

# 基于 25G 级光器件的 50 Gbit/s NRZ IM-DD 下行传输系统

陈伟<sup>1,2\*\*</sup>, 宋英雄<sup>1,2</sup>, 李正璇<sup>1,2</sup>, 李程程<sup>1,2</sup>, 陈健<sup>1,2\*</sup>, 李迎春<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>上海市先进通信与数据科学研究院, 上海 200444;

<sup>2</sup>上海大学特种光纤与光接入网重点实验室, 上海 200444

**摘要** 4 阶脉冲幅度调制信号对光电器件的线性度要求较高,色散容限较小;10G 级光器件的带宽限制严重影响系统性能。描述了采用商用 25G 级光器件实现 50 Gbit/s 非归零码(NRZ)信号的传输实验方案。分别在背靠背和 25 km 标准单模光纤传输情况下,使用最大似然序列估计和基于最小均方误差算法的判决反馈均衡进行译码。通过比较不同接收光功率条件下的误码率性能,证明了基于 25G 级光器件的 50 Gbit/s NRZ 信号传输能够作为单路 50 Gbit/s 的候选方案。

**关键词** 光通信; 定时恢复; 信道估计; 均衡; 最大似然序列估计; 判决反馈均衡

中图分类号 TN915.63

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.0606003

## 50 Gbit/s NRZ IM-DD Downstream Transmission System Based on 25G-Class Optical Components

Chen Wei<sup>1,2\*\*</sup>, Song Yingxiong<sup>1,2</sup>, Li Zhengxuan<sup>1,2</sup>, Li Chengcheng<sup>1,2</sup>,  
Chen Jian<sup>1,2\*</sup>, Li Yingchun<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Shanghai Institute for Advanced Communication and Data Science, Shanghai 200444, China;

<sup>2</sup>Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200444, China

**Abstract** The fourth-order pulse amplitude modulation signal requires high linearity and a small dispersion tolerance in an optoelectronic device. The bandwidth limitation of the 10G-class optics device severely degrades system performance. This study describes a 50 Gbit/s non-return zero (NRZ) signal transmission scheme using commercial 25G-class optical components. Herein, for a back-to-back and 25-km standard single-mode fiber transmission, the maximum likelihood sequence estimation and decision feedback equalization based on the least mean square algorithm are used for decoding. A comparison of the bit error rate performances under different received optical power conditions proves that the 50 Gbit/s NRZ signal transmission based on the 25G-class optics device can act as a single-wavelength 50 Gbit/s candidate solution.

**Key words** optical communications; timing-recovery; channel estimation; equalizations; maximum likelihood sequence estimation; decision feedback equalization

**OCIS codes** 060.2330; 060.2430; 060.4510

## 1 引 言

由于大带宽新业务的驱动,如 4K/8K 超高清视频、5G、物联网、云计算等,互联网的流量正呈爆炸式增长,因此对高速无源光网络(PON)提出了更高

的要求<sup>[1]</sup>。为了寻求低成本、高性能的升级改造方案,国际电信联盟电信标准局(ITU-T)和美国电气与电子工程师协会(IEEE)802.3ca 100G-EPON 工作组相继开始制定下一代无源光网络(NG-PON)的相关技术标准<sup>[2-3]</sup>。时分波分复用技术<sup>[4-5]</sup>因其技术

收稿日期: 2019-01-03; 修回日期: 2019-03-03; 录用日期: 2019-03-21

基金项目: 国家自然科学基金(61420106011, 61601279, 61601277)、上海市科委资助(17010500400, 18511103400, 16511104100, 16YF1403900)

\* E-mail: chenjian@shu.edu.cn; \*\* E-mail: davidchan@shu.edu.cn

成本低、升级路径灵活、兼容性好、波长资源利用率高而成为 NG-PON 的最佳候选方案,通过在现有光接入网系统中堆叠新的波长来提高固网接入的传输容量。目前主要有两种通过波分复用实现 100G-EPON 的方案:一种是 $2 \times 50$  Gbit/s 波分复用,另一种是 $4 \times 25$  Gbit/s 波分复用。在 4 路堆叠的方案中,4 波混频和受激拉曼散射<sup>[6]</sup>等光纤非线性效应的存在,严重影响信号的传输质量和传输速率,因此工作组目前更加倾向于两路堆叠的方案。另外,相干检测系统<sup>[7-8]</sup>虽然能够获得较高的光链路预算,但是成本较高、功耗较大,所以相对而言,强度调制直接检测(IM-DD)技术比较适合这样的低成本传输系统。

基于 IM-DD 架构的高速光信号调制格式方案主要有非归零码(NRZ)、双二进制编码(EDB)、4 阶脉冲幅度调制(PAM4)、离散多音(DMT)调制等。2015 年,Chen 等<sup>[9]</sup>用 3 dB 带宽为 23 GHz 的马赫-曾德尔调制器(MZM)和 PIN 型光电二极管-跨阻放大器(PIN-TIA)接收机在 1546.07 nm 波长处实现了 56 Gbit/s PAM4 信号的 26.4 km 单模光纤传输,发送端采用脉冲成型滤波器和非线性预补偿均衡技术,接收端采用 64 状态的最大似然序列估计(MLSE)算法进行译码,灵敏度达到 $-8$  dBm。Wei 等<sup>[10]</sup>采用 MZM 和 25 GHz 的 PIN-TIA 接收机在 C 波段上实现了 40 Gbit/s PAM4 信号的 20 km 单模光纤上行传输,在掺铒光纤放大器的辅助下,光链路预算达到 25 dB。2017 年,华为公司的 Tao 等<sup>[11]</sup>使用 10G 直接调制激光器(DML)和 10G 雪崩光电二极管(APD)在 O 波段上实现 50 Gbit/s DMT 信号的 20 km 下行传输,误码率(BER)为 $10^{-3}$ 时,灵敏度达到 $-18$  dBm。中兴公司的 Guo 等<sup>[12]</sup>提出用 25G APD 来传输 25 Gbit/s NRZ 信号,经过 20 km 光纤传输后,光链路预算达到 35 dB。2018 年,Xia 等<sup>[13]</sup>用 10G 电吸收调制激光器(EML)和 10G APD 完成了在波长为 1545 nm、传输速率为 25 Gbit/s 时的 NRZ 信号和 EDB 信号的 25 km 传输实验,在 17 抽头的前馈均衡器(FFE)和 5 抽头的判决反馈均衡器(DFE)均衡下,灵敏度达到 $-23.45$  dBm。陈炜等<sup>[14]</sup>在之前的实验中采用 25G EML 和 PIN-TIA 在 O 波段上实现了 50 Gbit/s PAM4 信号的 25 km 光纤传输,在没有任何光放大器的辅助下,光接收机灵敏度达到 $-11.2$  dBm。

目前大部分研究都采用 10G 级的光器件,虽然

成本较低,但是由于器件的带宽限制而不得不使用复杂度较高的 MLSE、Volterra<sup>[15-16]</sup>、机器学习<sup>[17-18]</sup>等数字信号处理(DSP)算法,高复杂度的 DSP 用硬件实现同样需要较高的成本,这使得低带宽器件的沿用得不偿失。随着 25G 级光器件商用化的日渐成熟<sup>[19-21]</sup>,研究重心更偏向采用 25G 级光器件实现 50 Gbit/s 或更高速率信号的传输系统。PAM4 信号对器件线性度以及动态范围要求较高,调制器复杂,抗色散能力较差;C 波段色散严重限制光纤传输距离;PIN-TIA 接收机灵敏度较低,需要高性能光放大器。针对以上问题,本文选用 25G EML 和 25G APD 在 O 波段上传输的 50 Gbit/s NRZ 信号进行实验,并分别通过 MLSE 和低复杂度的 DFE 算法对系统传输性能进行研究。

## 2 传输实验系统和 DSP

### 2.1 传输实验系统设计

在收发两端采用了 25G 级的光器件来传输 50 Gbit/s NRZ 信号,接收端使用 Matlab 实现 DSP 算法。图 1 为整个下行光传输实验系统的框图。首先,发送端误码仪(BERT,MP1800A,安立,日本)中的两块可编程脉冲发生器(PPG)板分别产生相互独立的伪随机序列(PRBS),用来模拟实际发送的数据,这里 PRBS 的阶数设置为 7,生成多项式为 $[7\ 1\ 0]$ 。此时,两路 PPG 板输出的每一路信号的速率都是 25 Gbit/s,通过复用器(Mux,MP1861A,安立,日本)将两路信号间插复用起来,从而得到合并的 50 Gbit/s NRZ 信号。没有进入光路传输之前,50 Gbit/s NRZ 电域信号的眼图质量良好,纵向电平分辨率较高,即使是采用硬判决方式译码,也可以保持极低的 BER。接着信号经过 25G EML 光发射机(TOSA),实现电域到光域的转换,光信号通过背靠背(BtB)或者 25 km 标准单模光纤(SSMF)传输到接收端,25G APD 光接收机(ROSA)将接收到的光信号转换成电信号。

实验系统的详细参数如表 1 所示。其中,EML 电吸收调制激光器的波长为 1295.56 nm,可调光衰减器(VOA)用来调整接收光功率(ROP),从而可实现对分路器的光功率衰减效果的模拟。传输实验系统中所使用的示波器(DSAZ592A,KEYSIGHT,美国)的最大采样率为 160 GSa/s,带宽为 59 GHz。实验中采用数字存储示波器(DSO)对接收的信号进行采样,并且将采样速率设置为 80 GSa/s。因为器

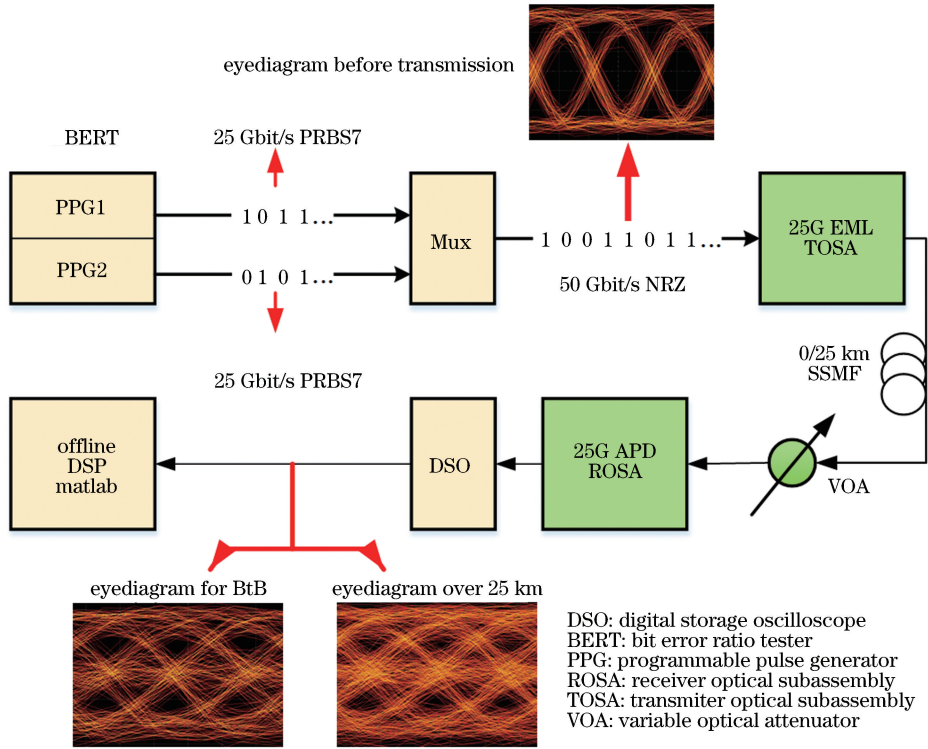


图 1 IM-DD NRZ 传输系统实验装置图及其眼图

Fig. 1 Experimental setup for IM-DD NRZ transmission system and eyediagrams

件带宽没有超过 25 GHz,整个光链路对于电信号来说相当于一个低通滤波器。根据采样定理,大于信号两倍带宽的采样率(50 GSa/s)并不能获得额外的信息,因而 80 GSa/s 的采样率远远超出了要求。由于器件带宽的限制以及噪声的影响,接收端光功率为 -20 dBm 时 BtB 眼图和传输 25 km 后 NRZ 信号的眼图已经退化成双二进制信号的眼图。最后使用 Matlab 对 DSO 存储的离散采样信号进行离线处理。

表 1 实验系统参数

Table 1 Experimental system parameters

Parameter	Value
EML wavelength /nm	1295.56
Launching power /dBm	4
Fiber type	SSMF
APD 3 dB bandwidth /GHz	17
DSO sampling rate /( $\text{GSa} \cdot \text{s}^{-1}$ )	80
DSO bandwidth /GHz	59
PRBS order	7
Generator polynomial	[7 1 0]

## 2.2 DSP 设计

图 2 为 NRZ 光通信传输实验的离线 DSP 流程

图。图中所有流程均由 Matlab 程序实现,目的在于分析传输信号在不同 ROP 情况下的 BER 性能以及不同均衡方案的性能差别。DSP 流程主要包括重采样、定时恢复、发送序列恢复、信道冲激响应估计、均衡器训练、均衡以及 BER 的计算。

因为 DSO 对接收信号进行 80 GSa/s 的过采样,采样后的数据需要被下采样到 50 GBaud 的符号速率。为了完成采样率的整数倍变换,先用升余弦滤波器对原始数据进行 5 倍内插,获得 400 GBaud 符号速率的数据,然后从每 8 个连续的采样点中抽取一个作为一个符号周期内的最佳采样点,从而得到 50 GBaud 符号速率的数据序列,这个过程称之为重采样。

前面提到的从 8 个点中抽取一个点的计算过程就是定时恢复算法,用来确定最靠近符号周期中间的最佳采样时刻的采样点。通过对过采样信号进行绝对值运算来恢复信号的定时相位,而且在之前的研究<sup>[22-23]</sup>中已经发现,对于双二进制这种部分响应信号,在定时的时候采用绝对值运算比平方运算的效果要好。在这里假设定时相位偏移为常数,因为绝对值定时恢复算法需要 100 个左右的符号,并且每个符号周期内至少需要 4 个采样点,8 倍过采样满足该定时恢复算法的要求。

实际上,在实验中还可以根据最终的 BER 结果手动调整定时偏移量来进一步减小定时精度造成的误差。定时完成后,还需要根据信号的平均功率大小对整体的信号幅度进行归一化,使得信号的电平幅度绝对值在 1 左右,便于后续的信道系数估计以及均衡器参数训练。

由于 NRZ 信号是用两块 PPG 板分别产生的 PRBS7 间插拼接而成,对接收信号进行同步找头的过程需要分三步来完成,具体流程如图 3 所示。首先将接收到的数字序列分成两路,此时这两路各自都是相互独立的 PRBS7 序列,生成的多项式相同,只是初始状态有所差别。利用 PRBS 的周期重复特

性,随意指定一种初始状态,比如[1 1 1 1 1 1 1],使用与发送端 PPG 板内部相同的生成多项式产生一个长度为 127( $2^7-1$ )的完整 PRBS7 周期序列。然后利用这个 PRBS7 周期序列分别与两路接收信号进行移位相关计算,当相关函数的值达到最大时,两个序列的相关性最大,这样就找到了 PRBS 的同步头。一般来说,两路的同步头对应的位置标签是有差别的,如图 3 中的 index 1 和 index 2 所示,取两者的最大值作为最终标签,位于最终标签之前的序列一律舍弃,只对之后的序列进行处理。最后将两路序列间插拼接成一路,就完成了原始发送序列的恢复与重建。

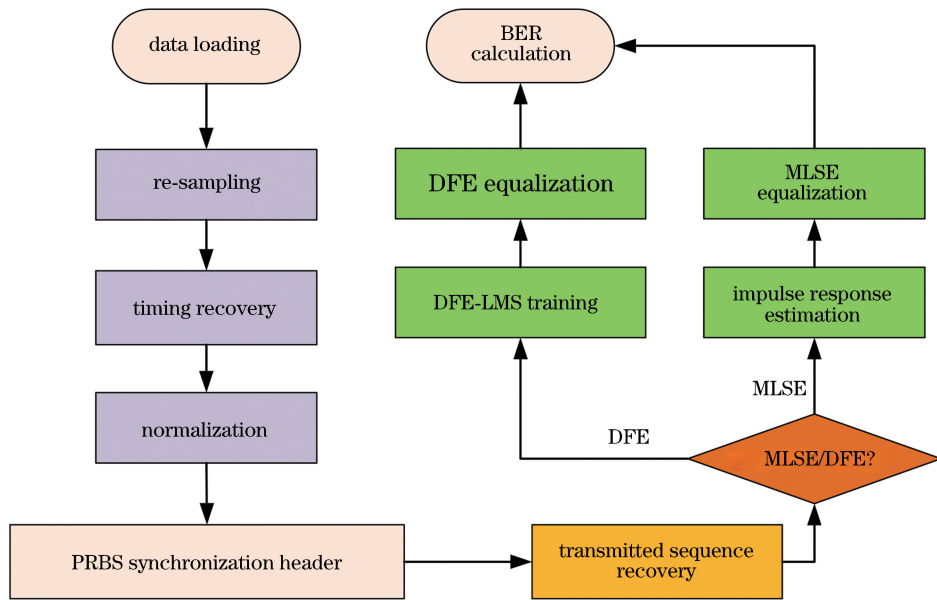


图 2 离线 DSP 流程图

Fig. 2 Flow chart for offline DSP

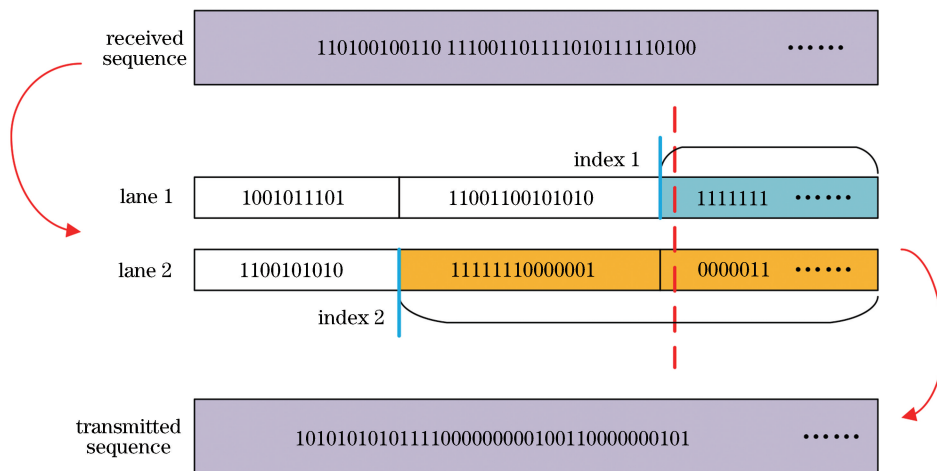


图 3 两路 PRBS 同步流程图

Fig. 3 Flow chart for synchronization of two-way PRBS

如图 2 中的 DSP 主流程所示, MLSE 或 DFE 均衡算法对原始发送序列有不同的用处。对于 DFE 来说, 利用原始发送序列的前 100 个符号以及对应的 100 个接收信号序列对 DFE 接收机进行训练, 自适应滤波算法采用最小均方(LMS)随机梯度算法, 权重参数调整步长设为 0.01。完成训练数据集的迭代更新后, 利用已经固化的均衡器参数对测试数据集序列进行加权相乘, 最后通过叠加乘积得到判决输出结果序列。通过比较原始发送序列和判决输出序列计算出 BER 的值。而对于 MLSE 来说, 原始发送序列主要用来对信道的脉冲响应进行估计。估计过程中用到的信道阶数为 11, 根据具体的信道系数进一步决定截取多少阶的脉冲响应作为 MLSE 均衡器的输入参数。一般来说, 对于部分响应信号, 只取中间的三阶信道系数就足够使得 MLSE 的 BER

性能达到前向纠错编码(FEC)门限要求。

### 3 实验结果分析

#### 3.1 维特比算法的 MLSE

理论上来说, 维特比算法的 MLSE 的 BER 性能是最优的, 因为这种算法的目标就是使得译码差错概率最小, 但是 MLSE 算法要求输入较为准确的信道系数。本实验采用的是 25G EML、25 km SSMF 以及 25G APD 组成的光路, 为了确定整个信道的带宽, 用网络分析仪测得信道的 S21 参数曲线, 如图 4 所示。可以看出, 虽然收发端光器件均为 25G 级, 但是实际上整体的 3 dB 带宽只有 17 GHz 左右。因而, 50 Gbit/s NRZ 信号的带宽受到限制, 码间干扰较为严重, 且由于器件的非线性以及噪声等影响, 信号眼图质量进一步恶化。

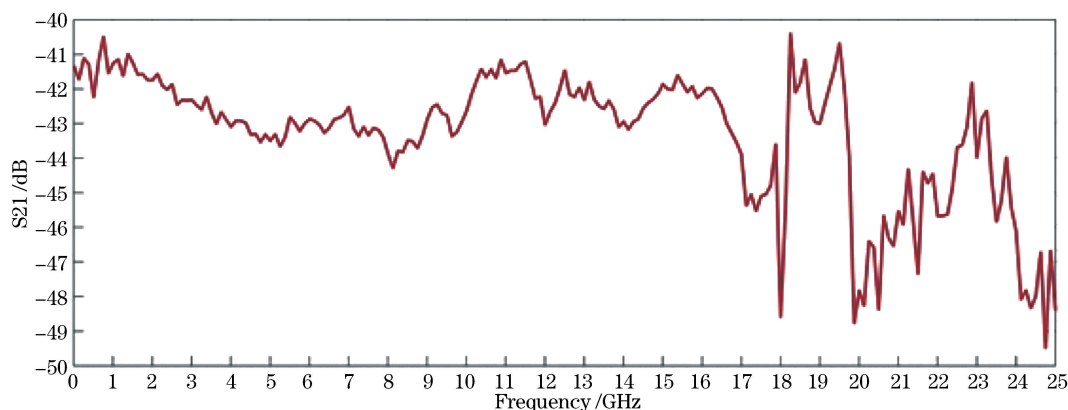


图 4 收发机 S21 参数曲线图

Fig. 4 Parameter curve for transceiver S21

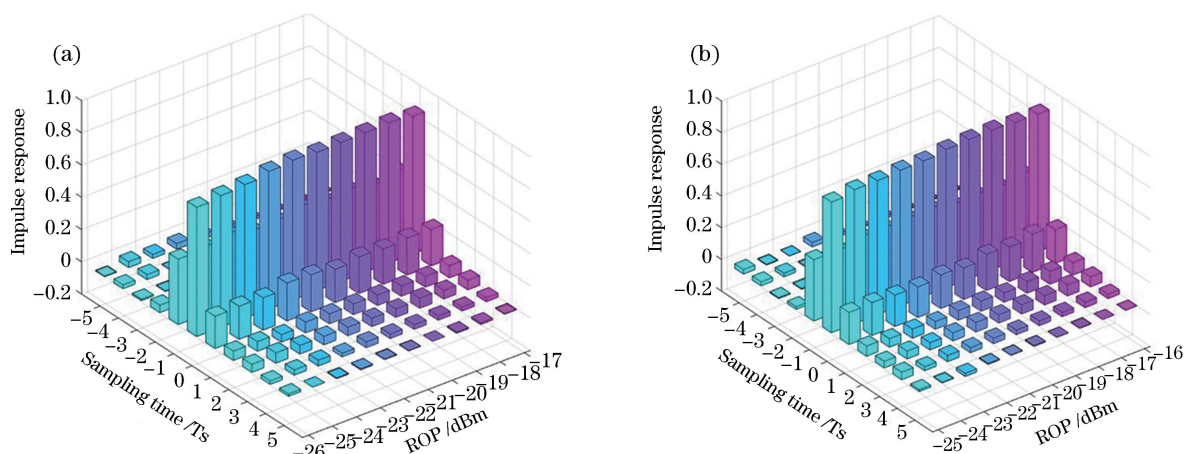


图 5 信道脉冲响应估计图。(a) BtB; (b) 经过 25 km SSMF

Fig. 5 Estimation for channel impulse response. (a) BtB; (b) over 25 km SSMF

通过 2.2 小节中提到的原始发送序列与对应的接收信号序列构建信道估计所需的训练数据, 实验中取 100 个符号进行估计。分别在 BtB 和 25 km

SSMF 传输情况下得到 11 阶信道脉冲响应系数的估计值, 如图 5(a)、(b)所示, 其中 BtB 的 ROP 范围为  $-26$  dBm 至  $-17$  dBm, 25 km 光纤传输时 ROP

范围为 $-25$  dBm 至 $-16$  dBm,11 阶信道系数范围均为 $[-5, +5]$ ,间隔为 1,单位是一个符号周期  $T$ 。从整体来看,信道系数主要集中在 $[-1, 0, +1]$ ,这三个时刻的脉冲响应值远大于其他时刻,因此只保留这三阶系数代入 MLSE 计算。从具体来看,虽然整体信道系数值变化不大,但是不同 ROP 情况下,信道系数还是有轻微的浮动。因此实验中针对不同 ROP 的情况都自适应地进行了信道估计计算,避免了信道系数估计的偏差对 MLSE 性能造成较大影响。

对于 BtB 和 25 km 传输的情况,比较了 MLSE 算法的 BER 性能差别,结果如图 6 所示。图中,

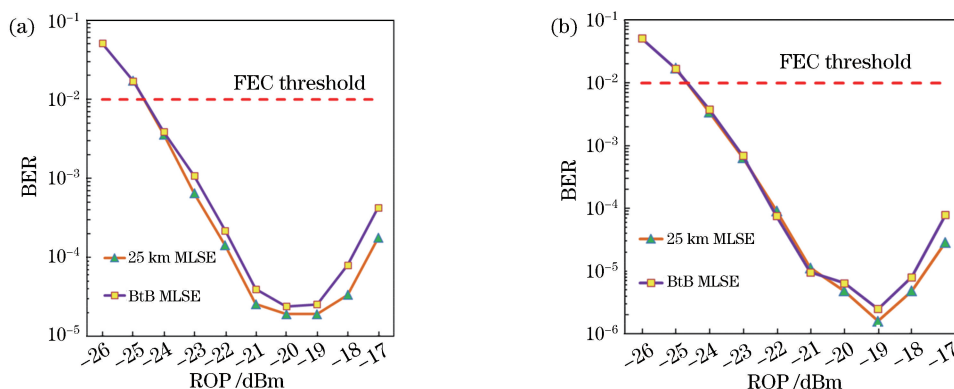


图 6 BtB 和 25 km 传输 MLSE 的 BER 曲线图。(a)固定信道系数;(b)自适应信道估计

Fig. 6 MLSE BER curves for BtB and 25 km transmission. (a) Fixed channel coefficients; (b) adaptive channel estimation

从图 6(b)中可以看出,MLSE 算法在两种传输条件下的性能差别不大,接收机的灵敏度均达到 $-24.7$  dBm,考虑到实验中发射光功率为 4 dBm,所以光链路预算达到 28.7 dB。当光功率超出 $-21$  dBm,25 km MLSE 的性能逐渐优于 BtB 时的性能,BER 极限接近  $10^{-6}$ ,这主要是因为 EML 激光器的波长(1295.56 nm)在零色散波长范围内时,色散不是很明显,但还是存在一定程度的负色散,负色散使得光脉冲被压缩,宽度变窄,幅度变化变大,BER 性能提高。当 ROP 超出 $-19$  dBm 时,BER 反而升高的原因是较大的输入光功率导致 APD 进入非线性工作状态,且 APD 增益引起的噪声也变大。

### 3.2 LMS 算法的 DFE

MLSE 算法虽然性能上是最优的,但是其计算复杂度与路径搜索时的状态数紧密相连,发送序列的每一级都需要计算  $M^{L+1}$  ( $M$  为信道数, $L$  为信道弥散长度,本实验中, $M=2, L=3$ ) 个度量,若  $L$  增加,则计算量呈指数增加,存储幸存路径所需要的内存也急剧增加。所以为了降低 DSP 的复杂度以及硬件实现的成本,接下来对更简单更易用硬件实现的 DFE 算法性能进行研究和比较。

FEC 门限设为  $1 \times 10^{-2}$ ,最新研究结果表明,基于低密度校验码的 FEC 算法能够将门限提高到  $1 \times 10^{-2}$ 。图 6(a)为采用固定的信道系数进行 MLSE 均衡的 BER 曲线结果,可以看出,虽然 BtB 和 25 km 光纤传输时光接收机的灵敏度(BER 降到 FEC 门限以下时对应的 ROP 大小)差别不大,但是当光功率超出 $-24$  dBm 时,两者差距变得明显,BER 极限没有突破  $10^{-5}$ 。但实际上 MLSE 算法本身对于色散的容忍度很高,因此在图 6(b)中对信道进行自适应估计,在不同光功率情况下,将图 5 中得到的信道系数代入 MLSE 计算。

DFE 是一种非线性均衡器,由一个前馈横向滤波器和一个反馈横向滤波器共同组成。FFE 对于信号的线性失真补偿效果较好,而 DFE 是用来从当前估计值中除去由先前被检测符号引起的那部分符号间干扰。为了分别确定 FFE 和 DFE 的抽头个数,需先确定 FFE 抽头个数,然后再增加 DFE 的反馈部分抽头。在 BtB 的情况下,分别比较了 1,3,5,7 个 FFE 抽头数目的 BER 曲线,结果如图 7(a)所示。可以看出,当 FFE 抽头超出 3 个时,BER 性能反而变差,这是因为 BtB 情况下色散几乎可以忽略不计,不需要太多的 FFE 抽头来补偿线性失真。因此在 BtB 情况下,3 抽头的 FFE 性能就足够了,此时,接收机灵敏度达到了 $-20.4$  dBm,比 MLSE 差了 4.3 dB。当 ROP 为 $-18$  dBm 时,BER 有最小值  $3.6 \times 10^{-3}$ 。

保持 BtB 的条件不变,在 3 抽头 FFE 的基础上增加 DFE 反馈部分抽头,比较了 1,2,3,4,5 个 DFE 抽头的 BER 曲线,结果如图 7(b)所示。可以看出,只要增加 1 个 DFE 抽头,利用 FFE-3+DFE-1 的组合就可以获得最好的接收机灵敏度,达到 $-22.6$  dBm,只比 MLSE 性能差了 2.1 dB,当 ROP

为  $-19$  dBm 时, BER 有最小值  $1.8 \times 10^{-3}$ 。如果取 DFE 抽头数为 4 或 5, 只能在较大光功率范围内获得较好的 BER 性能极限值, 但是灵敏度没有

得到明显提升。综上所述, BtB 情况下, 从性能和成本的角度考虑, FFE-3 + DFE-1 的组合是最佳方案。

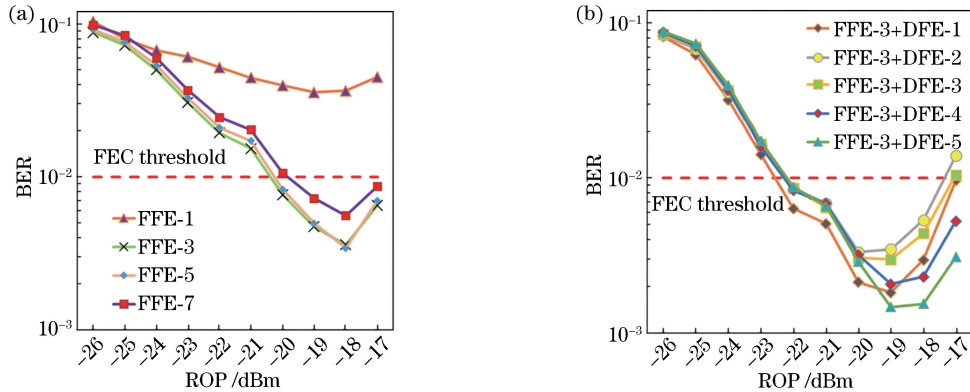


图 7 BtB 时 BER 曲线图。(a) FFE; (b) DFE  
Fig. 7 BER curves for BtB. (a) FFE; (b) DFE

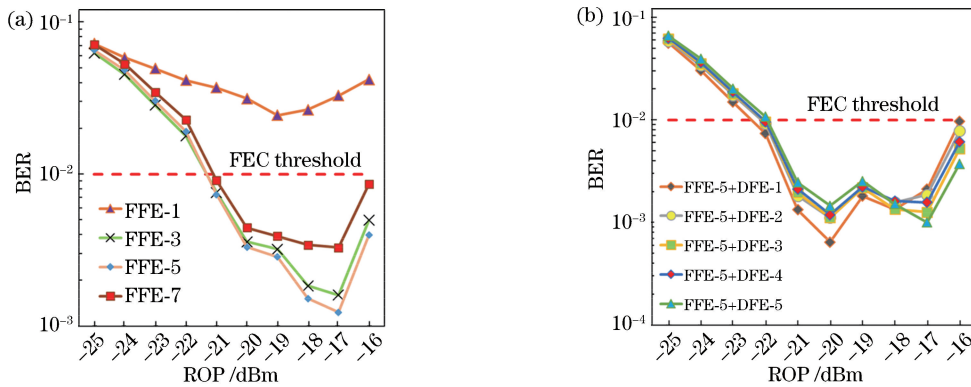


图 8 25 km 传输时的 BER 曲线图。(a) FFE; (b) DFE  
Fig. 8 BER curves for 25 km transmission. (a) FFE; (b) DFE

同样地, 在 25 km SSMF 传输条件下重复了前面两组实验。只有 FFE 线性抽头部分的结果如图 8(a) 所示, 可以看出 FFE-5 的 BER 性能最好, 接收机灵敏度达到  $-21.4$  dBm, 比 MLSE 差了 3.3 dB, 当 ROP 为  $-17$  dBm 时, BER 有最小值  $1.2 \times 10^{-3}$ 。此时的灵敏度比 BtB 时的 FFE-3 高 1 dB 左右, 这主要是由负色散造成的。经过 25 km 光纤的传输, 色散被累积起来, 所以 FFE 线性抽头数目需要适当增加。

保持 FFE-5 的条件不变, 增加 DFE 抽头个数, 得到的 BER 曲线如图 8(b) 所示。当光功率超出  $-20$  dBm 时, BER 曲线出现一定的波动现象, 这是因为该光功率范围内存在较为严重的器件非线性与色散的相互作用, 使得 BER 的性能不够稳定。可以发现, 只需要 1 个 DFE 抽头, 就可以达到最佳的 BER 性能, 光灵敏度达到  $-22.5$  dBm, 只比 MLSE 低 2.2 dB, 与 BtB 情况下 FFE-3 + DFE-1 的结果基

本接近, 当 ROP 为  $-20$  dBm 时, BER 有最小值  $6.4 \times 10^{-4}$ 。所以选择 FFE-5 + DFE-1 作为 25 km 传输时的 DFE 方案。

从图 7 和图 8 中均可看出, ROP 超出一定范围, BER 反而会变大, 这主要是由 APD 噪声变大以及非线性工作状态导致的。

图 9 是 BtB 和 25 km 传输情况下, 接收信号和均衡以后信号的眼图对比。容易看出, FFE 只能对接收信号眼图进行一定程度的增强, 而 DFE 可以将其眼图恢复到更接近 NRZ 的形式, 因此可以带来 BER 性能上的提升。

## 4 结 论

采用 25G EML 和 25G APD 作为 IM-DD 系统的光收发机来传输间插复用后的 NRZ 信号, 激光器工作波长选择在 O 波段, 利用 MLSE 和 DFE 均衡的方式在 25 km 长的 SSMF 上实现了 50 Gbit/s 的

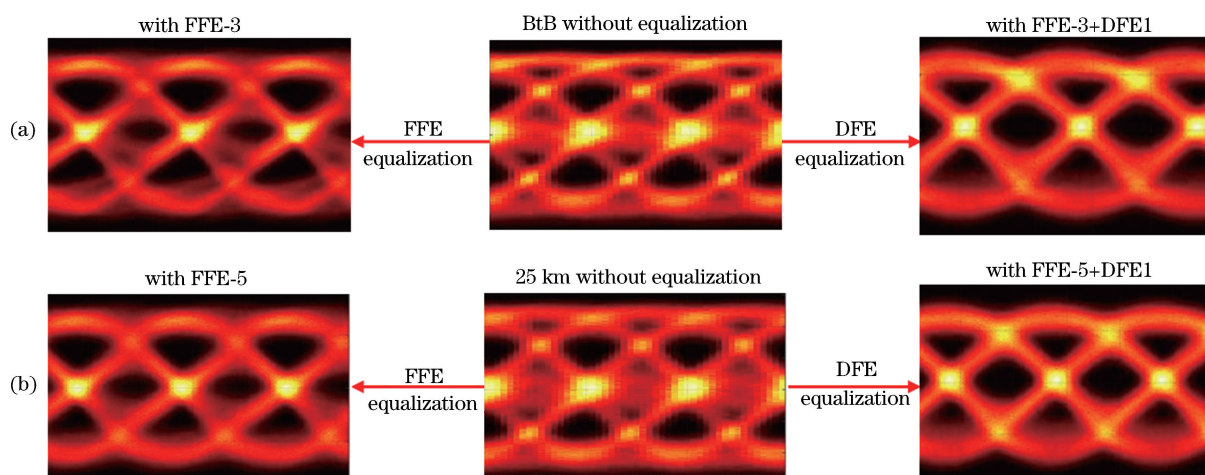


图 9 接收信号和均衡后信号的眼图。(a) BtB,  $-20$  dBm; (b) 25 km,  $-22$  dBm

Fig. 9 Eyediagrams of received signal and equalized signal. (a) BtB,  $-20$  dBm; (b) 25 km,  $-22$  dBm

传输。

实验结果表明,通过自适应地对不同光功率条件下的信道系数进行更精细的估计,可提高 MLSE 算法的 BER 性能,25 km 光纤传输时光接收机的灵敏度达到  $-24.7$  dBm,光链路预算达到 28.7 dB;如果采用低复杂度的 FFE-5+DFE-1 作为均衡方案,光灵敏度能够达到  $-22.5$  dBm,只比 MLSE 低 2.2 dB 左右。

所搭建的 IM-DD NRZ 下行传输系统,相比于 PAM4 系统,具有结构简单、易于用硬件实现的优势,且用 EML 代替频率啁啾较为严重的 DML,工作波长选在零色散波长附近(轻微负色散),减小了色散带来的影响。在不使用任何光放大器的条件下,实验验证了使用 25G 级光器件传输 50 Gbit/s NRZ 信号的方案可行性和有效性。受限于 APD 的较低带宽,系统整体带宽只有 17 GHz 左右。与 PIN 二极管相比,APD 的灵敏度更高,需要的额外光放大较少,但是 APD 增益引起的噪声较大,容易带来电流失真。综合来看,系统整体的 BER 还有些偏高,不足以达到实际应用时 30 dB 的光链路预算要求。考虑到未来商用部署,通过在发射机端增加半导体光放大器,并配合精细的窄带光滤波器滤除带外噪声,即可进一步提高系统的光链路预算,使其突破 30 dB。

### 参 考 文 献

- [1] Houtsma V, van Veen D, Harstead E. Recent progress on standardization of next-generation 25, 50, and 100G EPON [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(6): 1228-1234.
- [2] Li S P, Ye Z C, Cheng N, *et al.* Demonstration of a real-time 25-Gb/s TDM-PON system with 25-Gb/s downstream based on optical duobinary and 10-Gb/s burst-mode upstream based on NRZ [C]//Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 20-22, 2016, Anaheim, California United States. Washington D. C.: OSA, 2016: Th11.3.
- [3] Houtsma V, van Veen D. Demonstration of symmetrical 25 Gbps TDM-PON with 31.5 dB optical power budget using only 10 Gbps optical components [C]//2015 European Conference on Optical Communication (ECOC), September 27-October 1, 2015, Valencia, Spain. New York: IEEE, 2015: 7341691.
- [4] Wang J, Cao Z Z, Zhou H, *et al.* A wavelength division multiplexing radio-over-fiber system with 58 GHz optical orthogonal frequency division multiplexing millimeter-wave signal [J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, 30(5): 1274-1278.  
王晶, 曹子峥, 周慧, 等. 承载正交频分复用信号的 58 GHz 光载毫米波波分复用光纤无线通信系统 [J]. *光学学报*, 2010, 30(5): 1274-1278.
- [5] Xiao G L, Xu J L, Yang H Y, *et al.* A plasmon multi-channel wavelength-division multiplexer constructed with a nanodisk structure embedded in a rectangular metal block [J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(12): 1206006.  
肖功利, 徐俊林, 杨宏艳, 等. 内嵌矩形金属块纳米圆盘结构等离子体多通道波分复用器研究 [J]. *光学学报*, 2018, 38(12): 1206006.
- [6] Zhang P, Tian C L, Qiao Y, *et al.* Four wave mixing effect on simulated Raman scattering in single mode fiber [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2018, 55(6): 061901.



- 张鹏, 田春林, 乔勇, 等. 单模光纤中四波混频对受激拉曼散射影响的研究[J]. 激光与光电子学进展, 2018, 55(6): 061901.
- [7] Zhang Q Q, Zhang P, Lu J, *et al.* Joint phase noise compensation algorithm using RF-pilot and extended Kalman filter in CO-OFDM systems[J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(9): 0906006.  
章青青, 张平, 卢瑾, 等. 相干光正交频分复用系统中射频导频和扩展卡尔曼滤波联合的相位噪声补偿算法[J]. 光学学报, 2018, 38(9): 0906006.
- [8] Zhou Z L, Zhan Y J, Cai Q L, *et al.* Algorithm for low-computational-complexity carrier-phase estimation in optical communication systems[J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(12): 1206003.  
周志立, 詹宜巨, 蔡庆玲, 等. 光通信系统中低计算复杂度的载波相位估计方法[J]. 光学学报, 2018, 38(12): 1206003.
- [9] Chen C, Tang X F, Zhang Z H. Transmission of 56-Gb/s PAM-4 over 26-km single mode fiber using maximum likelihood sequence estimation [C]// *Optical Fiber Communication Conference 2015*, March 22-26, 2015, Los Angeles, California United States. Washington D. C.: OSA, 2015: Th4A. 5.
- [10] Wei J L, Eiselt N, Griesser H, *et al.* First demonstration of real-time end-to-end 40 Gb/s PAM-4 system using 10-G transmitter for next generation access applications [C]// *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, September 27-October 1, 2015, Valencia, Spain. New York: IEEE, 2015: 7341692.
- [11] Tao M H, Zhou L, Zeng H Y, *et al.* 50-Gb/s/ $\lambda$  TDM-PON based on 10G DML and 10G APD supporting PR10 link loss budget after 20-km downstream transmission in the O-band[C]// *Optical Fiber Communication Conference 2017*, March 19-23, 2017, Los Angeles, California United States. Washington D. C.: OSA, 2017: Tu3G. 2.
- [12] Guo Y, Yin Y J, Song Y X, *et al.* Demonstration of 25 Gbit/s per channel NRZ transmission with 35 dB power budget using 25G Ge/Si APD for next generation 100G-PON[C]// *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition 2017*, March 19-23, 2017, Los Angeles, California United States. Washington D. C.: OSA, 2017: M3H.6.
- [13] Xia J Q, Li Z X, Li Y C, *et al.* Comparison of NRZ and duo-binary format in adaptive equalization assisted 10G-optics based 25G-EPON [J]. *Optics Communications*, 2018, 410: 328-332.
- [14] Chen W, Song Y X, Li Z X, *et al.* Experimental study of 50 Gb/s PAM4 transmission based on 25 GHz optical components[J]. *Optical Communication Technology*, 2018, 42(12): 35-38.  
陈炜, 宋英雄, 李正璇, 等. 基于 25 GHz 光器件的 50 Gb/s PAM4 传输实验研究 [J]. 光通信技术, 2018, 42(12): 35-38.
- [15] Hu S H, Yi X W, Zhang J, *et al.* Volterra equalization of complex modulation utilizing frequency chirp in directly modulated lasers [J]. *Optics Communications*, 2018, 409: 99-104.
- [16] Tang X Z, Zhou J, Guo M Q, *et al.* An efficient nonlinear equalizer for 40-Gb/s PAM4-PON systems [C]// *Optical Fiber Communications Conference 2018*, March 11-15, 2018, San Diego, California United States. Washington D. C.: OSA, 2018: W2A. 62.
- [17] Giacomidis E, Matin A, Wei J L, *et al.* Blind nonlinearity equalization by machine-learning-based clustering for single- and multichannel coherent optical OFDM[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(3): 721-727.
- [18] Li P X, Yi L L, Xue L, *et al.* 56 Gbps IM/DD PON based on 10G-class optical devices with 29 dB loss budget enabled by machine learning[C]// *Optical Fiber Communications Conference 2018*, March 11-15, 2018, San Diego, California United States. Washington D. C.: OSA, 2018: M2B.2.
- [19] Houtsma V, van Veen D. Bi-directional 25G/50G TDM-PON with extended power budget using 25G APD and coherent detection[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017: 122-127.
- [20] Zhang J W, Wey J S, Yu J J, *et al.* Symmetrical 50-Gb/s/ $\lambda$  PAM-4 TDM-PON in O-band with DSP and semiconductor optical amplifier supporting PR-30 link loss budget[C]// *Optical Fiber Communication Conference 2018*, March 11-15, 2018, San Diego, California United States. Washington D. C.: OSA, 2018: M1B. 4.
- [21] Harstead E. 25 G based PON technology[C]// *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*, March 11-15, San Diego, CA, USA. New York: IEEE, 2018: 17856139.
- [22] Xia J Q, Li Y C, Xu T T, *et al.* Timing recovery algorithm selection for duo-binary signal used in next generation 25G-EPON[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2017, 9(4): 7905907.
- [23] Oerder M, Meyr H. Digital filter and square timing recovery[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1988, 36(5): 605-612.