

基于动量梯度下降优化算法的色散均衡器设计

钱正成¹,陈睿²,陆叶¹,李传起^{2*},周省邦²,谢乙田³,孔一卜⁴

(1. 广西师范大学 电子工程学院, 广西 桂林 541004; 2. 南宁师范大学 物理与电子学院, 南宁 530001;

3. 广西广播电视信息网络股份有限公司 南宁分公司, 南宁 530023; 4. 中国电子科技集团公司 第三十四研究所, 广西 桂林 541004)

摘要:针对梯度下降(GD)算法收敛速度较慢的问题,提出了一种基于GD优化算法的有限脉冲响应(FIR)色散均衡器。采用动量梯度下降(MGD)算法在每次更新迭代时对梯度进行指数加权平均优化(简称CMGD算法)并进行偏差修正,利用OptiSystem搭建单载波相干光传输系统并与Matlab联合仿真。仿真结果表明:在学习速率为0.1、动量系数为0.98时,CMGD算法收敛值达到0.015461;在不同信噪比条件下,采用CMGD算法设计的均衡器的均衡效果优于GD-FIR和经典时域FIR的均衡器,且降低了硬件实现复杂度。

关键词:相干光通信;色散均衡;动量梯度下降;有限脉冲响应均衡器;抽头权值

中图分类号:TN914 **文献标志码:**A **文章编号:**1002-5561(2022)02-0085-06

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2022.02.017

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Design of dispersion equalizer based on momentum gradient descent optimization algorithm

QIAN Zhengcheng¹, CHEN Rui², LU Ye¹, LI Chuanqi^{2*}, ZHOU Shengbang², XIE Yitian³, KONG Yibu⁴

(1. College of Electronic Engineering, Guangxi Normal University, Guilin Guangxi 541004, China;

2. College of Physics and Electronic Engineering, Nanning Normal University, Nanning 530001, China; 3. Guangxi Radio and Television Information Network Co., Ltd., Nanning 530023, China; 4. The 34th Research Institute of CETC, Guilin 541004, China)

Abstract: Aiming at the slow convergence speed of gradient descent (GD) algorithm, a finite impulse response (FIR) dispersion equalizer based on GD optimization algorithm is proposed. The momentum gradient descent (MGD) algorithm is used to optimize the gradient exponentially weighted average (CMGD algorithm for short) and correct the deviation at each update iteration. The single carrier coherent optical transmission system is built by optisystem and simulated with MATLAB. The simulation results show that when the learning rate is 0.1 and the momentum coefficient is 0.98, the convergence value of CMGD algorithm reaches 0.015461. Under different SNR conditions, the equalization effect of the equalizer designed by CMGD algorithm is better than that of GD-FIR and classical time-domain FIR, and the hardware implementation complexity is reduced.

Key words: coherent optical communication, dispersion equalization, momentum gradient descent, finite impulse response equalizer, tap weight

0 引言

在传统的光通信模型中,强度调制/直接检测技术虽然具备成本低廉、硬件实现简单等优点,但是只能

收稿日期:2021-10-10。

基金项目:广西科技计划项目(AB17292082)资助。

作者简介:钱正成(1996—),男,江苏苏州人,现就读于广西师范大学电子工程学院、电子与通信工程专业光通信实验室,主要研究方向是相干光通信技术,从事相干光通信数字信号处理色散均衡算法的仿真及验证工作。

* **通信作者:**李传起(1964—),博士,教授,主要从事光电子与光通信技术方面的研究工作。



采用幅度调制,限制了系统速率。与之相比,相干光通信系统采用更高阶的调制格式,如正交相移键控(QPSK)、正交幅度调制(QAM)等,提高了频谱效率、信道的通信容量和传输速率^[1-6]。

光纤色散会导致相邻光脉冲展宽、重叠,引起接收端的误判,因此光纤色散是限制相干光通信系统承载容量的关键因素之一。为了补偿光纤色散带来的影响,有研究者^[7-8]发现在1.55 μm波长附近的单模光纤达到最低损耗值的同时,其色散值高达17 ps/(nm·km),但通过改变单模光纤的结构和参数,将零色散波长移

动至 $1.55 \mu\text{m}$ 附近,这种色散位移光纤(DSF)具有零色散和低衰减的特性,提高了传输速率。但在波分复用系统中,DSF 会遇到严重的非线性效应,限制了系统传输的距离。传统的时域有限脉冲响应(FIR)对色散均衡效果有较大的影响,有学者^[9-11]分别采用高斯函数和汉明窗函数对 FIR 进行优化,在一定范围内解决了传统 FIR 由截断效应引起的频谱泄露问题。文献[12]采用离散最小二乘近似的方法对均衡器权重系数进行了改进,在相同均衡效果下,减少了计算量。上述这些采用梯度下降(GD)算法设计的色散均衡器是一种最小误差准则下的滤波器^[7,13-18],收敛速度较慢,不能满足相干光通信实时性的要求。

本文采用动量梯度下降(MGD)优化算法(下文简称 CMGD 算法)设计一种用于相干接收机的 FIR 色散均衡器。

1 色散均衡器设计原理

1.1 色散均衡基本原理推导

在单模光纤中,色散均衡器频域传递函数^[9]表示为

$$H_{\text{CD}}(e^{j\omega T}) = \exp(-jK\omega^2), K = \frac{D\lambda^2 L}{4\pi c T^2} \quad (1)$$

其中, ω 、 T 分别表示信号数字角频率和采样间隔; λ 、 L 和 c 分别表示光载波波长、传输距离和光速; D 表示光纤色散系数,其与群速度色散参数 β_2 的关系为

$$D = \frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2)$$

将式(1)中光纤色散系数 D 取反,即可得到理想的色散均衡器频率响应,此理想均衡器可看作是全通均衡器,其频率响应表示为

$$H_{\text{CD}}^{-1}(e^{j\omega T}) = \exp(jK\omega^2) \quad (3)$$

式(3)对应均衡器的时域冲激响应为

$$g(L, t) = \sqrt{\frac{cT^2}{jD\lambda^2 L}} \exp\left(-j\frac{\pi c T^2}{D\lambda^2 L} k^2\right) \quad (4)$$

其中, k 表示均衡器第 k 个抽头, N 表示总的抽头数, $\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \leq k \leq \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor$, $N = \left\lfloor 2 \left\lfloor \frac{D}{2cT^2} \right\rfloor \right\rfloor$, t 表示时间。

根据欧拉公式,理想色散均衡器频率响应式(3)可展开为

$$H_{\text{CD}}^{-1}(e^{j\omega}) = \cos(K\omega^2) + j\sin(K\omega^2), \omega \in [-\pi, \pi] \quad (5)$$

1.2 CMGD 算法

本文设计一个 $N-1$ 阶的复系数 FIR 均衡器来逼近理想色散均衡器的频率响应,其单位冲激响应表示为

$$h(n) = h_{\text{R}}(n) + jh_{\text{I}}(n), n = \frac{N-1}{2}, -\frac{N-1}{2}+1, \dots, \frac{N-1}{2} \quad (6)$$

其频率响应为

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} h(n) e^{-jn\omega}, \omega \in [-\pi, \pi] \quad (7)$$

为使实际的复系数 FIR 均衡器逼近理想的色散均衡器的频率响应,定义 2 个矩阵 W 和 X 分别为

$$\begin{aligned} W &= \begin{bmatrix} h\left(-\frac{N-1}{2}\right), h\left(-\frac{N-1}{2}+1\right), \dots, h(0), \dots, h\left(\frac{N-1}{2}\right) \\ h_{\text{R}}\left(-\frac{N-1}{2}\right), h_{\text{R}}\left(-\frac{N-1}{2}+1\right), \dots, h_{\text{R}}(0), \dots, h_{\text{R}}\left(\frac{N-1}{2}\right) \\ j\left[h_{\text{I}}\left(-\frac{N-1}{2}\right), h_{\text{I}}\left(-\frac{N-1}{2}+1\right), \dots, h_{\text{I}}(0), \dots, h_{\text{I}}\left(\frac{N-1}{2}\right)\right] \end{bmatrix} \\ &= W_{\text{R}} + jW_{\text{I}} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} X &= \left[\exp\left(-j\left(-\frac{N-2}{1}\right)\omega\right), \exp\left(-j\left(-\frac{N-2}{1}+1\right)\omega\right), \dots, \right. \\ &\quad \left. \exp\left(-j\frac{N-2}{1}\omega\right) \right]^T \times \left[\cos\left(-\frac{N-2}{1}\omega\right), \right. \\ &\quad \left. \cos\left(-\frac{N-2}{1}+1\right)\omega, \dots, \cos\left(\frac{N-2}{1}\omega\right) \right]^T - \\ &\quad j \left[\sin\left(-\frac{N-2}{1}\omega\right), \sin\left(-\frac{N-2}{1}+1\right)\omega, \dots, \cos\left(\frac{N-2}{1}\omega\right) \right]^T \\ &= X_{\text{R}} - jX_{\text{I}} \end{aligned} \quad (9)$$

式(7)可由式(8)、式(9)表示为

$$\begin{aligned} H(e^{j\omega}) &= \left[W_{\text{R}}^T + jW_{\text{I}}^T \right] \left[X_{\text{R}} - jX_{\text{I}} \right] \\ &= \left(X_{\text{R}}^T W_{\text{R}} + X_{\text{I}}^T W_{\text{I}} \right) + j \left(W_{\text{R}}^T W_{\text{I}} - X_{\text{I}}^T W_{\text{R}} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

为了便于计算机处理,分别对式(5)和式(9)进行离散化处理,在全频带 $[-\pi, \pi]$ 之间取 M 个采样点 ω_i ($i=0, 1, 2, 3, \dots, M-1$),采样之后上述两式分别变为

$$H_{\text{CD}}^{-1}(e^{j\omega_i}) = \cos(K\omega_i^2) + j\sin(K\omega_i^2), \omega \in [-\pi, \pi] \quad (11)$$

$$\begin{cases} X_{\text{R}} = \left[\cos\left(-\frac{N-1}{2}\omega_i\right), \cos\left(-\frac{N-1}{2}+1\right)\omega_i, \dots, \right. \\ \quad \left. \cos\left(\frac{N-1}{2}\omega_i\right) \right]^T \\ X_{\text{I}} = \left[\sin\left(-\frac{N-1}{2}\omega_i\right), \sin\left(-\frac{N-1}{2}+1\right)\omega_i, \dots, \right. \\ \quad \left. \sin\left(\frac{N-1}{2}\omega_i\right) \right]^T \end{cases} \quad (12)$$

由式(10)、式(12)推导得到

$$\begin{bmatrix} X_{\text{R}}^T & X_{\text{I}}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_{\text{R}} \\ W_{\text{I}} \end{bmatrix} = \cos(K\omega^2), \omega \in [-\pi, \pi] \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} -X_{\text{I}}^T & X_{\text{R}}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_{\text{R}} \\ W_{\text{I}} \end{bmatrix} = \sin(K\omega^2), \omega \in [-\pi, \pi] \quad (14)$$

由于采样点取值过大会增大计算量,过小又会劣

化逼近效果。因此,本文采样点 M 取值 15000,逼近效果更优。为了研究式(13)和式(14)各自的逼近程度,定义加权均方误差参数 $J^{[14-15]}$ 为

$$J = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} a_i \left\{ \sum_{n=\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} [h_R(n) \cos n\omega_i + h_I(n) \sin n\omega_i - \cos(K\omega_i^2)] \right\}^2 + \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} a_i \left\{ \sum_{n=\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} [h_I(n) \cos n\omega_i + h_R(n) \sin n\omega_i - \sin(K\omega_i^2)] \right\}^2 \quad (15)$$

式(15)中由于 FIR 均衡器权值是有限个,因此加权平方误差一定大于 0。 a_i 为权值系数,通带设为 1。本文采用 GD 算法来更新式(13)、式(14)的权值 W_R 、 W_I ,则梯度的计算公式为

$$\Delta W_{Rk}(i) = \frac{\partial J}{\partial W_{Rk}} = \frac{2}{M} \sum_{i=0}^{M-1} a_i [X_R^T W_R + X_I^T W_I - \cos(K\omega_i^2)] \times X_{Rk} - \frac{2}{M} \sum_{i=0}^{M-1} a_i [-X_I^T W_R + X_R^T W_I - \sin(K\omega_i^2)] \times X_{Ik} \quad (16)$$

其中, $k=0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

$$\Delta W_{Ik}(i) = \frac{\partial J}{\partial W_{Ik}} = \frac{2}{M} \sum_{i=0}^{M-1} a_i [X_R^T W_R + X_I^T W_I - \cos(K\omega_i^2)] \times X_{Ik} - \frac{2}{M} \sum_{i=0}^{M-1} a_i [-X_I^T W_R + X_R^T W_I - \sin(K\omega_i^2)] \times X_{Rk} \quad (17)$$

为使平均数运算更加精确,需要对指数加权平均进行偏差修正,即梯度 ΔW_{Rk} 和 ΔW_{Ik} 指数加权平均。加权平均后的迭代公式如下:

$$\Delta W_{Rk}(i) = (1-\beta^i) \Delta W_{Rk}(i) + \beta^i \Delta W_{Rk}(i) \quad (18)$$

$$\Delta W_{Rk}(i) = (1-\beta) \Delta W_{Rk}(i) + \beta \Delta W_{Rk}(i) \quad (19)$$

$$W_{Rk}(i+1) = W_{Rk}(i) - \eta \Delta W_{Rk}(i) \quad (20)$$

$$\Delta W_{Ik}(i) = (1-\beta^i) \Delta W_{Ik}(i) + \beta^i \Delta W_{Ik}(i) \quad (21)$$

$$\Delta W_{Ik}(i) = (1-\beta) \Delta W_{Ik}(i) + \beta \Delta W_{Ik}(i) \quad (22)$$

$$W_{Ik}(i+1) = W_{Ik}(i) - \eta \Delta W_{Ik}(i) \quad (23)$$

其中, η 代表学习速率, β 代表加权平均次数, $W_{Rk}(i)$ 和 $W_{Ik}(i)$ 代表第 i 次迭代时第 $k+1$ 个元素。式(18)、式(21)为偏差修正后的迭代公式(即 CMGD 算法),式(19)、式(22)为未经过偏差修正的迭代公式(MGD 算法)。

2 仿真分析

根据式(15)可知误差函数是关于抽头系数矩阵的二次函数,因此只要学习速率选取适当,二次函数

经过迭代一定能收敛到全局最小值。为了验证提出的 CMGD 算法设计的色散均衡器性能,本文采用 OptiSystem 和 Matlab 进行仿真,搭建单载波 QPSK、16QAM 格式的相干光通信系统(系统未使用前向纠错法),色散系数设置为 $16.75 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km}^{-1})^{[19-20]}$,系统仿真模型如图 1 所示,全局仿真参数设置如表 1 所示。

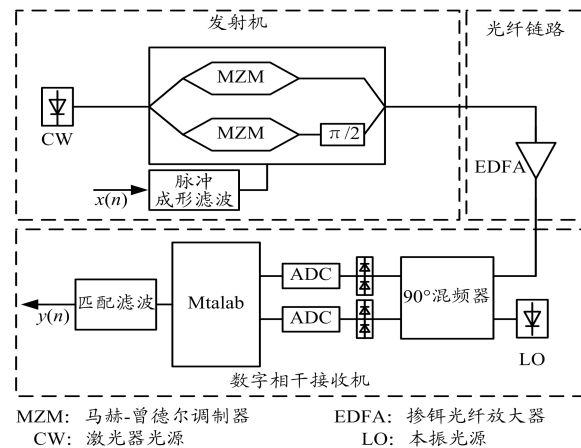


图 1 系统仿真模型

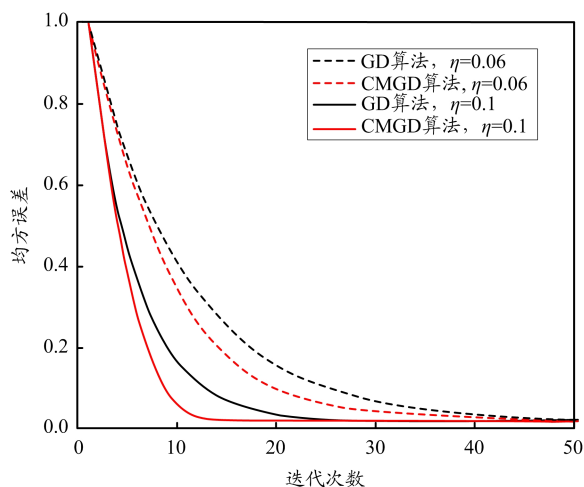
表 1 系统参数设置

参数	值
S 序列长度/bit	65536
光纤长度/km	500
符号速率/(GBaud·s ⁻¹)	2.5
光波长/nm	1550
调制格式	QPSK/16QAM
采样点数 M	15000
群速度色散参数 $\beta_2/(\text{ps}^2 \cdot \text{km}^{-1})$	-20
色散系数 $D/(\text{ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km})$	16.75
动量系数	0.98
过采样率	2

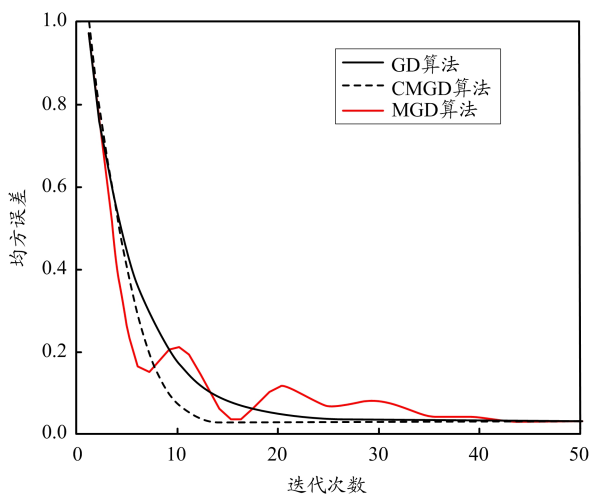
2.1 全频带均衡效果仿真分析

分别使用 GD 算法和 CMGD 算法训练 200 次,得到学习速率 η 分别为 0.1、0.06 时的误差曲线如图 2 所示。可以看出,在 2 种不同的学习速率下,GD 算法和 CMGD 算法的均方误差都能逐渐收敛,并且随着学习速率的增大,均方误差收敛也越快。在相同学习速率下,CMGD 算法学习率越大效果越明显,主要原因是由于 GD 算法每次迭代都是独立的,无法每次朝着最小值进行迭代;而本文提出的 CMGD 算法对 GD 算法的梯度进行了指数加权平均,因此能更快地收敛到全局最小值。当学习速率分别为 0.1 和 0.06 时,GD 算法收敛于 0.015672、0.015560,CMGD 算法收敛于 0.015461、0.015512。

在学习速率一定时,3 种算法的均方误差和迭代

图2 不同 η 值下均方误差与迭代次数的关系图

次数的关系如图3所示。根据式(19)、式(22)可知,未经过偏差修正是对之前 $1/(1-\beta)$ 次梯度进行平均,在初次迭代时偏差较大。进行偏差修正上述情况,随着迭代次数 i 增加, $1-\beta^i$ 逐渐趋向于1,这时CMGD算法和MGD算法没有区别。

图3 $\eta=0.1$ 时,3种梯度下降均方误差与迭代次数关系图

根据式(6)计算得到的复系数FIR均衡器的实部、虚部以及模值如图4所示。可以看出,均衡器的模值为常数,这对色散均衡效果有较大的影响^[10]。采用收敛速度更快、均方误差更小的动量梯度(学习速率为0.1,偏差修正为0.02)更新色散均衡器权重,得到的权重系数如图5所示,其中CMGD-FIR均衡器表示采用CMGD算法设计的FIR均衡器。可以看出,CMGD-FIR均衡器模值不恒定。

在信噪比(SNR)分别为16 dB、9 dB和5 dB的条件下,仿真分析FIR、CMGD-FIR不同抽头数量与误码

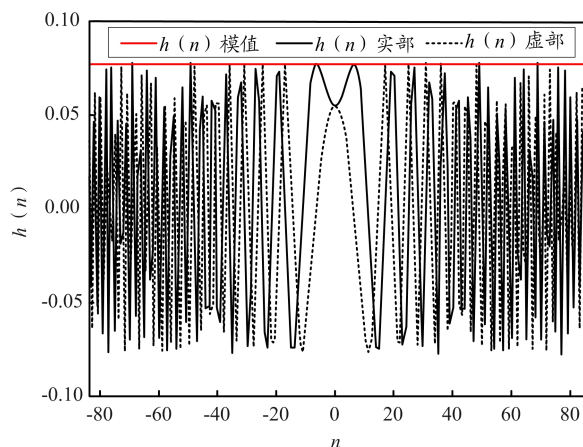


图4 复系数FIR均衡器权值

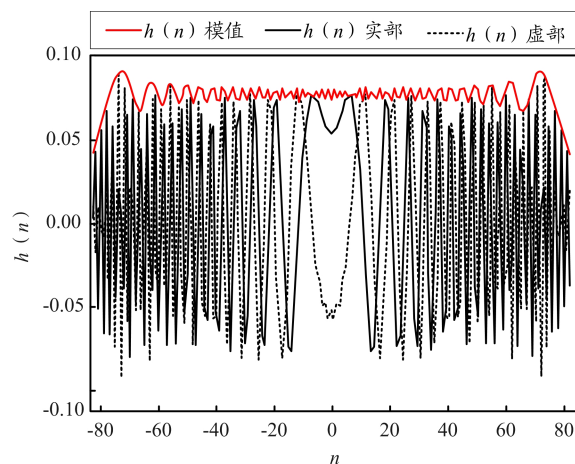


图5 CMGD-FIR均衡器权值

率(BER)的关系,如图6所示。可以看出,在相同SNR条件下CMGD-FIR色散均衡器性能总是优于FIR均衡器,随着抽头数目的增加,FIR均衡器均衡效果会逐渐恶化,CMGD-FIR均衡器的BER会逐渐降低而后趋于平稳。在抽头数为167时,使用FIR与CMGD-FIR均衡后BER达到最低,性能最优。仿真分析当抽头数为167时,CMGD-FIR、GD-FIR(梯度下降法设计的均衡器^[12])、FIR、背靠背(BiB)等系统BER与不同SNR之间的关系,如图7所示。可以看出,在不同SNR条件下,基于CMGD-FIR的均衡效果均优于FIR与GD-FIR。

2.2 窄频带均衡效果仿真分析

将表1设置的系统参数代入式(4)计算得到全频带设计色散均衡器时抽头数为167。由此可知,在全频带设计均衡器抽头数目较多、硬件实现较为复杂、且具有一定的延迟。仿真系统结构图如图8所示。在发送端和接收端分别对基带信号进行 μ 倍($\mu>1$)的插值和抽取,本仿真系统采用满足奈奎斯特准则的最小采

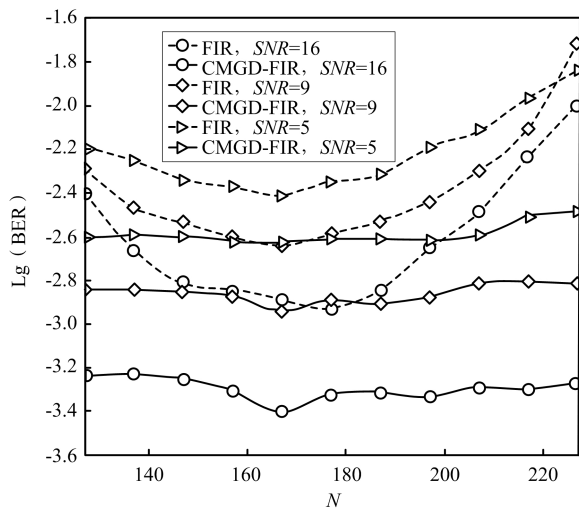
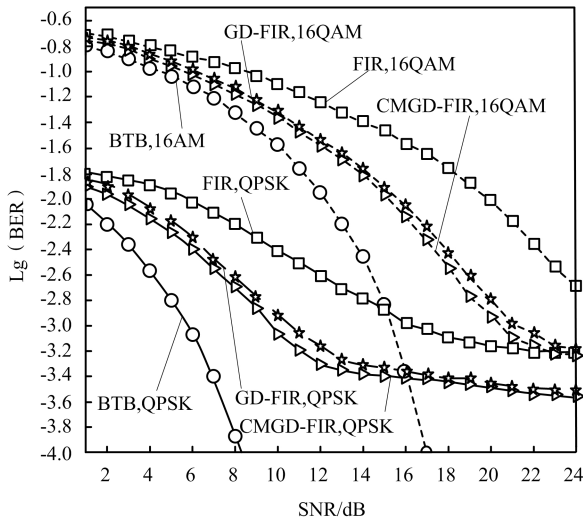
图6 同种调制格式下,不同抽头数 N 对均衡器性能的影响

图7 2种调制格式下不同信噪比全频带均衡效果对比图

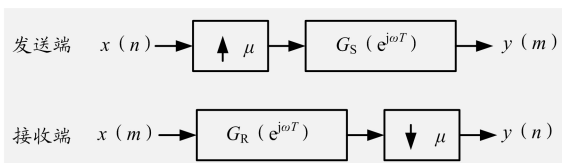


图8 均衡效果仿真系统结构图

样频率,使频谱不会发生混叠,仿真系统中脉冲成型滤波器 $G_S(e^{j\omega T})$ 、 $G_R(e^{j\omega T})$ 采用典型的平方根升余弦滤波器,其时域冲激响应^[8]为

$$G_S(t)=G_R(t)=\frac{\sin\left[\frac{\pi t}{T}(1-\rho)+\frac{4\rho t}{T}(1+\rho)\right]}{\frac{\pi t}{T}\left[1-\left(\frac{4\rho t}{T}\right)^2\right]} \quad (24)$$

其中, ρ 表示滚降系数。

式(24)是具有低通特性的一类 μ 阶滚降滤波器,其通带和阻带长度均为 π/μ ,因此其通带和阻带边沿

为 $\pi \frac{1\pm\rho}{\mu}$,有效带宽被限制在 $\left[-\frac{1+\rho}{\mu}, \frac{1+\rho}{\mu}\right]$ 。当 $\mu=8$ 、 $\rho=0.25$ 时,有效带宽为 $\left[-\frac{5\pi}{32}, \frac{5\pi}{32}\right]$,比 $\mu=2$ 时的抽头数更少,但这会造成采样率的增加使得光包络发生更严重的偏移^[11]。本系统设置 $\mu=2$,有效带宽为 $\left[-\frac{5\pi}{8}, \frac{5\pi}{8}\right]$,对式(11)、式(12)设置采样点 M 值为 15000,利用 CMGD 算法让设计的 CMGD-FIR 均衡器频率响应与理想频率响应逼近,抽头数能减少到 107,在窄频带不同 SNR 和 BER 的关系如图 9 所示。可以看出,CMGD-FIR 均衡器比 FIR 均衡效果更好且减小了硬件复杂度。

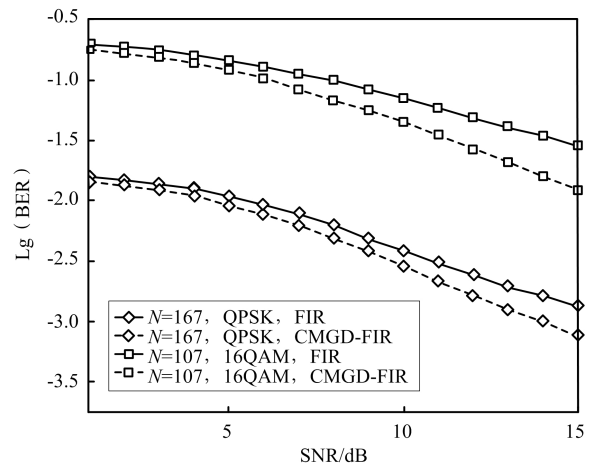


图9 均衡器抽头数目对系统的影响

3 结束语

本文采用 CMGD 算法来设计色散均衡器,首先推导了均衡器的设计原理,对在频域对设计的均衡器响应进行采样并采用 CMGD 算法与理想的色散频域传递函数进行逼近,得到实际的均衡器抽头数;然后,应用 OptiSystem 软件搭建了单载波 QPSK/16QAM 相干光传输系统并与 Matlab 联合仿真。仿真结果表明:CMGD 算法具有更快的收敛速率,并且均方误差有最小值,规避了局部陷入最小值的风险;随着抽头数目增加,CMGD-FIR 均衡器滤波效果不会劣化;在不同 SNR 条件下 CMGD-FIR 误码率均小于时域 FIR 与 GD-FIR,更接近 BtB 系统,具有更好的均衡效果。该设计为相干接收机色散均衡提供了新的思路。

参考文献:

- [1] LIU Y, ZHANG Y, PENG Y, et al. Equalization of chromatic dispersion using Winner filter for coherent optical receivers[J]. IEEE Photonics Tech-

钱正成,陈睿,陆叶,等:基于动量梯度下降优化算法的色散均衡器设计

nology Letters, 2016, 28(10): 1092–1095.

[2] 戴正爽,汪伦,宋志化,等. 带有整形元件的相干探测混频系统[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(7): 132–138.

[3] BOWER P, DEDIC I. High speed converts and DSP for 100G and beyond[J]. Optical Fiber Technology, 2011, 17(5): 464–471.

[4] DAVIS C C, MURPHY T E. Fiber-optic communications [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011,

[5] 辛鹏,李海涛,李根韬,等. 一种 32Q-AM 相干光通信系统中相位估算算法[J]. 光通信技术, 2017, 41(2): 9–12.

[6] ERART J L, MANIMEGALAI D, SIBI C S. FBMC-based dispersion compensation using artificial neural network equalization for long reach-passive optical network[J]. International Journal of Wavelets, Multiresolution and Information Processing, 2020, 18(1): 1–20.

[7] SAVORY S J. Digital filters for coherent optical receivers [J]. Optics Express, 2008, 16(2): 804–817.

[8] 赵衍策. 高速相干光通信系统中色散均衡方法的研究[D]. 长春: 吉林大学, 2018.

[9] 刘玉民. 相干光通信系统中信道均衡与频偏估计算法研究[D]. 北京: 北京科技大学, 2016.

[10] EGHBALI A, JOHANSSON H, GUSTAFSSON O, et al. Optimal least squares FIR digital filters for compensation of chromatic dispersion in digital coherent optical receivers [J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(8): 1449–1456.

[11] SAVORY S J. Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2010, 16(5): 1164–1179.

[12] WANG D, JIANG H, LIANG G W, et al. Chromatic dispersion equalization FIR filter design based on discrete least-squares approximation [J]. Optics express, 2021, 29(13): 20387–20394.

[13] 朱旭飞,陆叶,李传起,等. 相干接收机色散补偿 FIR 滤波器设计[J]. 量子电子学报, 2021, 38(1): 17–24.

[14] 朱龙洋,郑宏军,黎昕,等. 色散平坦光纤中的高速率 PM-16QAM 信号传输研究[J]. 红外与激光工程, 2018, 47(9): 173–180.

[15] GIL-MOLINA A, PEREZ-RAMIREZ A, RAMIREZ J C, et al. Shift of zero-dispersion wavelength in bent optical fibers [J]. Optics express, 2018, 26(6): 6700–6714.

[16] PITTALA F, SLIM I, MEZGHANI A, et al. Training-aided frequency-domain channel estimation and equalization for single-carrier coherent optical transmission systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(24): 4849–4863.

[17] 李季樵,吕宝粮. 复系数 FIR 数字滤波器的神经网络设计方法[J]. 计算机仿真, 2008(2): 175–177, 189.

[18] 武康康,周鹏,陆叶,等. 基于小批量梯度下降法的 FIR 滤波器[J]. 广西师范大学学报(自然科学版), 2021, 39(4): 9–20.

[19] 陈林,张晓光,张茹,等. 偏振模色散对多信道光纤通信系统信号的影响[J]. 光子学报, 2004(4): 443–447.

[20] RIBEIRO V B, OLIVEIRA J C, DINIZ J C, et al. Enhanced digital polarization demultiplexation via CMA step size adaptation for PM-QPSK coherent receivers [C]// OSA. Optical Fiber Communication Conference. California: OSA, 2012: 4–8.