

doi:10.13756/j.gtxyj.2024.230136.

专题:下一代超 100 G 光接入关键技术

何婷,李响,李婕,等. 基于 VDFE-RLS 均衡器的单波长 200 Gbit/s 光接入系统[J]. 光通信研究,2024(1):230136.

He T, Li X, Li J, et al. Single Wavelength 200 Gbit/s Downlink Optical Access System based on Volterra Decision Feedback Equalizer [J]. Study on Optical Communications,2024(1):230136.

基于 VDFE-RLS 的单波长 200 Gbit/s 光接入系统(特邀)

何婷¹,李响¹,李婕²,罗鸣²

(1. 中国地质大学 机械与电子信息学院,武汉 430074;

2. 中国信息通信科技集团有限公司 光纤通信技术和网络全国重点实验室,武汉 430074)

摘要:【目的】高速无源光接入网络中存在光纤色散、非线性损伤和带宽限制等问题,导致传统强度调制和直接检测技术的功率预算损失较高,难以满足高速无源光接入网络的要求。【方法】为了更好地提升强度调制和直接检测光接入系统的速率和性能,文章在 Volterra 判决反馈均衡器(VDFE)的基础上,研究了基于递推最小二乘估计(RLS)算法的 VDFE-RLS 信道均衡方法。该均衡器采用 RLS 算法对其中的抽头系数进行更新。该均衡器包含了一、二、三阶 Volterra 级数,其中一阶 Volterra 级数对线性损伤进行补偿,二阶和三阶 Volterra 级数能够对非线性损伤进行补偿。文章将该均衡器应用于经过 20 km 传输后的单波长为 200 Gbit/s 的 O 波段强度调制和直接检测技术的下行光接入系统中。【结果】实验结果表明,RLS 算法相比传统的最小均方(LMS)算法在均衡器中表现出来的性能更好。此外,VDFE-RLS 可以实现 >29 dB 的功率预算。VDFE-RLS 相比于传统的基于 Volterra 的前馈均衡器(VFFE),当 VDFE-RLS 和 VFFE-RLS 均衡器长度相同时,可以实现 2.2 dB 功率预算的提升。当 VDFE-RLS 的均衡器长度为 VFFE-RLS 的一半时,前者相比后者仍可以提升 0.5 dB 的功率预算。【结论】文章所述系统相比其他传统系统在能够缩短均衡器长度的同时,能提高系统的功率预算,还能最终恢复出准确度较高的信号。

关键词:Volterra 判决反馈均衡器;递推最小二乘估计;Volterra 级数;自适应滤波算法

中图分类号:TN15.6

文献标志码:A

Single Wavelength 200 Gbit/s Downlink Optical Access System based on VDFE-RLS

HE Ting¹, LI Xiang¹, LI Jie², LUO Ming²

(1. School of Mechanical Engineering and Electronic Information, China University of Geosciences, Wuhan 430074, China;

2. National Key Laboratory of Optical Communication Technologies and Networks,

China Information Communication Technologies Group Corporation, Wuhan 430074, China)

Abstract: 【Objective】Optical fiber dispersion, nonlinear impairments, and bandwidth limitation in high-speed passive optical access networks result in significant power budget loss with traditional intensity modulation and direct detection schemes, failing to meet the requirements of high-speed passive optical access networks. 【Methods】In order to enhance the rate and performance of the intensity modulation and direct detection optical access system, this study explores the channel equalization method of VDFE-RLS based on Recursive Least Squares (RLS) algorithm, building upon the Volterra Decision Feedback Equalizer (VDFE). This equalizer uses RLS algorithm to update its tap coefficients. It includes a three-order Volterra series, allowing it to compensate for both linear and nonlinear impairments. VDFE-RLS is applied to the downlink optical access system with a single wavelength of 200 Gbit/s based on O-band intensity modulation and direct detection scheme after 20 km transmission. 【Results】The experimental results show that the RLS outperforms the conventional Least Mean Square (LMS) algorithm in the equalization process. Moreover, VDFE-RLS achieves a power budget greater than 29 dB. When the length of the equalizer is the same, VDFE-RLS can increase the power budget by 2.2 dB compared with the conventional Volterra Feed Forward Equalization (VFFE)-RLS equalizer. When the length of VDFE-RLS equalizer is half that of VFFE-RLS, the VDFE-RLS can increase the power budget by 0.5 dB compared with the VFFE-RLS equalizer. 【Conclusion】Compared with other traditional methods, the proposed method can shorten the length of the equalizer and increase the power budget of the system, ultimately restoring signals with better performance.

Key words: VDFE;RLS; Volterra series; adaptive filtering algorithms

收稿日期:2023-08-24; 修回日期:2023-09-11; 纸质出版日期:2024-02-10

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2022YFB2903200)

作者简介:何婷(2002—),女,湖北武汉人。学士,主要研究方向为数字信号处理、通信等。

通信作者:李响,教授。E-mail: lix@cug.edu.cn

© Editorial Office of Study on Optical Communications. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license.

0 引言

低成本、低运算复杂度的四阶脉冲幅度调制(4-level Pulse Amplitude Modulation, PAM-4)信号以及直接检测技术更适用于当前的时分复用无源光网络^[1]。但在高速无源光接入网络中光纤色散、非线性损伤和带宽限制等问题^[2]使得基于强度调制和直接检测技术的系统很难达到 29 dB 的最低功率预算要求。

目前有几种方法可以解决上述问题;其一,为了降低光纤色散的影响,可以采用 O 波段的光传输信号来代替 L 和 C 波段的光传输信号^[3];其二,采用高宽带的器件,如具有低驱动电压、高带宽和高集成度等优点的基于绝缘铌酸锂的马赫-曾德尔调制器(Mach - Zehnder Modulator, MZM)^[4]。

本文在 Volterra 判决反馈均衡器(Volterra Decision Feedback Equalizer, VDFE)的基础上,研究了基于递推最小二乘估计(Recursive Least Squares, RLS)算法的 VDFE-RLS 的 PAM-4 信号的数字信号处理(Digital Signal Processor, DSP)技术。在判决反馈均衡器(Decision Feedback Equalizer, DFE)的均衡算法中对输入和判决信号进行 Volterra 级数处理,能够更好地对传输过程带来的线性以及非线性损伤进行补偿。在单波长 200 Gbit/s 的 O 波段强度调制和直接检测光接入网络中,将 Volterra 均衡器与 DFE 相结合,相比于传统的前馈均衡器和 Volterra 均衡器,可以将数字均衡所需要的抽头数从 263 降低到 132,并实现 29.5 dB 的功率预算。

1 VDFE-RLS 算法原理

1.1 DFE

DFE 由前馈均衡器和反馈均衡器组成。前馈均衡器消除码元的前导干扰以及拖尾干扰,反馈均衡器消除码元的拖尾干扰^[5]。前馈均衡器的输出与反馈均衡器的输出之和为输出信号,将输出信号经过判决反馈到输入信号中,继续进行下一轮的数据训练。DFE 实现流程如图 1 所示。

前馈均衡器以及反馈均衡器的输出均为输入信号与抽头系数之积,此时均衡器的第 n 个预测输出信号 $y(n)$ 为

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k x(n-k) + \sum_{l=0}^{M-1} b_l d(n-l), \quad (1)$$

式中: h_k 为前馈均衡器抽头系数; $x(n)$ 为第 n 个输

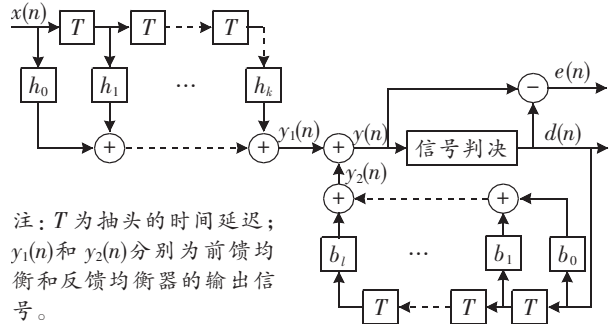


图 1 DFE 的架构

Figure 1 The architecture of DFE

入信号; b_l 为反馈均衡器抽头系数; $d(n)$ 为第 n 个判决输出信号; N 和 M 分别为前向均衡器和反向均衡器的长度。

预测输出信号与真实值之差 $e(n)$ 为

$$e(n) = z(n) - y(n), \quad (2)$$

式中, $z(n)$ 为真实值。

1.2 Volterra 均衡器

Volterra 均衡器能够同时考虑信道的线性以及非线性损伤,具有较好的性能以及较高的普适性。一阶的 Volterra 均衡器可以补偿线性损伤,二阶及以上的 Volterra 均衡器可以补偿非线性损伤^[6]。Volterra 均衡器的阶数越大,其输出信号的性能越好,但是算法的复杂度也会快速增加。此处采用三阶 Volterra 均衡器,其输出表达式如下:

$$y(n) = \sum_{l_1=-(L_1-1)/2}^{(L_1-1)/2} h_1(l_1)x(n-l_1) + \sum_{l_1=-(L_2-1)/2}^{(L_2-1)/2} \sum_{l_2=-(L_2-1)/2}^{l_1} h_2(l_1, l_2) \prod_{m=1}^2 x(n-l_m) + \sum_{l_1=-(L_3-1)/2}^{(L_3-1)/2} \sum_{l_2=-(L_3-1)/2}^{l_1} \sum_{l_3=-(L_3-1)/2}^{l_2} h_3(l_1, l_2, l_3) \times \prod_{m=1}^3 x(n-l_m), \quad (3)$$

式中: $h_1(l_1)$ 、 $h_2(l_1, l_2)$ 和 $h_3(l_1, l_2, l_3)$ 分别为第一、二、三阶的 Volterra 核系数; L_1 、 L_2 和 L_3 分别为第一、二、三阶的记忆长度。前 3 阶核的个数为 L_1 、 $L_2(L_2+1)/2$ 和 $L_3(L_3+1)(L_3+2)/6$, 总的核个数为 L , 也即均衡器总长度为

$$L = L_1 + L_2(L_2+1)/2 + L_3(L_3+1)(L_3+2)/6. \quad (4)$$

1.3 RLS

为了准确得到信道均衡器的系数,一般采用 RLS 算法对系数进行更新。RLS 算法的核心是对估计系数进行循环计算,每次循环对上一次循环的

估计系数进行矫正更新。

系统的输出预测信号模型为

$$y(k) = \mathbf{x}(k)^T \mathbf{w}(k) + v(k), \quad (5)$$

式中： $y(k)$ 为预测值； $\mathbf{x}(k)$ 为输入矩阵， $\mathbf{x}(k)^T$ 为 $\mathbf{x}(k)$ 的转置矩阵； $\mathbf{w}(k)$ 为抽头系数矩阵； $v(k)$ 为噪声带来的偏置。

单个抽头误差值 $e_0(k)$ 为

$$e_0(k) = y(k) - \mathbf{x}(k)^T \mathbf{w}(k), \quad (6)$$

$e_0(k)$ 越小说明 $y(k)$ 越接近真实值，系统的输出预测模型越好。所有抽头的误差矩阵为 $\mathbf{e}(k)$ 。

估计协方差系数 $\mathbf{P}(k)$ 与上一次循环估计协方差系数 $\mathbf{P}(k-1)$ 之间的线性关系为设置 $\mathbf{P}(0)$ 为初等矩阵

$$\mathbf{P}(k) = \frac{1}{\lambda} \mathbf{P}^{-1}(k-1) - \frac{1}{\lambda} \mathbf{P}(k-1) \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^T, \quad (7)$$

式中， $\lambda (0 < \lambda \leq 1)$ 为遗忘因子^[7]， $\lambda=1$ 时不会对过去数据进行遗忘， $\lambda \rightarrow 0$ ，则对近期更新的数据更敏感，每次更新后，历史数据对应的占比权重将会整体缩小。

$\mathbf{w}(k)$ 估计值更新表达式为

$$\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}(k-1) + \mathbf{P}(k) \mathbf{x}(k) \mathbf{e}(k). \quad (8)$$

将当前输出得到的 $\mathbf{w}(k)$ 带入式(5)，即得到 $y(k)$ 。

1.4 VDFE-RLS

VDFE-RLS 是指对 DFE 的前向均衡器与反向均衡器的输入数据进行 Volterra 的级数变换，以同时对传输过程中产生的线性以及非线性损伤进行均衡。当对 DFE 的抽头系数进行更新时，本文采用 RLS 算法，最后输出均衡后的值。

将前向均衡器的输入信号利用式(3)变换为 Volterra 级数，然后进入 DFE 的前馈均衡器分别与对应的抽头系数相乘求和，输出如下：

$$\begin{aligned} y_1(n) = & \sum_{l_1=-(L_1-1)/2}^{(L_1-1)/2} h_1(l_1) x(n-l_1) + \\ & \sum_{l_1=-(L_2-1)/2}^{(L_2-1)/2} \sum_{l_2=-(L_2-1)/2}^{l_1} h_2(l_1, l_2) \prod_{m=1}^2 x(n-l_m) + \\ & \sum_{l_1=-(L_3-1)/2}^{(L_3-1)/2} \sum_{l_2=-(L_3-1)/2}^{l_1} \sum_{l_3=-(L_3-1)/2}^{l_2} h_3(l_1, l_2, l_3) \times \\ & \prod_{m=1}^3 x(n-l_m). \end{aligned} \quad (9)$$

将反馈均衡器的输入信号利用式(3)变换为 Volterra 级数，并进入 DFE 的反馈均衡器进行输出，输出信号 $y_2(n)$ 为

$$\begin{aligned} y_2(n) = & \sum_{l_1=-(L_4-1)/2}^{(L_4-1)/2} b_1(l_1) d(n-l_1) + \\ & \sum_{l_1=-(L_5-1)/2}^{(L_5-1)/2} \sum_{l_2=-(L_5-1)/2}^{l_1} b_2(l_1, l_2) \prod_{m=1}^2 d(n-l_m) + \\ & \sum_{l_1=-(L_6-1)/2}^{(L_6-1)/2} \sum_{l_2=-(L_6-1)/2}^{l_1} \sum_{l_3=-(L_6-1)/2}^{l_2} b_3(l_1, l_2, l_3) \times \\ & \prod_{m=1}^3 d(n-l_m), \end{aligned} \quad (10)$$

式中： $b_1(l_1)$ 、 $b_2(l_1, l_2)$ 和 $b_3(l_1, l_2, l_3)$ 分别为第一、二、三阶的 Volterra 核； L_4 、 L_5 和 L_6 分别为反馈均衡器的第一、二、三阶记忆长度； $d(n)$ 初始值设置为 0。

将前馈均衡器输出信号与反馈均衡器输出信号相加，得到当前的预测输出信号 $y(n)$ 为

$$y(n) = y_1(n) + y_2(n). \quad (11)$$

设置 $\mathbf{P}(0)$ 为大小等于前馈均衡器与反馈均衡器抽头系数数量之和的单位矩阵，并带入式(7)，递归求得当前的估计协方差矩阵 $\mathbf{P}(n)$ 为

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(n) = & \frac{1}{0.9999} \mathbf{P}^{-1}(n-1) - \\ & \frac{1}{0.9999} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T. \end{aligned} \quad (12)$$

在对实验数据进行处理的过程中，将 λ 设置为 0.9999 以达到最优的性能。一般来说，继续增加小数点后的位数无法继续有效地提升性能。利用 RLS 自适应算法更新当前 $\mathbf{w}(n)$ 为

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{P}(n) \mathbf{x}(n) \mathbf{w}(n). \quad (13)$$

循环上述计算，循环次数为输入数据的长度，得到最终预测的数据。

2 实验装置

在发送端，本文使用工作在 1 310 nm、线宽为 200 kHz 的外腔激光器 (External Cavity Laser, ECL) (Thorlab TLX3) 作为光源，用带宽为 60 GHz、采样率为 256 GSa/s 的任意波形发生器 (Arbitrary Waveform Generator, AWG) (Keysight 8199A) 产生 100 Gbaud 的 PAM-4 基带信号作为输入。信号进入带宽为 67 GHz 的电放大器 (Electric Amplifier, EA) (GT-LNA-67 Hz) 放大后，与光源同时进入到绝缘铌酸锂的 MZM 中，进行电/光转换得到光信号。调制后的信号进入 O 波段掺镨光纤放大器 (Praseodymium-Doped Fiber Amplifier, PDFA) (Thorlab PDFA100) 进行功率放大，得到输出功率为 14 dBm 的光信号。调制完成后的光信号进入标准单模光纤 (Standard Single Mode

Fiber, SSMF)中进行 20 km 的传输,该光纤的功率损耗系数为 0.33 dB/km。在接收端,接收到的光信号首先进入可变光衰减器(Variable Optical Attenuator, VOA)来模拟无源光网络(Passive Optical Network, PON)系统中的分路器损耗。由于 O 波段的光纤衰减损耗较高,会消耗较多的系统功率,因此需要对 O 波段损失的光功率进行补偿,即可以采用半导体光放大器(Semiconductor Optical Amplifier, SOA)在光网络单元端(Optical Network Unit, ONU)对接收光信号进行放大^[8]。本实验采用噪声系数为 7 dB 的 O 波段 SOA 来增大接收光信号的功率。然后,使用 70 GHz 的 PIN-光电二极管(Photo-Diode, PD)(FINISAR XPDV3320R)完成光/电转换。PIN-PD 输出的电信号由带宽为 70 GHz 的 256 GSa/s 实时数字存储示波器(Key-sight UXR0704A)进行捕获并显示在屏幕上。实验装置如图 2 所示。

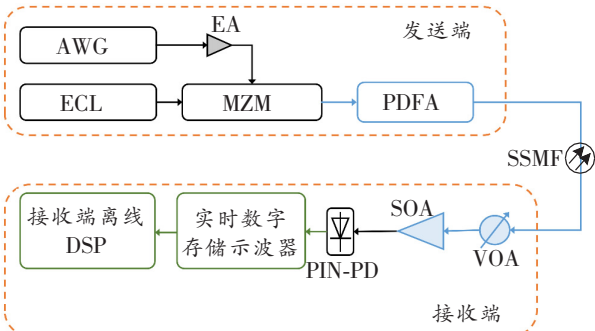
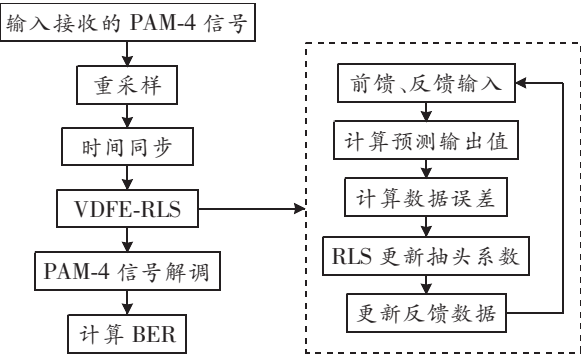


图 2 单波 200 Gbit/s 下行光接入系统实验装置
Figure 2 Experimental setup of single wavelength 200 Gbit/s downlink optical access system

为减少传输链路和光电器件带来的线性以及非线性损伤,利用 DSP 技术对接收信号进行进一步处理^[9]。本文中 DSP 处理的流程图如图 3 所示。



注:BER 为误码率。
图 3 PAM-4 信号的 DSP 处理流程图
Figure 3 DSP processing flow of PAM-4

首先将获取的 PAM-4 信号重采样,再进行时

间同步来提取所需的数据,然后进入 VDFE-RLS 均衡处理,再对信号进行解调并计算出 BER。利用 BER 等数据完成系统性能的分析。其中 VDFE-RLS 的处理过程如下:将数据输入前馈均衡器和反馈均衡器;计算预测输出值及数据误差值;将误差值放入 RLS 算法中进行自适应更新获得新的抽头系数;重新更新反馈数据;再次将当前预测值和反馈数据输入到前馈均衡器和反馈均衡器中;重复上述计算,直到误差曲线收敛,获得满意的预测结果。

3 实验结果与分析

为验证实验的可行性,本文对 100 GBaud 的 PAM-4 信号进行了仿真。首先在固定数字均衡器长度的情况下,比较基于 Volterra 的前馈均衡器(Volterra Feed Forward Equalization, VFVE)-RLS 和 VDFE-RLS 的性能。设置 VFVE-RLS(72, 18, 4)(前 3 个数据为前向均衡器的第一、二、三阶核的记忆长度)、VDFE-RLS(44, 7, 4, 42, 9, 7)(其中 72、18 和 4 分别为前向均衡器的第一、二、三阶核的记忆长度,后 3 个数据为反向均衡器的第一、二、三阶核的记忆长度),根据式(4)可得到数字均衡器的长度均为 263。如图 4 所示,在数字均衡器的长度相同时,VDFE-RLS(绿线)相较于 VFVE-RLS(红线)性能更好。

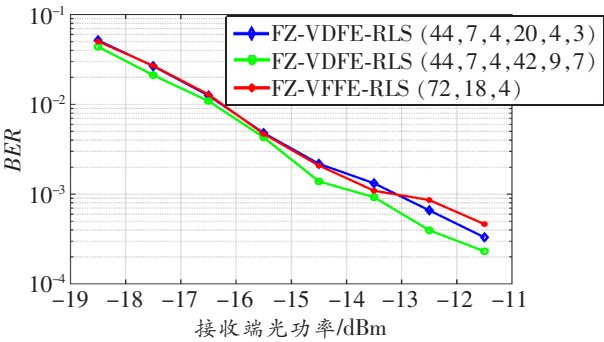


图 4 不同长度均衡器条件下的实验结果
Figure 4 Experimental results with different lengths of channel equalizers

改变 VDFE-RLS 的反向均衡器长度来调整均衡器的总长度。将 VDFE-RLS 的参数设置为(44, 7, 4, 20, 4, 3)。根据式(4)可以计算出此时 VDFE-RLS 的总核个数为 132。当 VDFE-RLS 的均衡器长度约等于 VFVE-RLS 均衡器长度的一半时,VDFE-RLS(蓝线)与 VFVE-RLS(红线)性能几乎相当,在部分情况下(接收光功率为-12.5 dBm、-11.5 dBm)时,前者性能优于后者。

BER 性能实验数据如图 5 所示。在数字均衡

器的长度相同时,VDFE-RLS(绿线)相较于 VFVE-RLS(蓝线)可以提供更好的性能。在 BER 门限为 10^{-2} 时,VDFE-RLS 接收灵敏度为 -17.2 dBm,由于功率预算是接收器的灵敏度与发射光功率差值的绝对值,且实验对应的发射光功率为 14 dBm,则计算的功率预算为 31.2 dB,相比于 VFVE-RLS 提升了 2.2 dB。

当 VDFE-RLS 的均衡器长度约等于 VFVE-RLS 均衡器长度的一半,BER 门限为 10^{-2} 时,如图 5 所示,VDFE-RLS 的性能仍然比 VFVE-RLS 的性能更好。根据图 5 中的红线和蓝色得到 VDFE-RLS、VFVE-RLS 的接收端功率分别为 -15.5 和 -15.0 dBm,功率预算分别为 29.5 和 29.0 dB,前者相比后者有 0.5 dB 的功率预算提升。此外,该参数下 VDFE-RLS 的复杂度更低,从而进一步说明了 VDFE-RLS 的性能优于 VFVE-RLS。

为了比较 RLS 和最小均方 (Least Mean Square,LMS)不同自适应算法对系统性能的影响,设置了具有相同长度的VDFE-RLS(44,7,4,42,9,7)和 VDFE-LMS(44,7,4,42,9,7)均衡器。如图 5 所示,RLS 算法的性能优于 LMS 算法。同时也设置了VFVE-RLS(72,18,4)和VFVE-LMS(72,18,4)进行比较进一步说明使用 RLS 算法更新抽头系数的系统性能更好。

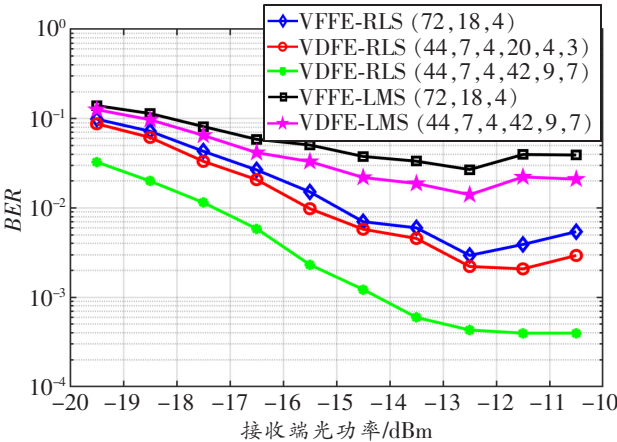


图 5 不同类型均衡器对性能的影响
Figure 5 Impact of different types of equalizers on the performance

为了进一步研究 VDFE-RLS 反向均衡器不同阶的记忆长度对系统性能的影响,分别更改 DFE 的一、二、三阶的记忆长度。

当固定前向均衡器的长度时,以 10 为步长更改反向均衡器的一阶记忆长度。如图 6 所示,当记忆长度改变时,BER 变化较小。这主要是因为一阶记

忆长度主要是对线性损伤进行补偿,而该系统的性能主要受到信道非线性损伤的影响,因此改变一阶记忆长度对系统性能的影响是有限的。

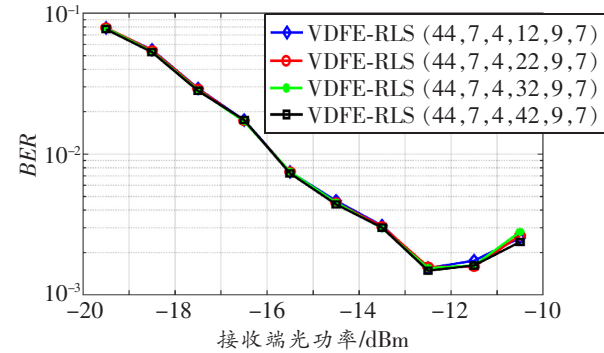
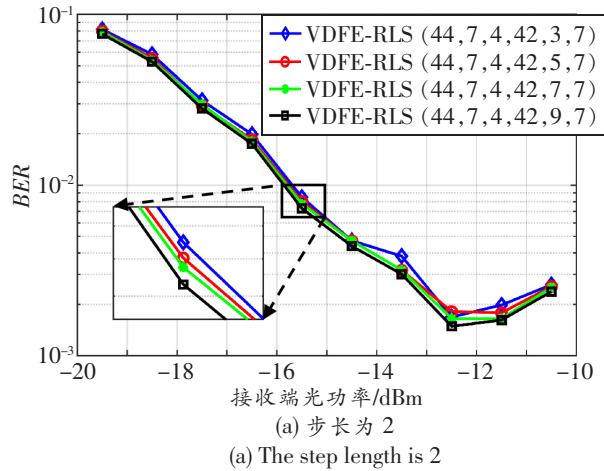
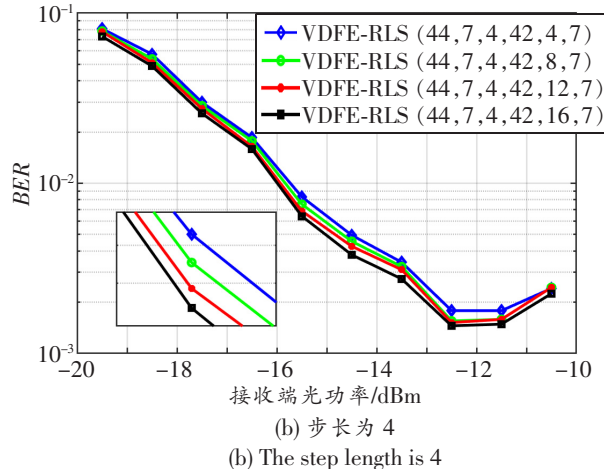


图 6 一阶核记忆长度对性能的影响
Figure 6 Impact of first-order kernel memory length on the performance

如图 7 所示,固定前向均衡器以及反向均衡器的一阶记忆长度,以 2 为步长更改反向均衡器的二阶记忆长度,二阶记忆长度越大,BER 越小,系统性



(a) 步长为 2
(a) The step length is 2



(b) 步长为 4
(b) The step length is 4

图 7 二阶核记忆长度对性能的影响
Figure 7 Impact of second-order kernel memory length on the performance

能越好。其中,图 7(a)中更改二阶记忆长度的步长为 2,图 7(b)中更改二阶记忆长度的步长为 4,二阶核的长度变化后的结果均满足上述规律。

同理,如图 8 所示,当三阶记忆长度越大时,BER 越小,系统性能越好。其中图 8(a)中更改三阶记忆长度的步长为 2,图 8(b)中更改三阶记忆长度的步长为 4,三阶核长度变化后的结果均满足上述规律。由此得出二阶和三阶记忆长度会对系统的性能有更显著的影响,这证实了系统性能主要受到非线性损伤影响。

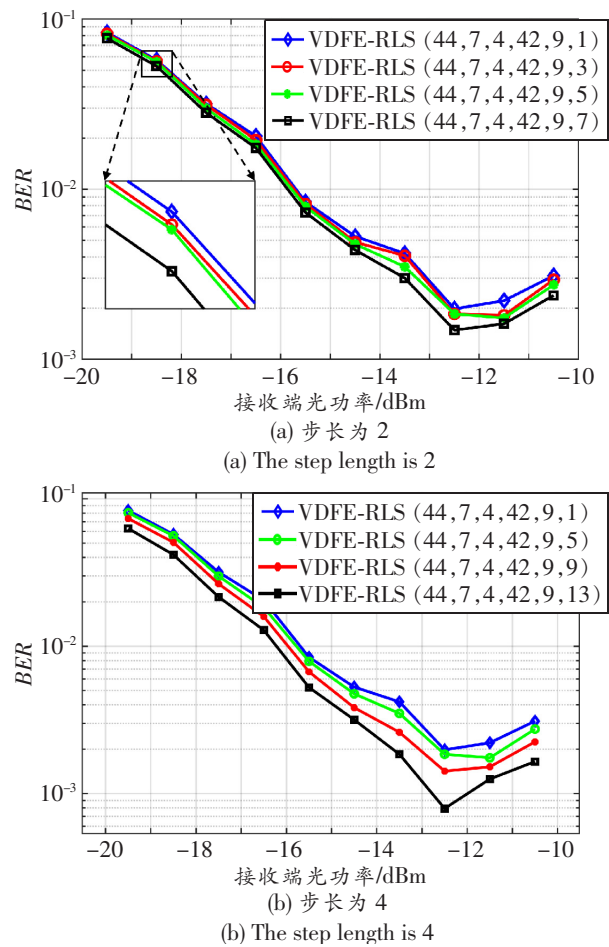


图 8 三阶核记忆长度对性能的影响

Figure 8 Impact of third-order kernel memory length on the performance

本文中所使用均衡器的系数都是实时更新的,因此这些均衡器具有较高的实时性,其系数是随着环境的变化不停地改变的。

系统的功率预算主要由入纤功率和接收灵敏度两个因素决定。因此为了进一步提高该系统的功率,有两种方式:其一,通过光线路终端(Optical Line Terminal,OLT)对发射序列进行优化,降低非线性噪声,从而实现入纤功率的提升^[10];其二,进一

步提高该模型的记忆长度,但是当该模型的记忆长度过大时,对应的算法复杂度较高,因此可以采用迭代最小化稀疏学习(The Sparse Learning via Iterative Minimization, SLIM)算法,来动态丢弃对均衡器性能贡献较小的系数,从而提高收敛速度并降低计算复杂度^[11]。

本系统的主要优点为能够缩短均衡器的长度来提高系统的功率预算,并且最终恢复出较高准确度的信号。本系统相比其他传统系统的主要缺点为其采用判决反馈的算法导致 DSP 的延时较大,下一步会考虑采用并行化的方案以降低延时。

4 结束语

本文研究了利用 VDFE-RLS 均衡器对下行光接入系统的 PAM-4 信号进行滤波均衡处理的方案。实验结果表明,VDFE-RLS 均衡器能够很好地补偿线性以及非线性误差。在单波长 200 Gbit/s 的实验验证系统中,相比于传统的 VFFE-RLS 均衡器,本文所提 VDFE-RLS 均衡器在相同均衡器长度的情况下可以实现 2.2 dB 的性能提升,功率预算达到了 31.2 dB。此外,VDFE-RLS 在减少了一半均衡器长度的情况下,可以提升 0.5 dB 的功率预算,并达到了 29.5 dB 的功率预算。

参考文献:

[1] 李正璇. 时分波分复用无源光网络关键技术研究[D]. 上海:上海交通大学,2020.
Li Z X. Key Technologies of Time-division Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Networks [D]. Shanghai:Shanghai Jiao Tong University,2020.

[2] Li J, An S, Zhu Q, et al. VSB Modified Duobinary PAM4 Signal Transmission in an IM/DD System with Mitigated Image Interference [J]. IEEE Photonics Technology Letters,2020,32(7):363–366.

[3] Miao X, Bi M, Fu Y, et al. Experimental Study of NRZ, Duobinary, and PAM-4 in O-Band DML-based 100G-EPON[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017,29(17):1490–1493.

[4] 尚成林,陶诗琪,孙昊骋等. 全封装的薄膜铌酸锂电光调制器[J]. 半导体光电,2022,43(1):95–99.
Shang C L, Tao S Q, Sun H C, et al. Fully Encapsulated Thin Film Lithium Niobate Electro-Optic Modulator[J]. Semiconductor Optoelectronics,2022,43(1): 95–99.

[5] 李静. 自适应判决反馈均衡器参数对性能影响的研究 [D]. 天津:天津大学,2009.

- Li J. The Influence of Parameters of Adaptive Decision Feedback Equalizer on Performance[D]. Tianjin: Tianjin University, 2009.
- [6] 叶太平. 沃尔泰拉滤波器在光强度调制和直接检测系统中的应用研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2018.
Ye T P. The Application of Volterra Filter in Light Intensity Modulation and Direct Detection System[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2018.
- [7] 程呈. 自适应 RLS 算法在心电信号去噪中的研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2017.
Cheng C. Adaptive RLS Algorithm for Denoising ECG Signal [D]. Changsha: Hunan University, 2017.
- [8] Michie C, Kelly A E, Andonovic I. Semiconductor Optical amplifiers in Future Passive Optical Networks [C]// LEOS 2008 - 21st Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society. Newport Beach, CA, USA: IEEE, 2008: 667—668.
- [9] 张方正. 高速光通信中数字信号处理(DSP)与波形产生技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2014.
Zhang F Z. Digital Signal Processing (DSP) and Waveform Generation Technology in High Speed Optical Communication [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2014.
- [10] 胡卫生, 义理林, 何浩, 等. 时分波分复用无源光网络关键技术[J]. 科技导报, 2016, 34(16): 69—75.
Hu W S, Yi L L, He H, et al. Key Technologies of Time-division Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Network[J]. Science and Technology Review, 2016, 34(16): 69—75.
- [11] Glentis G O, Kopsinis Y, Georgoulakis K, et al. Electronic Dispersion Compensation of Fiber Links Using Sparsity Induced Volterra Equalizers[C]//IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology. Athens, Greece: IEEE, 2013: 000255—000260.