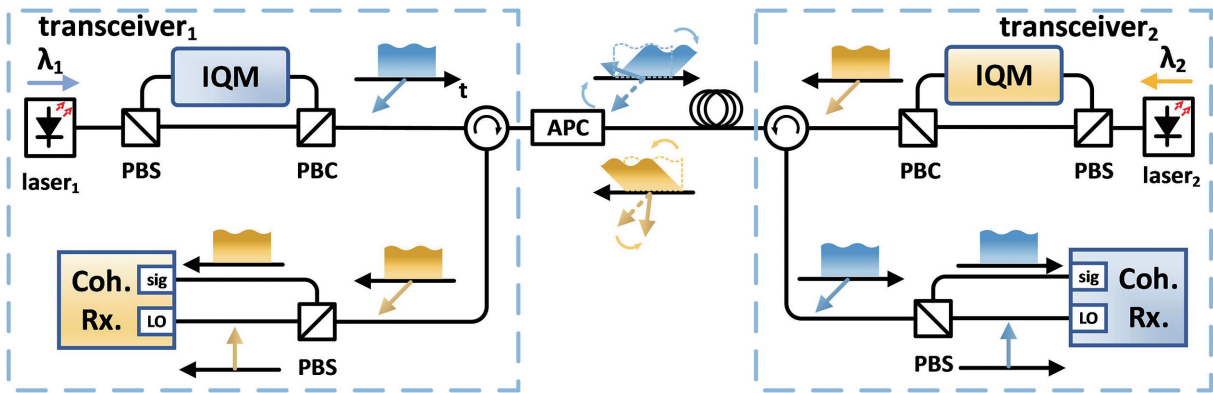


图 7 偏分双向同源自零差相干传输系统概念图^[29]

Fig. 7 Schematic of PDM self-homodyne transmission system^[29]

单纤单 APC 双向偏振锁定的机理如下:假设上行光和下行光的波长足够接近时,它们在同一根光纤中同时对向传输所经历的偏振旋转也几乎相同。光纤链路发射端的复用信号用琼斯矢量 $\mathbf{J} = [S, C]^T$ 表示,其中 S 为信号光的波形, C 为导频光的波形。光纤中的 SOP 演化可以用一个单一的 2×2 琼斯矩阵描述为

$$\mathbf{M}(\omega) = \exp[j\beta(\omega)]\mathbf{U}(\omega) = \exp[j\beta(\omega)] \begin{pmatrix} u_1 & u_2 \\ -u_2^* & u_1^* \end{pmatrix}, \quad (11)$$

式中: $\beta(\omega)$ 表示两正交偏振态的相位延迟,与 SOP 的计算无关; $\mathbf{U}(\omega)$ 表示光纤双折射导致的 SOP 旋转矩阵; u_1, u_2 分别表示旋转矩阵的系数。

对于上行传输,复用光 \mathbf{J}_2 将首先经历光纤链路的随机偏振旋转,之后由 APC 跟踪补偿,如图 7 中黄色所示。其 SOP 演化可以表示为 $\mathbf{S}_2 = \mathbf{U}_{\text{APC}}(\omega_2)\mathbf{U}_f(\omega_2)\mathbf{J}_2$, 其中 \mathbf{U}_{APC} 和 \mathbf{U}_f 分别表示

APC 和光纤链路的琼斯矩阵。当 APC 将上行光的 SOP 与 PMOC 的两轴对齐时,有 $\mathbf{S}_2 = \mathbf{J}_2$ 和 $\mathbf{U}_{\text{APC}}(\omega_2)\mathbf{U}_f(\omega_2) = \mathbf{I}$ (\mathbf{I} 为单位矩阵),即 APC 与光纤的偏振扰动相互抵消,等效实现了保偏传输。最后,上行光通过 PBS 将其两个偏振态解复用为信号光和 LO,并由 SHCD 接收机接收。与此同时,在下行侧,下行光 \mathbf{J}_1 首先被 APC 预补偿光纤链路的随机偏振旋转,然后经过传输后到达下行光的接收机,如图 7 中的蓝色所示。其 SOP 演化可以表示为 $\mathbf{S}_1 = \mathbf{U}_f^T(\omega_1)\mathbf{U}_{\text{APC}}^T(\omega_1)\mathbf{J}_1$ 。当上行光和下行光的波长足够接近时,下行光的 SOP 在接收端也能保持稳定,即

$$\mathbf{U}_f^T(\omega_1)\mathbf{U}_{\text{APC}}^T(\omega_1) = [\mathbf{U}_{\text{APC}}(\omega_1)\mathbf{U}_f(\omega_1)]^T \approx [\mathbf{U}_{\text{APC}}(\omega_2)\mathbf{U}_f(\omega_2)]^T = \mathbf{I}. \quad (12)$$

上述推导表明,同一个 APC 能够同时实现上行和下行复用光的光域解复用,使得接收端 PBS 的两端口可以分别得到信号光和 LO,并用于自零差相干

接收。

5.1 偏分 BiDi 自零差相干通信系统

依据上述原理,可以搭建如图 8(a)所示的偏分 BiDi 自零差相干通信系统。由于器材缺乏,该系统中分离上行光和下行光的 PMOC 用单模光环形器代替,因而增加两个偏振控制器(PC),将它们分别应用在发射端和接收端,辅助对齐偏振态。在光纤链路中,使用一个扰偏器(PS)来模拟实际链路中的

SOP 随机扰动[链路中使用了 5 km 的标准单模光纤(SSMF),PS 的扰动速率为 15 rad/s],再使用一个 APC 来补偿 SOP 的随机扰动。在双向传输中,上行光首先经过 PS 和光纤链路,再经由光环行器进入 APC。在此期间,上行光记录了链路中的 SOP 扰动信息,并由 APC 补偿扰动;由于光路的互易对称性,下行光的 SOP 得以被 APC 预补偿光纤链路的扰动,实现近似“保偏传输”。

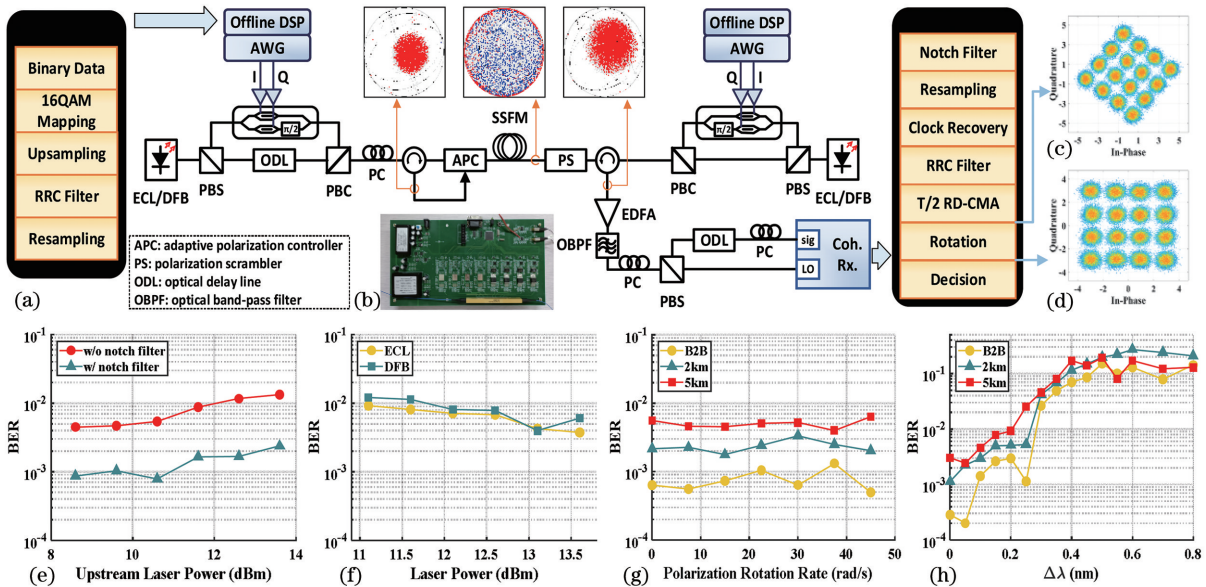


图 8 偏分 BiDi 自零差相干传输实验系统设置与结果^[29]。(a)实验系统设置以及发射机和接收机数字信号处理流程; (b)APC 实物图;(c)RD-CMA 后,10 MHz DFB 激光器接收的星座图;(d)导频辅助旋转后,10 MHz DFB 激光器接收的星座图;(e)有/无陷波器时 BER 随上行激光功率的变化;(f)使用 ECL 与 DFB 激光光源下行传输的性能对比;(g)上下行无波长差时,扰偏速率对 BER 的影响;(h)波长差对 BER 的影响

Fig. 8 Experimental setup and result of bidirectional PDM self-homodyne transmission^[29]. (a) Experimental setup and DSP flows at transmitter side and receiver side; (b) photo of APC; (c) received constellation with 10 MHz DFB laser after RD-CMA (radius-directed constant modulus algorithm); (d) received constellation with 10 MHz DFB laser after pilot-aided rotation; (e) BER versus upstream laser power with and without a notch filter; (f) performance comparison of ECL and DFB laser for downstream transmission; (g) BER versus polarization rotation rate when wavelength difference between upstream and downstream ($\Delta\lambda$) is 0; (h) BER versus $\Delta\lambda$

由于使用相同的波长进行 BiDi 传输会发生严重的背向散射,而且随着上行光功率增大,背向散射增强,因此增大了下行信号的 BER。此时只需要在接收机 DSP 中添加数字陷波器来过滤信号频谱中的背向散射分量,就可以有效提高传输性能,降低 BER,如图 8(e)所示。

另外,本团队对比了线宽约为 100 kHz 的 ECL 和线宽约为 10 MHz 的 DFB 激光器的光源效果。从图 8(f)可以看到,二者并没有明显的性能差距。从图 8(c)、(d)中可以看到,在没有相位恢复算法的情况下,使用 DFB 激光器的系统仍能得到清晰的星座图,这表明该系统可以容忍较大的激光器线宽。

在 APC 稳定工作和延迟完全匹配的理想情况下,上述 BiDi SHCD 系统确能实现双向光域偏振解复用的目的,但考虑到实际系统的不完美(延迟失配、由 PBS 偏振消光比有限导致的串扰以及 APC 偏振跟踪反馈误差等)始终存在,其引起的性能劣化也值得研究。如图 8(g)所示,在 0~45 rad/s 范围内改变 PS 的扰动速率,BER 并未发生明显变化。这说明该系统对偏振扰动的容忍度较好。为了从原理上避免背向散射对系统的影响,本团队尝试错开了上下行所用的波长,但效果并不明显,如图 8(h)所示。其原因在于基于铌酸锂的 APC 具有波长相关性,该特性破坏了式(12)所示的“互易性假设”的

前提条件。

5.2 空分 BiDi MIMO-free 自零差相干通信系统

另一种性能优异的 BiDi 自零差相干通信系统,是由标准双偏相干传输系统发展而来的。该系统利用 APC 来追踪 LO 的偏振态,同时预补偿信号的偏振态,实现了无需 MIMO 的极简单入单出(SISO)均衡,极大地降低了相干系统的成本和功耗。

如图 9(a)所示系统是实现了收发一体的 MIMO-free 自零差相干探测系统^[30]。对于收发机 1 来说,来自同一激光器 Laser 1 的光由保偏耦合器 1(PMC1)分成两束,其中一束调制信号通过单模光纤 SMF2(蓝色光纤)传输,另一束作为 LO 通过单模光纤 SMF1(绿色光纤)传输。由于 LO 具有与

传输信号相同的中心频率和参考相位,因此短距传输不再需要用于补偿频率偏移和载波相位噪声的 DSP,从而放宽了系统对激光器波长稳定性的要求,允许使用大线宽激光器。环形器 C1(C3)和 C4(C2)分别用于分离蓝色光纤(绿色光纤)中来自收发机 1(收发机 2)的调制信号(下行光)以及来自收发机 2(收发机 1)的 LO(上行光)。对于自零差接收,环形器 C4(C2)和 C3(C1)分别用于分离收发机 1(收发机 2)的调制信号和 LO,分离后的调制信号和 LO 由收发机 2(收发机 1)的集成相干接收器进行探测解调。假设收发机发出的 LO 的偏振态是某偏振态 x ,APC1(APC2)可以跟踪 SMF2(SMF1)中 LO2(LO1)的偏振态,并将其重新锁定到偏振

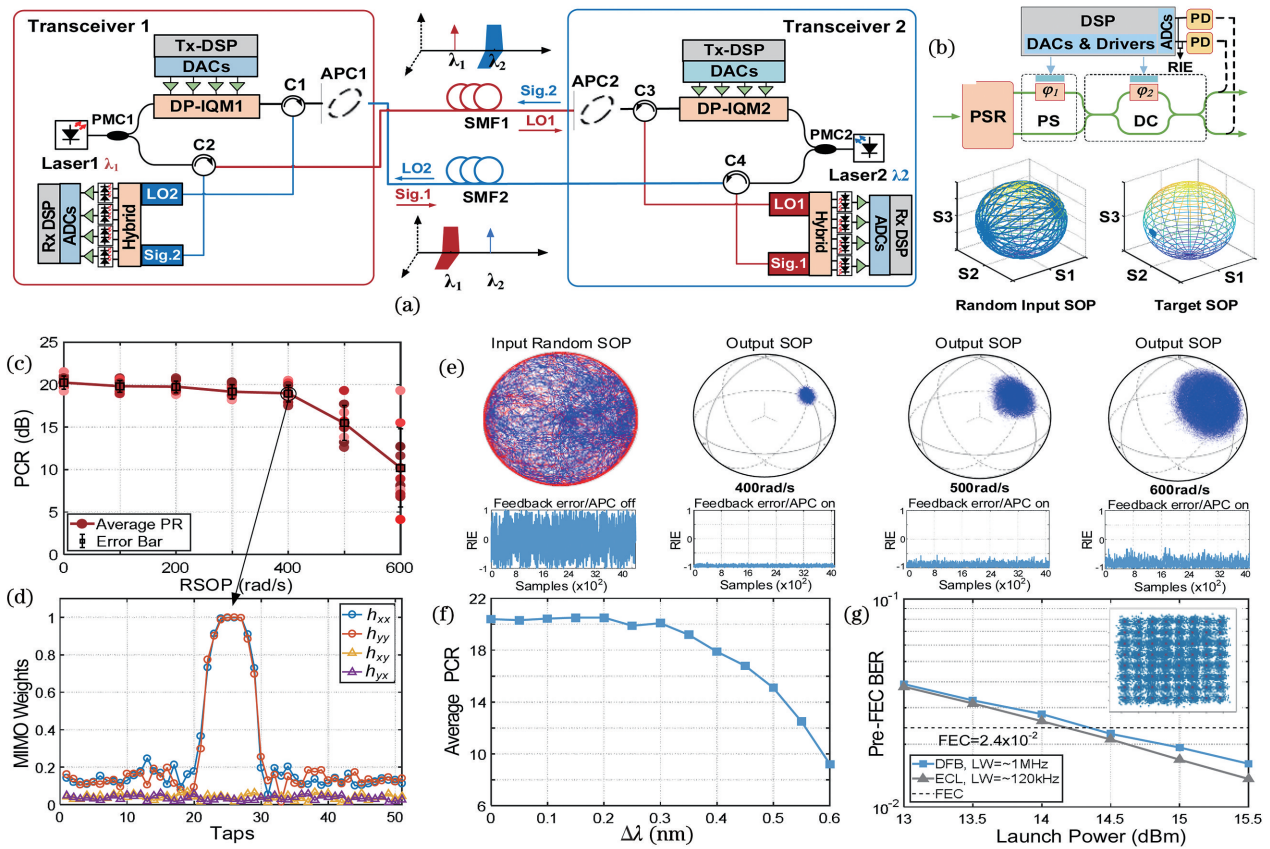


图 9 MIMO-free 双向空分自零差传输系统^[30]。(a)架构图,其中,C1~C4 是保偏环形器,APC 是自适应偏振控制器,PMC 是保偏耦合器,SMF 是标准单模光纤;(b)APC 示意图,其中 PSR 是偏振态分束旋转器,PS 是相移器,DC 是方向耦合器;(c)偏振串扰比(PCR)与 RSOP 速率的关系;(d)MIMO 系数与抽头之间的关系;(e)不同 RSOP 速率下 LO 锁定后偏振态轨迹的实测结果;(f)PCR 均值与波长间隔($\Delta\lambda = \lambda_2 - \lambda_1$);(g)Pre-FEC BER 与发射端光功率的关系

Fig. 9 MIMO-free bidirectional transmission of SDM self-homodyne system^[30]. (a) Architecture diagram, where C1-C4 present polarization maintaining circulator, APC presents adaptive polarization controller, PMC presents polarization maintaining coupler, and SMF presents single mode fiber; (b) schematic of proposed APC, where PSR presents polarization splitter and rotator, PS presents phase shifter, and DC presents directional coupler; (c) polarization crosstalk ratio (PCR) versus RSOP speed; (d) MIMO weight versus tap; (e) experimental result of SOP trace of locked LO at different RSOP speeds; (f) average PCR versus wavelength separation ($\Delta\lambda = \lambda_2 - \lambda_1$); (g) pre-FEC BER versus launch power

态 x 上,这意味着 APC1(APC2)和 SMF2(SMF1)的琼斯矩阵的乘积是一个单位矩阵。即信号的偏振态通过 APC1(APC2)进行了预补偿。因此, 2×2 的 MIMO 可以用两个平行独立的 FIR 滤波器代替,用于补偿符号间的干扰。

由于在实时 DSP 中 MIMO 无法修改,因此本团队研究了 MIMO 收敛后各个抽头系数的 PCR 随着 RSOP 速率增大(APC 锁偏后)的变化。接收端两正交偏振态(x, y)上信号之间的 PCR 定义为

$$r_{\text{PCR}} = 10 \lg \left(\frac{|h_{xx}|^2 + |h_{yy}|^2}{|h_{xy}|^2 + |h_{yx}|^2} \right) \quad (13)$$

本团队首先探索了 APC 的偏振追踪能力。如图 9(c)所示,对于每个特定的 RSOP 速率,采样 10 次 MIMO 系数,以计算 PCR。可以看到,对于 $0 \sim 400$ rad/s 的 RSOP 速率,APC 能够跟上偏振态的变化,所以 PCR 比较稳定。具体来说,对于小于 400 rad/s 的 RSOP 速率,APC 可以将反向 LO 的 SOP 近似限制为 x 线偏振态,如图 9(c)所示。接着,本团队研究了 MIMO 中 4 个抽头的归一化系数,结果如图 9(d)所示。将每个抽头的模数作为 MIMO 抽头的系数。可以看到, h_{xy} 和 h_{yx} 的系数在收敛后趋于零。这意味着 x 和 y 信号之间的偏振串扰可以忽略不计,扰偏带来的信号的偏振串扰已由 APC 预补偿,在 400 rad/s 的 RSOP 速率下能实现 MIMO-free。然而,随着 RSOP 速率超过 400 rad/s,测得的 PCR 开始下降,同时,每次采样得到的 PCR 也开始波动。然后,本团队研究了激光器 1 和激光器 2 在 PCR 方面的波长差异 $\Delta\lambda$,如图 9(f)所示。可以看出,当 $\Delta\lambda < 0.35$ nm 时,系统实现了稳定的 MIMO-free 性能。最后,在 PCR 为 18.2 dB 的条件(在 MIMO-free 状态)下,本团队使用 ECL 和 DFB 两种激光器探究了 Pre-FEC BER 与发射光功率之间的关系。结果如图 9(g)所示,二者几乎无性能差异。

6 结束语

同源自零差相干可以在光信号探测前实现有效的“光域载波恢复”,有望在系统中采用低成本非制冷 DFB 激光器和波特率采样接收机。在空分架构中,利用信号与导频传输引入的相对延时致相位噪声,可以提供一种高精度、大动态范围的在线相对延时估计方法,为充分发挥同源自零差相干技术架构优势提供了可靠保障。自动偏振控制调控技术可用于实现偏分架构中导频和信号的分离,亦可用于规

避空分架构偏振分集探测时的功率衰落问题。此外,基于自动偏振控制的同源自零差相干技术可以为高速、对称的双向互联架构提供一种全新的低成本解决方案,仅采用单个自动偏振控制器即可实现双向偏振锁定,可进一步降低单纤偏分双向架构的器件成本以及实现 MIMO-free 的双纤架构,而且 DSP 仅剩单入单出均衡和前向纠错。这使得基于自动偏振控制的同源自零差相干技术可以为高性能、低成本、DSP-free 的双向高速互连提供一种极富前景的方案。有理由相信,具备光域均衡能力、兼容现有 ASIC 架构并保留相干光通信频谱效率优势的同源自零差相干至简 DSP 传输有望在中短距光传输系统中获得广泛应用,助力相干技术从长距离向中短距、短距互连不断渗透。与此同时,同源自零差相干技术也将推动和牵引覆盖光子集成、特种光纤、数字信号处理等多种技术领域的新型需求,成为多域融合创新的催化剂与助燃剂。

参 考 文 献

- [1] Cisco. Global cloud index: forecast and methodology, 2016–2021 [EB/OL]. [2021-05-04]. https://virtualization.network/Resources/Whitepapers/0b75cf2e-0c53-4891-918e-b542a5d364c5_white-paper-c11-738085.pdf.
- [2] Bell labs metro network traffic growth: an architecture impact study [EB/OL]. [2021-05-04]. <https://www.tmcnet.com/tmc/whitepapers/documents/whitepapers/2013/9378-bell-labs-metro-network-traffic-growth-an-architecture.pdf>.
- [3] Cisco. The zettabyte era: trends and analysis [EB/OL]. [2021-05-04]. <https://webobjects.cdw.com/webobjects/media/pdf/Solutions/Networking/White-Paper-Cisco-The-Zettabyte-Era-Trends-and-Analysis.pdf>.
- [4] Zhou X, Urata R, Liu H. Beyond 1 Tb/s intra-data center interconnect technology: IM-DD OR coherent? [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 38(2): 475–484.
- [5] Gui T, Wang X F, Tang M, et al. Real-time demonstration of homodyne coherent bidirectional transmission for next-generation data center interconnects [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(4): 1231–1238.
- [6] Perin J K, Shastri A, Kahn J M. Design of low-power DSP-free coherent receivers for data center links [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(21): 4650–4662.
- [7] Ashok R, Naaz S, Kamran R, et al. Analog domain

- carrier phase synchronization in coherent homodyne data center interconnects [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(19): 6204-6214.
- [8] Matsuda K, Suzuki N. Hardware-efficient signal processing technologies for coherent PON systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(6): 1614-1620.
- [9] Cheng J C, Xie C J, Tang M, et al. Hardware efficient adaptive equalizer for coherent short-reach optical interconnects[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2019, 31(15): 1249-1252.
- [10] Zhang T T, Xiang Q, Zhang S, et al. Cost-effective digital coherent short-reach transmission system with D8QAM and low-complexity DSP [J]. *Optics Express*, 2021, 29(8): 11892-11902.
- [11] Yang Y F, Xiang Q, Zuo T J, et al. Cost-effective and robust DSP scheme for a short-reach coherent system in the presence of transmitter IQ skew and chromatic dispersion [J]. *Optics Letters*, 2021, 46(18): 4606-4609.
- [12] Zhang X, Li X, Zeng T, et al. Real time low-complexity adaptive channel equalization for coherent optical transmission systems [J]. *Optics Express*, 2020, 28(4): 5058-5068.
- [13] Che D, Li A, Chen X, et al. Stokes vector direct detection for linear complex optical channels [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(3): 678-684.
- [14] Mecozzi A, Antonelli C, Shtaif M. Kramers-Kronig coherent receiver [J]. *Optica*, 2016, 3(11): 1220-1227.
- [15] Shieh W, Sun C, Ji H L. Carrier-assisted differential detection[J]. *Light: Science & Applications*, 2020, 9: 18.
- [16] Morsy-Osman M, Sowailam M, El-Fiky E, et al. DSP-free 'coherent-lite' transceiver for next generation single wavelength optical intra-datacenter interconnects [J]. *Optics Express*, 2018, 26(7): 8890-8903.
- [17] Sowailam M Y S, El-Fiky E, Morsy-Osman M, et al. Self-homodyne system for next generation intra-datacenter optical interconnects [J]. *Optics Express*, 2017, 25(22): 27834-27844.
- [18] Wen Y J, Li A, Guo Q, et al. 200G self-homodyne detection with 64QAM by endless optical polarization demultiplexing[J]. *Optics Express*, 2020, 28(15): 21940-21955.
- [19] Huang H Z, Huang Y T, Chen H S, et al. Digital interference mitigation in space division multiplexing self-homodyne coherent detection[C]//2021 European Conference on Optical Communication (ECOC), September 13-16, 2021, Bordeaux, France. New York: IEEE Press, 2021.
- [20] Feng Z H, Xu L, Wu Q, et al. Ultra-high capacity WDM-SDM optical access network with self-homodyne detection downstream and 32QAM-FBMC upstream[J]. *Optics Express*, 2017, 25(6): 5951-5961.
- [21] Qu Z, Fu S N, Zhang M M, et al. Analytical investigation on self-homodyne coherent system based on few-mode fiber [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2014, 26(1): 74-77.
- [22] Cheng J C, Xie C J, Tang M, et al. A comparative study of intradyne and self-homodyne systems for next generation intra-datacenter optical interconnects [C]//2019 24th OptoElectronics and Communications Conference (OECC) and 2019 International Conference on Photonics in Switching and Computing (PSC), July 7-11, 2019, Fukuoka, Japan. New York: IEEE Press, 2019.
- [23] OIF. Micro integrable tunable laser assembly implementation agreement: OIF-ITLA-MSA-01.0 [R/OL]. Fremont: The Optical Networking Forum, 2019. <https://www.oiforum.com/wp-content/uploads/2019/01/OIF-microITLA-01.0.pdf>.
- [24] Chen Y Z, Chen J D, Li W H, et al. Modeling and mitigation of polarization crosstalk-induced nonlinearity for the polarization-multiplexed carrier self-homodyne system[J]. *Optics Letters*, 2022, 47(6): 1423-1426.
- [25] Wang X F, Zeng Y F, Liao R L, et al. Mach-Zehnder interferometer based endlessly adaptive polarization controller on silicon-phonic platform [C]//2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), June 6-10, 2021, San Francisco, CA, USA. New York: IEEE Press, 2021.
- [26] Zhou X, Gao Y Y, Huo J H, et al. Theoretical analysis of phase noise induced by laser linewidth and mismatch length in self-homodyne coherent systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(5): 1312-1321.
- [27] Li W H, Zhang M M, Chen Y Z, et al. Digital in-service relative time delay estimation for SDM self-homodyne coherent systems [J]. *Optics Express*, 2021, 29(24): 39079-39095.
- [28] Gui T, Wang X F, Tang M, et al. Real-time demonstration of 600 Gb/s DP-64QAM self-homodyne coherent Bi-direction transmission with un-cooled DFB laser [C]//2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 8-12, 2020, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2020.

- [29] Chen Y Z, Wang X F, Zeng Y F, et al. All-optical polarization split of the signal and LO for a bi-directional self-homodyne coherent system[J]. *Optics Letters*, 2021, 46(12): 2819-2822.
- [30] Wang L, Zeng Y, Yang T, et al. First real-time MIMO-free 800 Gb/s DP-64QAM demonstration using bi-directional self-homodyne coherent transceivers [C] // *European Conference on Optical Communication (ECOC)*. Bordeaux, France: [s.n.], 2021: Th3C2.PD1.5.

Self-Homodyne Coherent Optical Transmission Techniques

Tang Ming^{1*}, Li Weihao¹, Zhang Mingming¹, Wang Xuefeng¹, Chen Yizhao¹,
Zeng Yifan¹, Wang Li¹, Cheng Jingchi²

¹ *School of Optical and Electronic Information & Wuhan National Laboratory for Optoelectronics, Optics Valley Laboratory, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei, China;*

² *Alibaba Infrastructure Service, Alibaba Group, Hangzhou 311121, Zhejiang, China*

Abstract

Significance Big data services have yielded explosive growth of capacity in short-reach optical networks. The intensity modulation direct-detection (IMDD) systems with simple schemes and power-efficient digital signal processing (DSP) are typically preferred in short-reach scenes. However, they are unable to satisfy the demand for continually increasing interface speed. The Ethernet interface data rate is approaching 800 Gbit/s and 1.6 Tbit/s. Hence, the conventional IMDD will suffer from serious technical challenges, including dispersion-induced power fading, rapidly increasing cost, and limited sensitivity.

As an alternative, coherent technology can provide high spectral efficiency, high sensitivity, and good tolerance to the chromatic and polarization-mode dispersion. However, for short-reach application, this technology is considered overly costly and power-consuming. These drawbacks originate from two main challenges. On one hand, power-consuming DSP is required for solving various impairments on the received signal in traditional coherent schemes. Moreover, with the fading of the Moore's law, the node gain brought by new footprints of application specific integrated circuits (ASICs) tends to be marginal. Using only advanced DSP in the development of coherent technology for short-reach high-speed interconnections is quite difficult. On the other hand, traditional coherent technology is associated with complex hardware structures, especially the adoption of narrow-linewidth, frequency-stable, and tunable lasers, such as external cavity laser and integrable tunable laser assembly (ILTA). Consequently, coherent technology is still inapplicable to short-reach networks.

Apart from conventional IMDD and coherent technology, many self-coherent schemes have been proposed with certain tolerance to laser linewidths and less implementation complexity (than that of the conventional systems). The Kramers-Kronig receiver (KKR) and Stokes vector receiver are two typical schemes, each receiving considerable attention. In terms of the product of analog to digital converter ADC bandwidth and number of ADCs, these schemes are more expensive while achieving the same capacity as that of the conventional coherent technology. The self-homodyne coherent (SHC) scheme has been proposed as another "coherent-lite" scheme, including polarization division multiplexing and space division multiplexing as the categories. The key feature of this scheme is that the signal lights transmit simultaneously along with their pilots in links. At receiver, coherent detection will be conducted through the remotely delivered pilot to achieve optical domain phase recovery of signal. Thus, the cost and the power consumption are reduced, and the use of low-cost and uncooled distributed feedback (DFB) laser and baud-rate-sampling receivers is realized. The advantages of the coherent technology are therefore inherited and the scheme is simplified, and hence this technology is considered one of the most promising technologies for future short-reach optical networks. Despite the excellent characteristics of SHC schemes, many key implementational issues must be solved prior to deployment.

Progress In space division systems, the relative time delay will induce a unique phase noise and degrade the system performance, which may prevent use of the low-cost DFB laser in the SHC scheme. Fortunately, the derivative of such phase noise is a colored frequency modulation noise. Utilizing this characteristic, we proposed and demonstrated

an in-service high-precision and large-dynamic-range estimation method of relative time delay (RTD), contributing to the realization of the SHC technique. Besides, the random birefringence in the optical fiber will lead to changes in the state of polarization (SOP) during delivery of the pilot and signal. Another implementational issue is that automatic compensations of such randomly changed SOP is required for real fiber links. By leveraging our in-house-developed adaptive polarization controller (APC), we solved both problems of polarization demultiplexing in polarization division multiplexed (PDM) SHC systems and pilot SOP locking in space division multiplexed (SDM) SHC systems. The APC technique allows further simplification of the DSP algorithms. Utilizing only one APC device and its symmetry property, we also demonstrated the first multi-input and multi-output (MIMO)-free SDM-SHC transmission and PDM-SHC transmission in bidirectional (BiDi) scenes. The APC technique paves the way for low-cost, power-efficient, high-speed BiDi optical interconnections. We present an overview of the progress that our group has realized for SHC systems, including the APC techniques, the in-service RTD estimation techniques, and the simplest BiDi SHC transmission architectures based on APC techniques.

Conclusions and Prospects The SHC scheme capable of optical-domain equalization, high spectrum efficiency, and compatibility with current ASIC architecture has been demonstrated. This scheme provides a promising method for future low-cost short-to-medium-reach optical interconnections. Moreover, the SHC technology will generate new demands from other technical areas, including photonic integration, special optical fibers, and DSP. This technology will promote and accelerate innovations in multiple fields.

Key words optical communications; self-homodyne; coherent communication; polarization control