



专题：未来光通信技术

## 新型光接收系统架构：应用于超大容量低成本的短距光互连

计红林<sup>1</sup>, 李雪阳<sup>1</sup>, 贺志学<sup>1</sup>, 胡卫生<sup>1,2</sup>, William Shieh<sup>3</sup>

(1. 鹏城实验室先进承载网络技术研究所, 广东 深圳 518055;

2. 上海交通大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海 200240;

3. 墨尔本大学电气与电子工程系, 澳大利亚 墨尔本 3010)

**摘要：**大规模数据中心等新兴网络基础设施的部署急需超大容量低成本的短距光互连系统。传统的直调直检系统拥有简单的接收机结构，但只能检测信号的强度信息，这限制了其系统容量的进一步扩展。经典的相干传输系统能够调制解调高阶信号进而实现大容量传输，但收/发端都需要昂贵的窄线宽激光器和复杂度的数字信号处理，这阻碍了其在短距光互连中的广泛应用。新型的直接检测光接收系统旨在结合直接检测和相干检测两者的优点，弥补二者之间的研究空白。因此，新型的光接收系统架构主要基于自相干检测。介绍了新型单偏振、双偏振、少模光接收系统架构。该类新型的光接收系统不需要本振激光器且能通过直接检测恢复光场信号，实现超大容量低成本的短距光互连。

**关键词：**短距光互连；直接检测；自相干检测；自零差相干检测；模分复用传输

**中图分类号：**TP393

**文献标志码：**A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2022159

## Advanced optical receiver architectures for ultra-high capacity but low-cost short-reach optical interconnects

Ji Honglin<sup>1</sup>, Li Xueyang<sup>1</sup>, He Zhixue<sup>1</sup>, Hu Weisheng<sup>1,2</sup>, William Shieh<sup>3</sup>

1. Institute of advanced bearer network, Peng Cheng Laboratory, Shenzhen 518055, China

2. State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks,  
Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China

3. Department of Electrical and Electronic Engineering, The University of Melbourne, Melbourne VIC 3010, Australia

**Abstract:** The deployment of emerging network infrastructure such as hyper-scale datacenters urgently requires ultra-high capacity but low-cost short-reach optical interconnects. Conventional intensity modulation and direct detection possesses a simple receiver structure but can only recover the intensity information, which restrains the capability of further scaling up the system capacity. Standard coherent detection can deliver high-order modulation formats and achieve high-capacity transmission. Nevertheless, the coherent transceiver requiring expensive narrow-linewidth laser

收稿日期：2022-04-21；修回日期：2022-06-24

通信作者：计红林, jihl@pcl.ac.cn; 李雪阳, xueyang.li@pcl.ac.cn

共同作者：计红林和李雪阳为本文共同第一作者，合作组织本文的内容。

基金项目：国家重点研发计划项目 (No.2020YFB1806400); 鹏城实验室自立项目 (No.PCL2021A04, No.PCL2022AS13)

**Foundation Items:** The National Key Research and Development Program of China (No.2020YFB1806400), Peng Cheng Laboratory Self-established Program (No.PCL2021A04, No. PCL2022AS13)



sources and computation-intensive digital signal processing precludes its wide applications in short-reach systems. The advanced direct-detection optical receivers aim to combine the advantages of both direct detection and coherent detection and bridge the gap between them. Therefore, the advanced optical receivers are mainly based on self-coherent detection. Advanced single-polarization, dual-polarization, and few-mode optical receiver architectures were introduced. The proposed advanced optical receivers can retrieve the optical field via direct detection without using the narrow-linewidth lasers, which enables the realization of ultra-high capability but low-cost short-reach optical interconnects.

**Key words:** short-reach optical interconnects, direct detection, self-coherent detection, self-coherent homodyne detection, mode-division multiplexing transmission

## 0 引言

超大规模数据中心和算力中心的广泛部署支撑起如今繁荣的数字经济时代。为构建一体化的新型算力平台，国家部署的东数西算工程将东部算力需求引导到西部数据中心<sup>[1]</sup>，这将极大地增加光网络的容量需求。同时，许多新兴互联网应用（如移动端视频流服务、自动驾驶、智慧城市等）的出现将进一步推动短距离光网络中的流量增长<sup>[2]</sup>。根据电气电子工程师学会（Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE）的以太网路线规划图，800 GE~1.6 TE 的通信设备将在 2023 年开始商业化部署并取代目前已广泛交付的 400 GE 光通信设备，成为下一代以太网接口的目标交换速率<sup>[3]</sup>。为了满足这种快速流量增长的需求，短距离光网络需要使用更高速的传输链路。由于传输系统的大规模部署，收发机的成本在短距光互连系统中占据了最主要的部分，因此，短距光互连系统需要在提升容量的同时保持低成本的特点。目前，短距离光网络的传输链路主要基于传统的直调直检，使用非相干的一维强度调制信号。为了增加光链路的传输速率，目前较多采用的方案是使用多通道并行传输的粗波分复用技术。因此，标准化的 400 GE 光通信设备使用了 8 个 50 Gbit/s 的波长通道。沿用相同的思路，为了实现下一代 800 GE/1.6 TE 的接口速率目标，新一代通信设备需要使用更多的波长通道或者增加单个

通道的传输速率。然而，堆叠更多的波长通道需要更多的激光器且需进行复杂的波长管理，这会导致运营管理成本的急剧增加。如果单波长使用更高的传输速率，将对保持电信号的完整性带来巨大的挑战并会增加系统链路的功率耗散。这些问题的根源在于传统的直调直检只能检测信号的强度信息而丢失了相位分集功能，不能实现高阶信号的调制和检测。

因此，提升传统直调直检系统传输速率的难题进一步强调了充分利用更多信道维度的重要性，如相位和偏振维度。借助高阶调制信号，系统可以在增加传输速率的同时降低系统符号速率和器件带宽。因此，近年来，在短距光互连系统的研究中，经典的数字相干传输系统由于能够调制和检测高阶信号而受到越来越多的关注。然而，经典的相干传输系统需要昂贵的窄线宽激光源和高复杂度的数字信号处理，这使其主要应用于长途骨干网和中长距离的城域网。随着硅基光子集成技术的发展，相干收发机所需要的光电器件（如光场调制器、相干接收机等），都能够被集成到硅光平台上，实现低成本、小型化光模块的批量生产。然而，所需的窄线宽激光源需要复杂且昂贵的异质集成工艺<sup>[4-6]</sup>。该昂贵的窄线宽激光器以及复杂的数字信号处理限制了经典相干光传输系统在短距离光互连中的进一步应用。为了在增加传输速率的同时保持低成本的特点，短距光互连系统需要采用新型的光接收系统架构。

该新型的光接收系统架构旨在结合相干检测和直接检测的优点,与相干传输系统类似,能够恢复光场信号且补偿各种各样的信道损伤(如光纤色散和器件带限效应等),从而实现基于高阶调制格式的大容量传输;同时也能够像直调直检系统拥有简单的接收机结构不需要昂贵的本振激光源,且所需的数字信号处理复杂度低没有频偏和相位噪声补偿过程,在发射端能够采用低成本的大线宽非冷却激光源。鉴于此,新型的光接收系统架构主要基于自相干检测,弥补相干传输和直调直检系统之间的研究空白,使直接检测系统也能实现高阶调制和光场信号的恢复。在自相干检测系统中,自相干的光载波是线性化信道、恢复光场所必需的。因此,在发射端,该自相干的载波和高阶调制信号可以共享一个激光源消除频率偏差和相位噪声的影响,同时降低波长管理成本。自相干的载波和调制信号可以使用单纤或者双工光纤传递到接收端。在接收端,新型的光接收机在不需要窄线宽本振激光源的前提下,如何实现光场信号的恢复将是本文讨论的重点。

本文以信号复用维度为主线,介绍实现大容量低成本短距光互连的新型单偏振、双偏振和少模光接收系统架构。类似于相干检测,本文讨论的新型光接收系统都能够恢复光场信号、补偿信道损伤、实现高阶调制,且类似于直接检测不需要本振激光源;从硬件和算法上降低系统的成本和功耗。

## 1 新型单偏振光接收系统架构

在本节里,单偏振是指高阶调制信号和自相干光载波在光纤的同一个偏振上传输。信号和自相干载波在正交偏振上传输会浪费一个偏振维度,且需使用单模斯托克斯矢量接收机检测和恢复信号<sup>[7]</sup>。在同一个偏振上,信号和自相干光载波可以在时域或者频域上传递给接收机。在时域上,信号和光载波可以分别占据不同的时隙<sup>[8-9]</sup>,

但该方式会降低系统的光谱效率。因此,本节的新单偏振光接收系统是在频域上同时传递信号和光载波给接收机而不需要牺牲光谱效率。相对于光载波的位置,该高阶调制信号在频域上可以以单边带或者双边带的形式存在。单边带信号可以使用 Kramers-Kronig 接收机恢复<sup>[10]</sup>,但系统的电频谱效率会降低一半。因此,本节介绍的新型单偏振光接收机的目标是通过直接检测恢复复值双边带的高阶调制信号。该新型的单偏振光接收机拥有和单偏振零差相干传输系统相同的光谱和电谱效率,同时类似直接检测不需要使用本振激光源。针对该新型的单偏振光接收系统,本文提出了以下几种方案。

- 载波协助的差分检测接收机<sup>[11-19]</sup>。
- 非对称自相干探测接收机<sup>[20-22]</sup>。
- 基于马赫-曾德干涉的非对称自相干探测接收机<sup>[23]</sup>。

### 1.1 载波协助的差分检测接收机

载波协助的差分检测接收机结构如图 1 所示。其中,基础载波协助的差分检测接收机结构如图 1(a) 所示,接收的光信号包括双边带复信号  $S$  和自相干零差的光载波  $C$ 。该接收的光信号经过分光器分成两个支路,一路输入广义的光滤波器,另一路直接输入  $90^\circ$  光混频器。该广义的光滤波器可以是纯光时延、相位型滤波器(如色散)和光带通滤波器(其相位响应可以包含任意的群时延)。广义光滤波器的输出经过分光器后再分成两路,一路输入  $90^\circ$  光混频器,另一路直接被单端光电探测器转换为电信号。 $90^\circ$  光混频器的输出通过两个平衡光电探测器完成光电信号的转换。为了便于解释,所有用到的光电器件的物理效率都假设单位是 1,例如分光器分光比、滤波器插损、光电探测器的响应度等。因此,接收的光信号可以表示为  $c + s(t)$ 。双边带复信号  $s(t)$  可以是单载波调制信号或者任意的多载波调制信号。假设广义光滤波器的中心波长正好位于自相干光

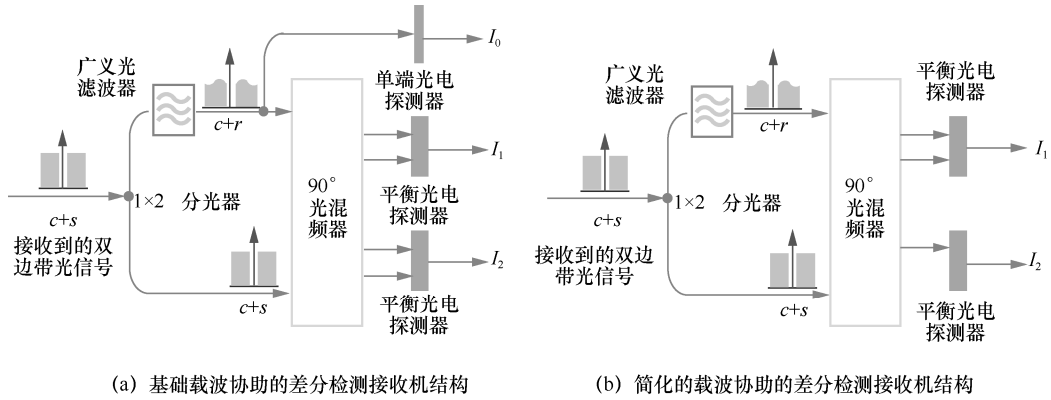


图1 载波协助的差分检测接收机结构

载波  $c$  处, 经过光滤波器后, 产生的光信号可以表示为  $c+r(t)$ ,  $r(t)$  是滤波后的双边带复信号, 可以表示为:

$$r(t) = s(t) \otimes T(t) \quad (1)$$

其中,  $\otimes$  代表卷积操作,  $T(t)$  是广义光滤波器在基带的时域脉冲响应。这里需要注意的是, 该广义光滤波器可能会对光载波  $c$  产生一个相位响应系数, 该系数可以分解出来并归入滤波器响应  $T(t)$  中。从图 1 (a) 中的 3 个光电探测器得到的输出波形可以表示为:

$$I_0 = |c+r|^2 = |c|^2 + |r|^2 + rc^* + r^*c \quad (2)$$

$$I_1 = \text{Re}[(c+s) \cdot (c+r)^*] \quad (3)$$

$$I_2 = \text{Im}[(c+s) \cdot (c+r)^*] \quad (4)$$

其中,  $*$  代表复共轭,  $\text{Re}[\cdot]$  和  $\text{Im}[\cdot]$  分别代表取一个复变量的实部和虚部。联合式 (2) ~ 式 (4), 在数字域可以重建一个新信号  $R_1$ , 该新信号可以表示为:

$$R_1 = I_1 + jI_2 - I_0 = (s-r)c^* + \text{SSBI}_1 \quad (5)$$

其中,  $\text{SSBI}_1 = r^*(s-r)$  是信号和信号拍频的二阶干扰。式 (5) 的第一项是线性的, 将用来恢复接收的复值双边带信号  $s(t)$ 。光滤波器的带宽越窄, 所产生的二阶干扰  $\text{SSBI}_1$  越小, 这有利于提高接收机的性能并逼近相干检测接收机的灵敏度。因此, 接收的双边带复信号在频域可以恢复为:

$$S(f) = \frac{1}{c^*} \frac{F(R_1 - \text{SSBI}_1)}{1 - T(f)} \quad (6)$$

其中,  $F(\cdot)$  代表傅里叶变换,  $T(f)$  是光滤波器的频域脉冲响应。因此, 载波协助的差分检测接收机的广义传递函数是  $H_1(f) = 1 - T(f)$ 。当使用纯光时延作为广义滤波器的一种实现方法时, 该接收机的传递函数可以表示为  $H_1(f) = 1 - e^{-j2\pi f\tau}$ ,  $\tau$  是所使用的纯光延时大小。在式 (6) 中, 需要估计和消除二阶干扰项  $\text{SSBI}_1$ , 这可以通过使用二阶干扰迭代消除算法实现<sup>[12]</sup>, 这里不赘述。当恢复接收的光场信号  $s(t)$  后, 就可以补偿光纤色散等信道损伤, 实现高阶调制和高谱效传输。

为了进一步降低载波协助差分检测接收机结构的复杂度, 简化的接收机结构如图 1 (b) 所示。相比于图 1 (a), 其移除了单端光电探测器支路。此时, 提出的接收机所需的平衡光电探测器和模数转换器的数量与单偏振相干接收机是一样的, 但是提出的载波协助差分检测接收机不需要昂贵的窄线宽本振光源也能实现光场恢复。通过使用图 1 (b) 中仅有的两个平衡探测器, 可以在数字域重建一个新信号  $R_2$ , 该新重建的新信号可以表示为:

$$R_2 = I_1 + jI_2 - [(I_1 + jI_2) \otimes T]^* = sc^* - rc^* \otimes T^* + \text{SSBI}_2 \quad (7)$$

这里产生的二阶信号干扰项  $\text{SSBI}_2 = sr^* - s^*r \otimes T^*$ 。在式 (7) 中, 前两项是线性信号项,

将用于光场信号的恢复。一般情况下, 光滤波器的响应  $T(f)$  是未知的。为了重建新信号  $R_2$ , 需要首先知道光滤波器的响应  $T(f)$ 。为了估计光滤波器的响应  $T(f)$ , 可以使用子载波交织的训练序列。类似于图 1 (a) 的检测方式, 接收的复值双边带信号在频域可以恢复为:

$$S(f) = \frac{1}{c^*} \frac{F(R_2 - \text{SSBI}_2)}{1 - T(f)T^*(-f)} \quad (8)$$

因此, 对于简化的载波协助差分检测接收结构, 接收机的传递函数是  $H_2(f) = 1 - T(f)T^*(-f)$ 。相比于图 1 (a) 的接收机结构, 简化的载波协助的差分检测接收机的等效广义光滤波器响应是  $T(f)T^*(-f)$ , 这相当于两个滤波器级联且其时域脉冲响应是相互共轭的。所以, 简化的载波协助的差分检测接收机虽然只用一个光滤波器, 其等效广义光滤波器响应相当于两个相同滤波器的级联, 这将会有更窄的等效滤波器带宽以及更陡峭的滚降边缘。因此, 相比于图 1 (a) 的接收机结构, 该简化的载波协助的差分检测接收机将会有更小的二阶信号干扰以及更好的传输性能。但是, 一些有对称相位响应的广义光滤波器 (例如色散), 不能用于简化的载波协助的差分检测接收结构, 因为色散的频响与频率成二阶关系, 其等效的滤波器响应是单位 1, 这会使传递函数  $H_2(f)$  变为零。为了消除式 (8) 里的二阶信号干扰项  $\text{SSBI}_2$ , 也可以使用二阶干扰迭代消除算法<sup>[17]</sup>, 这里也不再赘述。

对于载波协助的差分检测接收机结构以及其简化版本, 其传递函数在零频位置有接近于零的幅度响应, 这是因为滤波器的中心波长位于自相干载波处而产生的现象。此外, 载波协助的差分检测接收机固有的二阶信号干扰在频域呈现类似三角形的形状。因此, 在零频的位置, 二阶信号干扰最强。对重建的信号  $R_1/R_2$  除以传递函数恢复接收的复双边带信号时, 在低频区的二阶信号干扰和噪声将会被放大。为避

免性能的恶化, 可以在信号的上下边带之间或者零频位置设置一个保护间隔。在该保护间隔内不加载任何信号。虽然大的频率保护间隔有利于提升性能, 但会降低接收机的电频谱效率。因此, 需要平衡电频谱效率和传输性能。需要注意的是, 该频率保护间隔通常很小, 不能容纳所有的二阶信号干扰, 以保持和相干传输系统相似的电频谱效率。

## 1.2 非对称自相干探测接收机

非对称自相干探测接收机是用于自相干双边带复数信号相场恢复的另一种方案。对于表示为  $c + s(t)$  的自相干双边带复数信号, 其光场强度可直接抽取信号  $s(t)$  的实数部分。基于此, 本文设计另一路互补的探测分支, 使光信号经过一个优化设计的光传递函数后, 对光场强度的平方探测可用于抽取信号的虚部。因此, 本文可以联合两路探测分支恢复完整的信号复振幅, 实现链路损伤在接收端的数字域补偿, 提升系统通信速率。非对称自相干探测接收机示意图如图 2 所示。

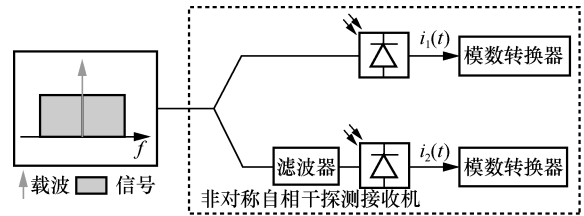


图 2 非对称自相干探测接收机示意图

为简化分析, 本文忽略接收机噪声, 将电信号  $i_1(t)$  与  $i_2(t)$  分别表示如下:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= |c + s(t)|^2 = \\ &= |c|^2 + 2c \operatorname{Re}(s(t)) + |s(t)|^2 = \\ &= |c|^2 + 2c \operatorname{Re}(s(t)) + r_1(t) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} i_2(t) &= |(c + s(t)) \otimes h(t)|^2 = \\ &= |c \otimes h(t)|^2 + 2 \operatorname{Re}(\overline{c \otimes h(t)} \cdot s(t) \otimes h(t)) + \\ &= |s(t) \otimes h(t)|^2 = |c \otimes h(t)|^2 + \\ &= 2 \operatorname{Re}(\overline{c \otimes h(t)} \cdot s(t) \otimes h(t)) + r_2(t) \end{aligned} \quad (10)$$



其中,  $h(t)$  为光传递函数,  $\text{Re}(x)$  表示  $x$  的实部,  $\bar{x}$  是  $x$  的共轭, 自拍频串扰  $|s(t)|^2$  以及  $|s(t) \otimes h(t)|^2$  分别记作  $r_1(t)$  和  $r_2(t)$ 。如文献[20]中推导, 可以分别得到  $s(t)$  实部  $s_1(t)$  和虚部  $s_0(t)$  在频域的表达式如下:

$$S_1(\omega) = \frac{I_1(\omega) - R_1(\omega)}{2T} \quad (11)$$

$$S_Q(\omega) = \frac{(I_1(\omega) - R_1(\omega))Q(\omega) - (I_2(\omega) - R_2(\omega))}{2TP(\omega)} \quad (12)$$

其中, 各信号的傅里叶变换由相应的大写字母表示, 与光滤波器配置有关的响应函数  $P(\omega)$  与  $Q(\omega)$  的具体表示由文献[20]给出, 而自拍频串扰项  $R_1(\omega)$  及  $R_2(\omega)$  可通过循环算法消除<sup>[21-22]</sup>。由式(11)与式(12)可得到光滤波器采取不同传递函数重建信号的表达式。例如, 当一个色散器件用于抽取信号虚部时, 信号的虚部在频域可表达为(信号实部同式(11)):

$$S_Q(\omega) = \frac{(I_1(\omega) - R_1(\omega))\cos(\omega^2\beta_2L/2) - (I_2(\omega) - R_2(\omega))}{2T\sin(\omega^2\beta_2L/2)} \quad (13)$$

其中,  $\beta_2$  是传输常数的二阶导数。而当光滤波器为一个边带抑制滤波器, 即具有如下响应时:

$$H(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < 0 \\ 1, & \omega \geq 0 \end{cases} \quad (14)$$

信号的虚部在频域可表达为:

$$S_Q(\omega) = \frac{(I_1(\omega) - R_1(\omega))A_E(\omega) - (I_2(\omega) - R_2(\omega))}{-2T \cdot jA_O(\omega)} \quad (15)$$

其中,  $A_E$  与  $A_O$  为  $H(\omega)$  振幅的奇数与偶数部分。

综上, 非对称自相干探测接收机通过一个双分支的简单接收机架构实现自相干双带边复数信号的相场恢复, 不仅可实现链路中导致性能劣化的物理损伤在收端的数字域补偿, 还省去了接收端本振光, 大大提升了系统对长途波长管理的宽

容度, 在短距离光互连场景中具有一定的应用潜力。进一步地, 可以采取提升调制格式频谱效率、优化滤波器传递函数设计、压缩自拍频干扰消除循环次数等技术路线提升非对称自相干探测接收机所允纳的通信速率, 使其更适用于带宽日益增长的短距光互连场景。

### 1.3 基于马赫-曾德干涉的非对称自相干探测接收机

区别于第1.2节中讨论的非对称自相干探测接收机, 还可以在接收机中增加一个马赫-曾德干涉结构, 即通过  $s(t)$  与经过一定时延  $\tau$  的  $s(t)$  (即  $s(t - \tau)$ ) 的拍频信号重建相场。基于马赫-曾德干涉的非对称自相干探测接收机架构示意图如图3所示。对比图2中的接收机架构, 该架构同样仅采用两个实信号接收分支重建二维复数信号的相场。

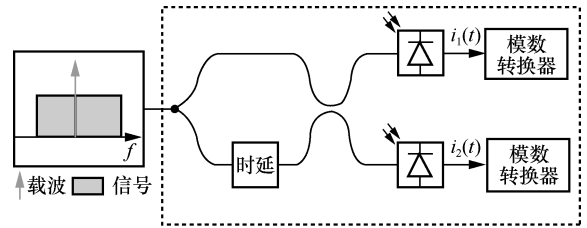


图3 基于马赫-曾德干涉的非对称自相干探测接收机架构示意图

图3中模数转换器探测的连续电信号  $i_1(t)$  与  $i_2(t)$  可分别表示如下。

$$i_1(t) = \frac{1}{4} \left| (c + s(t)) + j(c + s(t - \tau)) \right|^2 = \frac{1}{4} \left( \begin{aligned} &c^2 + 2c \text{Re}(s(t)) + |s(t)|^2 \\ &+ c^2 + 2c \text{Re}(s(t - \tau)) + |s(t - \tau)|^2 \\ &- 2 \text{Re}((c + s(t))j(c + s^*(t - \tau))) \end{aligned} \right) \quad (16)$$

$$i_2(t) = \frac{1}{4} \left| (c + s(t)) - j(c + s(t - \tau)) \right|^2 = \frac{1}{4} \left( \begin{aligned} &c^2 + 2c \text{Re}(s(t)) + |s(t)|^2 \\ &+ c^2 + 2c \text{Re}(s(t - \tau)) + |s(t - \tau)|^2 \\ &+ 2 \text{Re}((c + s(t))j(c + s^*(t - \tau))) \end{aligned} \right) \quad (17)$$

其中,  $\tau$  是图3所示光信号群时延。为方便表示,

将信号自拍频串扰  $1/2|s(t)|^2$  和  $\text{Im}(s(t)s^*(t-\tau))/T$  分别记作  $u_1(t)$  和  $u_2(t)$ ，由文献[23]可得到重建相场实部与虚部的频域表示：

$$S_I(\omega) = \frac{I_1(\omega) + I_2(\omega) - 2\pi c^2 \delta(\omega)}{c(1 + e^{-j\omega\tau})} - \frac{U_1(\omega)}{c} \quad (18)$$

$$S_Q(\omega) = \frac{I_1(\omega) - I_2(\omega) - U_2(\omega)}{c(1 - e^{-j\omega\tau})} \quad (19)$$

注意此处连续信号的傅里叶变换由相应的大写字母表示， $\delta(x)$  是狄拉克函数。类似地，式(18)与式(19)的信号自拍频串扰项可通过循环算法消除，进而得到线性化的信号相场。由于基于图3的马赫-曾德干涉的非对称自相干探测接收机所重建的信号实部与信号虚部各自含有一个非理想传递函数，即  $1/(1 + e^{-j\omega\tau})$  与  $1/(1 - e^{-j\omega\tau})$ 。非理想的接收机传递函数在频域上具有多个零点，将导致重建信号信噪比在部分频域区间受到增强的噪声与非线性串扰影响而劣化。为了提升信号信噪比并最大化接收机通信速率，可以使用如图4所示改进的基于马赫-曾德干涉的非对称自相干探测接收机架构示意图，即通过增加一路额外的基于单端探测器的直检分支消除重建信号实部的非理想传递函数。对比图3，图4中改进的接收机方案仍只需两个模数转换器，仅在硬件复杂度上将一个单端的探测器替换为平衡探测器。

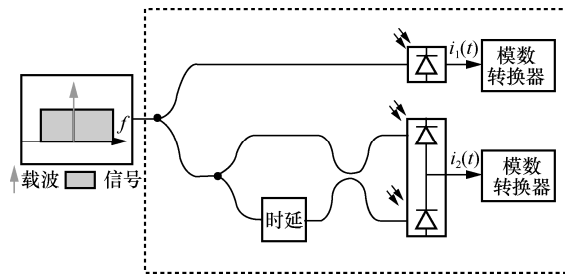


图4 改进的基于马赫-曾德干涉的非对称自相干探测接收机架构示意图

基于该改进方案，有如下相场重建表达式：

$$S_I(\omega) = \frac{I_1(\omega) - U_1(\omega)}{2T} \quad (20)$$

$$S_Q(\omega) = \frac{I_2(\omega) - U_2(\omega)}{T(1 - e^{-j\omega\tau})} \quad (21)$$

显然，该重建信号仅在虚部上受到非理想传递函数影响。

此类接收机（包括非对称自相干接收机或载波协助差分探测接收机）难以区分自相干信号的载波与信号成分，并给予差异化的响应，所重建信号中的噪声与自拍频串扰均受到自相干接收机非理想传递函数的影响，需要合理优化调制信号频域分布，实现信号传输。对比图2无干涉结构的非对称自相干探测接收机，基于马赫-曾德干涉的非对称自相干探测接收机在频域具有更均匀的串扰/噪声增强分布，便于在信号调制时加载数个带宽相同的数字子载波，但同时接收机两路接收的时偏、强度偏移有更苛刻的要求<sup>[31-34]</sup>。

## 2 新型双偏振光接收系统架构

本节介绍的新型双偏振光接收系统架构基于同源自相干零差检测，用于调制和接收双偏振复双边带信号。其中，信号和载波使用双工光纤独立传输，以此降低经典偏振分集相干接收机的成本以及数字信号处理复杂度。然而，由于使用独立的光纤传递同源自相干的本振信号，其偏振态会以一定速率快速随机地变化。对使用经典的偏振分集相干接收机结构来说，当接收到的本振信号偏振与偏振分束器的本征偏振之一对齐时，会造成另一个偏振的功率完全丢失，即功率调零或者偏振调零现象。因此，对新型双偏振光接收系统机构来说，核心问题是如何避免或者处理该偏振调零的问题。为了解决接收到的本振信号的偏振随机变化问题以及偏振调零现象，最直接的方式是在经典的偏振分集相干接收机结构使用一个自动偏振控制器调节接收到的本振信号偏振态<sup>[24]</sup>，使接收到的本振信号经过自动偏振控制器后，两个偏振有相等的载波功率保障信号和载波的正确拍频。该偏振控制器需要能够将输入的任意偏振态转换为所需要的固定输出偏振态。这个转换过程必须是一种连续的或者无止境的方式，称为无重



置方式<sup>[25]</sup>, 任意变化的输入偏振态都不会被用户感知。然而, 为了实现透明的偏振转换, 该自动偏振控制器总是需要复杂的控制系统和反馈算法。为了应对各种各样的电磁环境, 特别是在一些极端环境(如闪电、暴风雨等)下, 该自动偏振控制器的响应速度必须要达到  $10^6$  rad/s 及以上<sup>[26-27]</sup>。到目前为止, 工程设计实现的自动偏振控制器的偏振追踪速度仅能够达到  $10^4$  rad/s<sup>[28]</sup>。而且, 对于 600 Gbit/s 的相干光传输系统, 所使用的自动偏振控制器仅能够在 300 rad/s 以内保证系统传输性能不会下降<sup>[29]</sup>。鉴于此, 提出了两个基于电数字信号处理算法实现的高速偏振追踪而不需要借助任何光偏振控制或者自动偏振控制的方案: 混合的偏振分集相干接收机<sup>[30]</sup>和互补的偏振分集相干接收机<sup>[31-34]</sup>。

## 2.1 混合的偏振分集相干接收机

混合的偏振分集相干接收机结构如图5所示, 它包括一个单偏振相干接收机(右上角的  $90^\circ$  光混频器以及跟随的两个平衡光电探测器)和一个斯托克斯矢量接收机(包括3个平衡光电探测器)。该结构和经典的偏振分集相干接收机有着显著的区别, 创新性地引入了斯托克斯矢量接收机。接收到的双偏振信号和自相干载波首先经过两个分光器分别分成相同的两个支路, 其中, 两个支路分别连接单偏振相干接收机, 另外两个支路由光耦合器合并为一个光信号作为斯托克斯矢量接收机的输入。该结构不需要任何的光偏振控制或者自动偏振控制器也能应对任意的输入偏振态, 且信号恢复方式与经典相干探测原理有较大的区别。

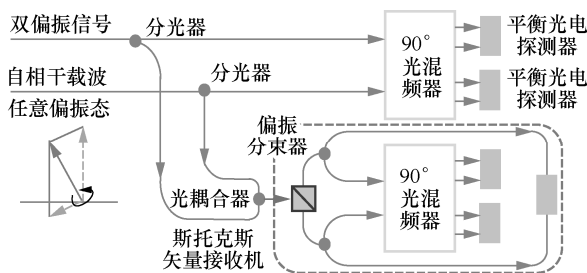


图5 混合的偏振分集相干接收机结构

为了便于解释, 使用接收的自相干载波的偏振坐标系作为信号和载波的公共偏振参考坐标系。在参考偏振坐标系中, 接收的双偏振信号  $E_R$  和自相干载波  $C$  在琼斯空间中的电场可以分别表示为:

$$E_R = [X_R, Y_R] \quad (22)$$

$$C = [1, 0] \quad (23)$$

其中,  $X_R$  和  $Y_R$  是经过光纤传输后接收的两个正交偏振的信息承载信号, 它们是发射的双偏振信号的一个线性组合。在实际中, 信号和自相干载波两路的光纤长度可能不是精确匹配的, 在接收的信号和载波之间可能存在一个慢的相位漂移和残余的相位噪声。该相位漂移可以被归入双偏振信号  $E_R$  中, 并可以被数字信号处理算法估计和消除。因此, 从单偏振的相干接收机, 可以恢复得到与载波偏振相平行的信号偏振成分:

$$X_R = E_R * C^H \quad (24)$$

其中, 上标  $H$  代表厄米操作(包括共轭和转置)。为了恢复正交偏振  $Y_R$ , 使用了斯托克斯矢量接收机。该斯托克斯矢量接收机作为一个偏振追踪仪, 可以跟踪输入信号的任意偏振态。由于双偏振信号和自相干载波的电场基于同一个偏振坐标系, 斯托克斯矢量接收机的输入场信号在琼斯空间中可以表示为  $E_R + C = [X_R + 1, Y_R]$ 。从斯托克斯矢量接收机, 可以得到  $E_R + C$  的一个完备的斯托克斯矢量:

$$S_R = [S_1, S_2, S_3] = [ |X_R + 1|^2 - |Y_R|^2, 2\text{Re}[(X_R + 1)Y_R^*], -2\text{Im}[(X_R + 1)Y_R^*] ] \quad (25)$$

由于接收的  $E_R + C$  信号的偏振态和斯托克斯矢量接收机中的偏振分束器的本征偏振态不是对齐的, 为获得  $E_R + C$  的斯托克斯矢量, 需要先对接收的斯托克斯矢量进行斯托克斯空间中的偏振



恢复<sup>[35]</sup>。该过程只需要通过一定方法获取一个  $3 \times 3$  的实值偏振旋转矩阵即可实现。因此, 在获取  $E_R + C$  信号的斯托克斯矢量后, 正交的偏振态  $Y_R$  可以恢复为:

$$Y_R = \frac{S_2 + iS_3}{2(1 + X_R^*)} \quad (26)$$

特别地, 由于需要较高的载波功率来保证系统的传输性能,  $1 + X_R^*$  一般情况下总是大于零的。恢复的两个正交偏振信号  $X_R$  和  $Y_R$  是发射的双偏振信号的一个线性组合。因此在恢复得到双偏振信号  $X_R$  和  $Y_R$  后, 需要使用琼斯空间  $2 \times 2$  MIMO 算法解复用接收的信号并恢复发射的双偏振信号。

提出的混合偏振分集相干接收机不存在偏振凋零现象, 因为在接收双偏振信号和自相干载波后只使用了分光器和耦合器产生单偏振相干接收机和斯托克斯矢量接收机的输入信号。为了追踪信号和载波偏振态的变化, 前面提到的斯托克斯空间的偏振恢复算法和  $2 \times 2$  MIMO 算法需要自适应地更新相应的信道系数。因此, 提出的混合偏振分集相干接收机在斯托克斯空间和琼斯空间都使用了数字酉变换, 不需要对接收的自相干本振信号进行光偏振控制就可以避免偏振凋零现象并能处理任意接收到的载波偏振态。因此, 提出的混合偏振分集相干接收机对任意的偏振态是稳健的。

## 2.2 互补的偏振分集相干接收机

进一步提出的互补的偏振分集相干接收机结构如图 6 所示。区别于经典的偏振分集相干接收机, 该接收机也能够应对任意输入的偏振态。在该接收机结构中, 最上面和最下面的两个  $90^\circ$  光混频器的作用和经典的偏振分集相干接收机是一样的。为了克服偏振凋零现象, 引入第 3 个  $90^\circ$  光混频器 (中间的器件) 实现互补的偏振分集相干探测。接收的双偏振信号和任意偏振态的自相干载波仍然分别被偏振分束器分为两束偏振光。注意, 在每个偏振分束器后需要使用手动的偏振

控制器将一个输出偏振与另一个偏振对齐, 才能进行随后的信号分光 and 耦合操作。在偏振分束器后, 信号和自相干载波的两个偏振都被光耦合器结合形成一个互补的偏振分量。联合互补的偏振分量, 双偏振信号的 3 个偏振分量分别和自相干载波的 3 个偏振分量输入 3 个  $90^\circ$  光混频器, 实现全相干检测。

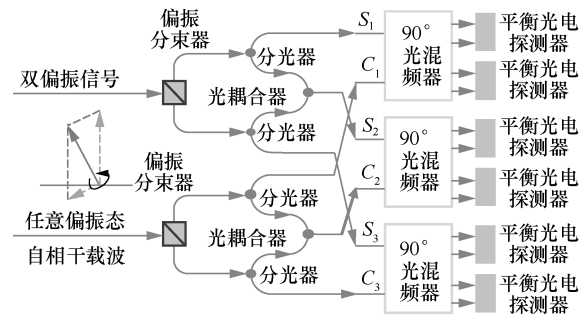


图 6 互补的偏振分集相干接收机结构

接收到的双偏振信号  $S$  和自相干载波  $C$  的电场在琼斯空间中可以分别表示为:

$$S = [S_X, S_Y] \quad (27)$$

$$C = [C_X, C_Y] \left( |C_X|^2 + |C_Y|^2 \neq 0 \right) \quad (28)$$

其中,  $X/Y$  指代两个正交的偏振。同样, 为了便于解释, 省去一些烦琐的常数和相位延迟因子。经过偏振分束器、分光器、耦合器后, 增强的偏振信号  $S_E$  和载波  $C_E$  可以表示为:

$$S_E = [S_1, S_2, S_3] = \left[ S_X, (S_X + S_Y) / \sqrt{2}, S_Y \right] \quad (29)$$

$$C_E = [C_1, C_2, C_3] = \left[ C_X, (C_X + C_Y) / \sqrt{2}, C_Y \right] \quad (30)$$

其中,  $S_2/C_2$  即产生的互补偏振分量。矢量  $S_E$  和  $C_E$  都有 3 个分量但它们在线性空间的维度仅是 2。为了避免复杂的自动偏振控制器, 冗余的偏振成分, 即互补的偏振分量  $C_2$  是必要的, 使接收的自相干载波  $C$  成为一个增强的自相干载波信号  $C_E$ 。自相干载波在本质上是单偏振的。类似经典的偏振分集相干系统, 偏振成分  $C_1/C_3$  在互补的偏振分集相干接收机中也会发生偏振凋零现象。注意,



受式(28)中的条件所限,  $C_1/C_3$  不可能同时处于偏振凋零状态。在这种情况下, 互补的偏振分量  $C_2$  能够再生凋零的偏振分量, 从而避免了偏振凋零所带来的信号丢失问题。当没有偏振凋零现象发生时, 两个偏振分量  $C_1$  和  $C_3$  有相同的光功率但相位差异可能是  $\pi$ , 这会导致互补的偏振分量处于偏振凋零状态。在这样一种偏振状态下, 两个偏振分量  $C_1$  和  $C_3$  将提供偏振分集探测, 这和经典的偏振分集相干探测原理是一样的。互补的偏振分集相干接收机至少有两个  $90^\circ$  光混频器有输出信号, 这保证了互补的偏振分集相干接收机对任意的输入偏振态是稳健的。从 3 个  $90^\circ$  光混频器(包括六个平衡探测器)输出的电信号在经过复信号成形后, 得到的电矢量信号  $R_E$  可以表示为:

$$R_E = S_E \circ C_E^* = [S_1 C_1^*, S_2 C_2^*, S_3 C_3^*] \quad (31)$$

其中, 操作符  $\circ$  表示点对点的乘积,  $*$  代表复共轭。获得的电输出矢量  $R_E$  是一个线性矢量场信号, 包含了发射的双偏振信号的一个线性组合。为了进行偏振解复用, 即偏振追踪, 琼斯空间的  $3 \times 2$  MIMO 需要被用来恢复发射的双偏振信号。相比于经典偏振分集相干接收机中的标准数字信号处理流程, 唯一需要改动的是该  $3 \times 2$  MIMO 偏振解复用算法, 其他大多数标准相干数字信号处理算法可以重用在该互补的偏振分集相干接收机中。

在系统复杂度方面, 相比于经典的偏振分集相干接收机, 提出的混合和互补的偏振分集相干接收机都需要额外的一个或者两个平衡探测器以及对应数量的模数转换芯片。随着先进的硅光集成技术的到来, 这些硬件成本的差异将会很小, 甚至可以忽略, 因为集成接收机的成本仅由片上接收机的成本决定而不是所用器件的数量。同时, 相比于经典的偏振分集相干接收机, 提出的混合和互补的偏振分集相干接

收机的优势是不需要任何光偏振控制或者自动偏振控制器, 偏振追踪的速度完全由电数字信号处理决定, 可以在算法中灵活调节; 最高偏振追踪速度可以达到发射信号的符号速率级别或者  $10^9$  rad/s 级别, 这是自动偏振控制器很难达到的偏振追踪速率。

### 3 新型少模光接收系统架构

本节介绍的新型少模光接收机系统架构是指信号在少模光纤中传输, 输出的少模信号能够被新型少模光接收机直接探测和接收, 不需要使用本振激光源。以往的斯托克斯矢量直接检测接收机的研究主要集中在单模光纤传输系统中, 用来恢复单个模式包含两个正交偏振的信号。近年来, 基于少模光纤的模分复用传输能够进一步扩展单模光纤地传输容量而逐渐被广泛地关注和探索。在弱耦合或者强耦合光纤中, 由于外界环境的扰动或者光纤几何形状的不完美性, 不可避免地会发生模间耦合效应以及存在差分模群时延, 这需要恢复光场并使用 MIMO 算法才能够消除这些信道损伤并恢复不同的空间偏振模式。然而, 迄今为止, 该类模分复用传输系统都是基于相干探测接收和恢复每一个空间偏振模式。因此, 本节将讨论利用直接检测的方式进行模分复用传输。该模分复用传输系统是基于高维的斯托克斯矢量直接检测接收机结构<sup>[36]</sup>。

在介绍基于直接检测的模分复用传输这个概念前, 首先讨论高维斯托克斯矢量理论。以往的基于斯托克斯矢量的传输是基于单模光纤的。因此, 进一步扩展单模斯托克斯矢量理论, 介绍两模式的高维斯托克斯矢量理论, 可以选取具有两个空间模式以及两个偏振模式的  $LP_{11}$  模组作为一个例子:  $LP_{11ax}$ 、 $LP_{11ay}$ 、 $LP_{11bx}$ 、和  $LP_{11by}$ 。这里  $x$  和  $y$  代表两个正交的偏振模式,  $a$  和  $b$  代表同一模式不同的空间分布。该少模光信号在四维广义

琼斯空间的中的电场可以表示为:

$$|\psi\rangle = [\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4] \quad (32)$$

$N$  维的广义琼斯空间和  $N^2 - 1$  维的广义高维斯托克斯空间是同构的,  $N$  代表少模光纤中空间偏振模式的数量。对于式 (32),  $N=4$ 。因此,  $N^2 - 1$  个无迹厄米矩阵满足迹正交条件构成了高维斯托克斯矢量分析的基础。例如, 在单模光纤中, 被用来分析偏振模色散的 3 个泡利矩阵<sup>[37]</sup>即是一组无迹厄米矩阵, 对应  $N=2$  的两个正交偏振模式。为了便于分析, 忽略了少模光纤中的模式依赖损耗和偏振依赖损耗。对归一化的琼斯矢量  $|\psi\rangle$  使用包括无迹厄米矩阵的迹正交条件在内的正交投影, 可以得到琼斯空间 4 个空间偏振模式的 15 维斯托克斯矢量<sup>[38-41]</sup>:

$$\begin{aligned} \mathbf{S} = & \sqrt{n/(2(n-1))} \\ & \left[ |\psi_1|^2 - |\psi_2|^2, \sqrt{1/3}(|\psi_1|^2 + |\psi_2|^2 - 2|\psi_3|^2), \right. \\ & \sqrt{1/6}(|\psi_1|^2 + |\psi_2|^2 + |\psi_3|^2 - 3|\psi_4|^2), \\ & 2\text{Re}\{\psi_1\psi_2^*\}, 2\text{Re}\{\psi_1\psi_3^*\}, 2\text{Re}\{\psi_1\psi_4^*\}, \\ & 2\text{Re}\{\psi_2\psi_3^*\}, 2\text{Re}\{\psi_2\psi_4^*\}, 2\text{Re}\{\psi_3\psi_4^*\}, \\ & 2\text{Im}\{\psi_1\psi_2^*\}, 2\text{Im}\{\psi_1\psi_3^*\}, 2\text{Im}\{\psi_1\psi_4^*\}, \\ & \left. 2\text{Im}\{\psi_2\psi_3^*\}, 2\text{Im}\{\psi_2\psi_4^*\}, 2\text{Im}\{\psi_3\psi_4^*\} \right]^T \quad (33) \end{aligned}$$

这里  $n=4$  对应 4 个空间偏振模式。从归一化的琼斯矢量  $|\psi\rangle$  可知, 该 15 维的高维斯托克斯矢量代表着单位幅度的两个空间模式, 也说明该高维的斯托克斯矢量是在一个 15 维的单位球上。该高维的斯托克斯矢量是单模斯托克斯矢量理论的延伸, 可以扩展到多模波导中的任意  $N$  个维度。相比于琼斯矢量  $|\psi\rangle$ , 高维斯托克斯矢量的每一个参数是任意两个偏振模式之间的拍频。因此, 接收到的高维斯托克斯矢量对激光器内在的相位噪声是免疫的, 这可以简化数字信号处理的复杂度, 例如频偏和相位噪声补偿。

为了线性化光传输信道, 选取一个偏振模式  $\psi_4$  ( $\text{LP}_{11\text{by}}$ ) 传输自相干光载波, 其他 3 个偏振模式

调制复双边带光信号。因此, 在对接收的高维斯托克斯矢量的分量进行复信号成形后, 复数项  $\psi_i \cdot \psi_4^*$  ( $i=1,2,3$ ) 拥有 3 个空间偏振模式的所有相位分集信息, 可以看作发射信号的线性复制, 不会遭受色散引起的功率凋零现象, 并且在恢复光场信号后可以补偿色散。相比于单偏振的相干传输系统, 基于高维斯托克斯矢量的直接检测模分复用传输系统的容量扩展了 3 倍。在经过少模光纤传输后, 接收的高维斯托克斯矢量会遭受到模间耦合和模内耦合 (偏振旋转) 的影响。受少模光纤弯曲、环境扰动以及纤芯几何形状不完美等因素影响, 该模式耦合效应存在于整个少模光纤链路。在斯托克斯空间, 该模式耦合效应可以用一个信道旋转矩阵表征。由于存在差分模群时延以及偏振模色散效应, 信道旋转矩阵地每个元素可能是多抽头的。类似于相干检测, 在恢复光场信号后, 这个多抽头的信道旋转矩阵可以使用先进的数字信号处理算法估计并补偿。

基于高维斯托克斯矢量直接检测接收机的模分复用传输系统如图 7 所示, 是基于直接检测的模分复用传输系统, 使用少模光纤的两个空间模式:  $\text{LP}_{11\text{a}}$  和  $\text{LP}_{11\text{b}}$ 。接收机是基于高维斯托克斯矢量直接检测理论。两个空间模式的 4 个偏振共用一个激光源, 其中, 一个偏振模式  $\psi_4$  ( $\text{LP}_{11\text{by}}$ ) 传输自相干光载波, 另外 3 个偏振模式分别使用 IQ 调制器传输高阶调制的复双边带信号。为了在实验中模拟模分复用传输, 3 个偏振模式传输了相同的信号, 但使用了不同长度的光延时线进行数据解耦操作。在经过偏振合束器后, 光子灯笼将单模光纤信号转换为少模光纤里的空间模式  $\text{LP}_{11}$  信号。在经过少模光纤传输后, 光子灯笼将接收的少模信号  $\text{LP}_{11\text{a}}$  和  $\text{LP}_{11\text{b}}$  转换为两个单模信号, 并分别加上等量的光噪声, 模拟光传输过程中光信噪比的变化。为了节省需要的光电探测器数量以及模数转换器端口数, 接收机是基于时分复用的接收结构, 声光调制器用来控制信号光的开与关,

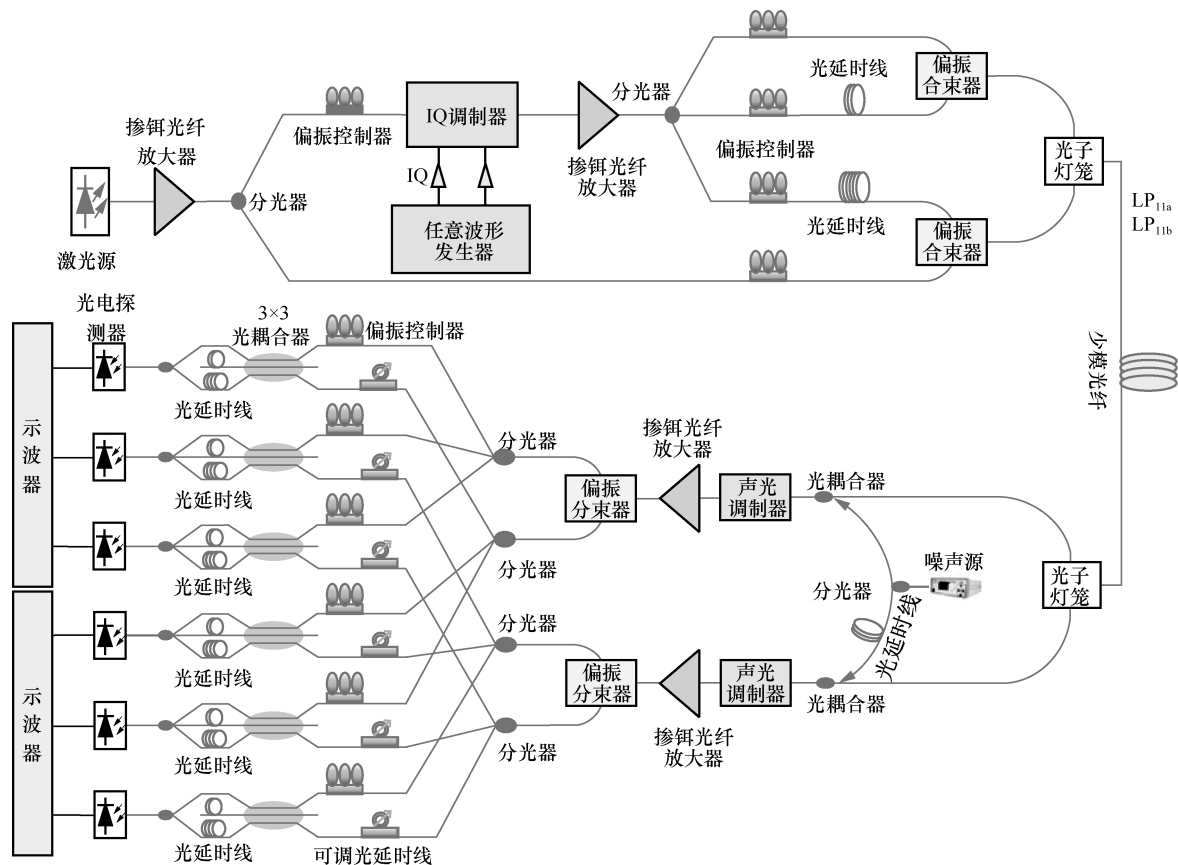


图7 基于高维斯托克斯矢量直接检测接收机的模分复用传输系统

起门控的作用。根据式(33),需要得到4个偏振模式之间两两的信号拍频。因此,接收机需要使用6个 $90^\circ$ 光混频器。 $3 \times 3$ 光耦合器在只有两个输入的情况下能够起到和 $90^\circ$ 光混频器相同的功能<sup>[43-44]</sup>。因此,6个低成本的 $3 \times 3$ 光耦合器被用来代替所需的 $90^\circ$ 光混频器。 $3 \times 3$ 光耦合器的3个输出分别使用不同长度的光延时线时延并结合为一个光输出,使用一个单端的光电探测器探测。在本系统中,通过使用时分复用的接收结构,将原本需要18个光电探测器数量降为6个。对接收的18个端口的电信号使用 $18 \times 3$  MIMO<sup>[45]</sup>,可以恢复发射的3个偏振模信号。

#### 4 结束语

本文总结了作者在新型单偏振、双偏振、少模光接收系统架构方面的研究工作。新型的光接

收机结合了相干检测和直接检测的优点,弥补了二者之间的研究空白,能够恢复光场信号且不需要窄线宽的本振激光源。对于新型的单偏振光接收机,提出了3种方案:载波协助的差分检测接收机、非对称自相干探测接收机和基于马赫-曾德干涉的非对称自相干探测接收机。对于新型的双偏振光接收机,提出了两种方案:混合的偏振分集相干接收机和互补的偏振分集相干接收机。对于新型的少模光接收机,提出了基于高维斯托克斯矢量直接检测的模分复用传输系统。基于提出的新型光接收机,传输系统能够基于直接检测恢复复双边带信号并补偿信道损伤,实现高阶调制和高谱效传输。本文提出的新型光接收系统架构,可用于数据中心、移动前传和无源光网络等短距光互连系统中,不同于传统的相干检测和直接检测系统,提出的新型光接收系统架构对器件性能

和光子电路有着更高的要求,如光滤波器的带宽和温度敏感性。硅基光子技术以其半导体工艺的先天优势能更好地满足短距光互连系统对容量、成本、功耗的要求,是未来信息产业发展的关键技术。因此,实现新型光接收机的硅基集成将是未来的主要关注点。同时,基于新型光接收系统架构实现下一代 800 GE/1.6 TE 及以上的接口交换速率将持续是未来的研究热点。

## 参考文献:

- [1] 工业和信息化部印发《新型数据中心发展三年行动计划(2021—2023 年)》[EB]. 2021.  
The Ministry of Industry and Information Technology of China "Three-year action plan for the development of new data centers (2021-2023)"[EB]. 2021.
- [2] Cisco annual internet report (2018-2023) white paper[EB]. 2018.
- [3] 2018 ethernet roadmap. [EB]. 2018.
- [4] YAMANAKA S, IKUMA Y, ITOH T, et al. Photonics coherent optical subassembly with eo and oe bandwidths of over 50 GHz[C]//Optical Fiber Communication Conference 2020. [S.l.:s.n.], 2020.
- [5] DOERR C, CHEN L, VERMEULEN D, et al. Single-chip silicon photonics 100-Gbit/s coherent transceiver[C]// Optical Fiber Communication Conference 2014. [S.l.:s.n.], 2014.
- [6] SEILER P M, VOIGT K, PECZEK A, et al. Multiband silicon photonic ePIC coherent receiver for 64 GBd QPSK[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(10): 3331-3337.
- [7] CHE D, LI A, CHEN X, et al. Stokes vector direct detection for short-reach optical communication[J]. Optics Letters, 2014, 39(11): 3110-3113.
- [8] CHEN X, CHE D, LI A, et al. Signal-carrier interleaved optical OFDM for direct detection optical communication[J]. Optics Express, 2013, 21(26): 32501.
- [9] CHEN X, LI A, CHE D, et al. Block-wise phase switching for double-sideband direct detected optical OFDM signals[J]. Optics Express, 2013, 21(11): 13436-13441.
- [10] MECOZZI A, ANTONELLI C, SHTAIF M. Kramers-Kronig coherent receiver[J]. Optica, 2016, 3(11): 1220.
- [11] SHIEH W, SUN C, JI H L. Carrier-assisted differential detection[J]. Light: Science & Applications, 2020(9): 18.
- [12] JI H L, SUN M, SUN C, et al. Carrier assisted differential detection with a generalized transfer function[J]. Optics Express, 2020, 28(24): 35946.
- [13] JI H L, SUN C, UNNITHAN R R, et al. Generalized carrier assisted differential detection with simplified receiver structure[C]//Proceedings of 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-3.
- [14] SUN C, JI T H, JI H L, et al. Experimental demonstration of complex-valued DSB signal field recovery via direct detection[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2020, 32(10): 585-588.
- [15] JI T H, SUN C, JI H L, et al. Theoretical and experimental investigations of interleaved carrier-assisted differential detection[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(1): 122-128.
- [16] ZHU Y X, LI L S, FU Y, et al. Symmetric carrier assisted differential detection receiver with low-complexity signal-signal beating interference mitigation[J]. Optics Express, 2020, 28(13): 19008.
- [17] LI J C, WANG Z, JI H L, et al. High electrical spectral efficiency silicon photonic receiver with carrier-assisted differential detection[C]//Proceedings of Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022. Washington, D.C.: Optica Publishing Group, 2022.
- [18] LI J C, AN S H, JI H L, et al. Carrier-assisted differential detection with reduced guard band and high electrical spectral efficiency[J]. Optics Express, 2021, 29(21): 33502-33511.
- [19] JI H L, DONG S Y, XU Z P, et al. Carrier assisted differential detection with generalized and simplified receiver structure[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(22): 7159-7167.
- [20] LI X Y, O'SULLIVAN M, XING Z P, et al. Asymmetric self-coherent detection[J]. Optics Express, 2021, 29(16): 25412.
- [21] LI X Y, ZHU M Y, XING Z P, et al. Asymmetric direct detection of twin-SSB signals[J]. Optics Letters, 2020, 45(4): 844.
- [22] Asymmetric direct detection of optical signal[P]. 2022.
- [23] LI X Y, O'SULLIVAN M, XING Z P, et al. Asymmetric self-coherent detection based on Mach-Zehnder interferometers[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(7): 2023-2032.
- [24] LIU W, LIAO J W, CAI H J, et al. High-speed silicon integrated polarization stabilizer assisted by a polarimeter[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(12): 3794-3801.
- [25] MADSEN C K, OSWALD P, CAPPUZZO M, et al. Reset-free integrated polarization controller using phase shifters[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2005, 11(2): 431-438.
- [26] HU Q, CHEN X, LI A, et al. High-dimensional stokes-space analysis for monitoring fast change of mode dispersion in few-mode fibers[C]//Proceedings of Optical Fiber Communication Conference. Washington, D.C.: OSA, 2014.
- [27] CHARLTON D, CLARKE S, DOUCET D, et al. Field measurements of SOP transients in OPGW, with time and location correlation to lightning strikes[J]. Optics Express, 2017, 25(9): 9689.
- [28] LIN Z J, LIN Y M, LI H, et al. High-performance polarization management devices based on thin-film lithium niobate[J]. Light: Science & Applications, 2022(11): 93.
- [29] GUI T, WANG X F, TANG M, et al. Real-time demonstration



- of 600 Gbit/s DP-64QAM SelfHomodyne coherent Bi-direction transmission with un-cooled DFB laser[C]//Proceedings of Optical Fiber Communication Conference Postdeadline Papers 2020. Washington, D.C.: OSA, 2020: 1-3.
- [30] JI H L, ZHOU X, SUN C, et al. Polarization-diversity receiver using remotely delivered local oscillator without optical polarization control[J]. Optics Express, 2020, 28(15): 22882-22890.
- [31] JI H L, WANG Z, LI X F, et al. Silicon photonics 630-Gbit/s complementary polarization-diversity coherent receiver with 9-Mrad/s polarization tracking speed for self-coherent homodyne detection[C]//Proceedings of Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022. Washington, D.C.: Optica Publishing Group, 2022: 1-3.
- [32] JI H L, LI J C, LI X F, et al. Complementary polarization-diversity coherent receiver for self-coherent homodyne detection with rapid polarization tracking[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(9): 2773-2779.
- [33] JI H L, LI J C, LI X F, et al. Complementary polarization-diversity self-coherent homodyne receiver with rapid polarization tracking for remote LO[C]//Proceedings of Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022. Washington, D.C.: Optica Publishing Group, 2022: 1-3.
- [34] JI H L, LI J C, LI X F, et al. Beyond mrad/s polarization tracking speed of complementary polarization-diversity coherent receiver for remote LO[C]//Proceedings of Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022. Washington, D.C.: Optica Publishing Group, 2022: 1-3.
- [35] ANTONELLI C, MECOZZI A, SHTAIF M, et al. Polarization multiplexing with the Kramers-Kronig receiver[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(24): 5418-5424.
- [36] JI H L, CHE D, SUN C, et al. High-dimensional Stokes vector direct detection over few-mode fibers[J]. Optics Letters, 2019, 44(8): 2065.
- [37] GORDON J P, KOGELNIK H. PMD fundamentals: polarization mode dispersion in optical fibers[J]. PNAS, 2000, 97(9): 4541-4550.
- [38] HU Q, CHEN X, LI A, et al. High-dimensional stokes-space analysis for monitoring fast change of mode dispersion in few-mode fibers[C]//Proceedings of Optical Fiber Communication Conference. Washington, D.C.: OSA, 2014: 1-3.
- [39] HU Q, SHIEH W. Autocorrelation function of channel matrix in few-mode fibers with strong mode coupling[J]. Optics Express, 2013, 21(19): 22153-22165.
- [40] ANTONELLI C, MECOZZI A, SHTAIF M, et al. Stokes-space analysis of modal dispersion in fibers with multiple mode transmission[J]. Optics Express, 2012, 20(11): 11718-11733.
- [41] MILIONE G, SZTUL H I, NOLAN D A, et al. Higher-order Poincaré sphere, stokes parameters, and the angular momentum of light[J]. Physical Review Letters, 2011, 107(5): 053601.
- [42] MILIONE G, NOLAN D A, ALFANO R R. Determining principal modes in a multimode optical fiber using the mode dependent signal delay method[J]. Journal of the Optical Society of America B, 2014, 32(1): 143.
- [43] SHIEH W, KHODAKARAMI H, CHE D. Invited article: polarization diversity and modulation for high-speed optical communications: architectures and capacity[J]. APL Photonics, 2016, 1(4): 040801.
- [44] XIE C J, WINZER P J, RAYBON G, et al. Colorless coherent receiver using 3×3 coupler hybrids and single-ended detection[J]. Optics Express, 2012, 20(2): 1164.
- [45] SAVORY J S. Digital filters for coherent optical receivers[J]. Optics Express, 2008, 16(2): 804.

#### 作者简介



**计红林** (1990—)，男，博士，鹏城实验室助理研究员，主要研究方向为大容量相干光传输系统、未来先进光网络系统架构、硅光芯片集成、移动前传和光纤传感等。



**李雪阳** (1991—)，男，博士，鹏城实验室助理研究员，主要研究方向为高速短距光互连系统架构、信号处理算法、光芯片以及光无线通信等。



**贺志学** (1983—)，男，博士，鹏城实验室研究员，主要研究方向为高速长距离光传输技术等。



**胡卫生** (1964—)，男，博士，鹏城实验室研究员，上海交通大学教授，主要研究方向为全光通信网与光交换、高速光接入与移动前传等。



**William Shieh** (1967—)，男，博士，墨尔本大学教授，主要研究方向为光通信和传感的少模光纤以及高级调制格式等。