

直接检测的光正交频分复用传输系统最小均方自适应算法

刘彬晖^{1,2} 陈 林^{1,2} 肖江南^{1,2}

(¹湖南大学信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410082
²湖南大学微纳光电器件及应用教育部重点实验室, 湖南 长沙 410082)

摘要 为了减少直接检测的光正交频分复用(DD-OFDM)传输系统中色散对系统的影响,传输系统使用了基于频域的最小均方(LMS)自适应均衡技术,由于基于频域的 LMS 估计方法计算复杂度低且便于信号块处理,相比最小平方(LS)估计方法,可更有效地追踪信道变化,减小相位噪声对传输系统的影响。实验结果表明,经背靠背(BTB)和 100 km 标准单模光纤(SSMF)传输后,使用频域 LMS 估计方法的信号比使用频域 LS 估计方法的信号系统接收功率代价在误码率为 $10 \times 10^{-2.5}$ 和 $10 \times 10^{-2.0}$ 时分别降低了 2 dB 及 2.5 dB,频域 LMS 估计方法比频域 LS 估计方法对传输系统具有更好的色散补偿效果。

关键词 光通信;光正交频分复用;最小均方;信道估计;色散补偿

中图分类号 TN929.9 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL201239.0905005

Least Mean Square Adaptive Algorithm for Direct-Detection Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing Transmission System

Liu Binhui^{1,2} Chen Lin^{1,2} Xiao Jiangnan^{1,2}

(¹School of Information Science and Engineering, Hunan University, Changsha, Hunan 410082, China)
(²Key Laboratory of Micro/Nano Optoelectronic Devices of Ministry of Education, Hunan University, Changsha, Hunan 410082, China)

Abstract In order to overcome the defects of least squares (LS) estimator used to defend chromatic dispersion in the direct-detection (DD) optical orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission system, an adaptive least mean square (LMS) estimator is presented owing to its brief calculation and easy signal block processing. The performance of the proposed estimator is evaluated in an experimental system with 2.5 Gb/s DD-OFDM signal at back-to-back (BTB) and transmitting over 100 km standard single mode fiber (SSMF). The experimental results show that the power penalty of system using LMS equalizer is 2 dB less at $10 \times 10^{-2.5}$ bit error rate (BER) and 2.5 dB less at $10 \times 10^{-2.0}$ BER than using LS equalizer when the OFDM signals transmitted by BTB and 100 km SSMF. It is proved that the system using LMS equalizer has a better performance to restore signals than using LS equalizer.

Key words optical communications; optical orthogonal frequency division multiplexing; least mean square; channel estimation; dispersion compensation

OCIS codes 060.4510; 060.2430; 070.2615

1 引 言

随着具有高频谱效率和高抗多径能力的正交频

分复用(OFDM)技术在有线和无线通信领域应用的日趋成熟,通信速率不断提升,但光纤通信中的高速

收稿日期: 2012-04-09; 收到修改稿日期: 2012-05-25

基金项目: 国家 863 计划(2009AA01A347)和国家自然科学基金(60977049)资助课题。

作者简介: 刘彬晖(1986—),女,硕士研究生,主要从事光纤无线通信技术和光正交频分复用等方面的研究。

E-mail: jay_lbh1103@163.com

导师简介: 陈 林(1968—),男,教授,博士生导师,主要从事光纤无线通信技术、光正交频分复用和光标记交换等方面的研究。E-mail: liliuchen12@vip.163.com(通信联系人)

数据及远距离传输问题日益严重。OFDM 技术被应用到光纤传输系统时色散对传输系统的影响相当明显^[1~4],因此色散补偿技术^[5~13]成为目前的研究热点之一。相比预增强各子载波功率^[10]以及使用具有色散补偿性能的光纤^[5~7],在接收端使用均衡器既降低系统复杂度也节约成本。均衡技术分为时域均衡和频域均衡,频域法利用变换相乘代替卷积运算,与时域法相比,数据计算量大幅减少,且容易进行信号分块处理。而最小二乘(LS)估计方法^[14~17]虽因其复杂度低且不需要信号的统计特性而被广泛应用,但其忽略传输系统噪声的影响,在高频子载波幅值衰减严重及接收光功率较低的情况下,估计的准确性显著降低。

本文使用基于频域的自适应最小均方(LMS)估计^[18,19]均衡技术对传输系统进行色散补偿,通过仿真与实验验证,在相同计算复杂度下,证明 LMS 均衡技术比 LS 均衡技术更能有效地追踪信道变化,并具有更强的抗系统噪声干扰能力和更好的色散补偿效果。

2 正交频分复用(OOFDM)直接检测及均衡原理

2.1 OOFDM 直接检测原理

直接检测的 OOFDM 传输系统如图 1 所示,设

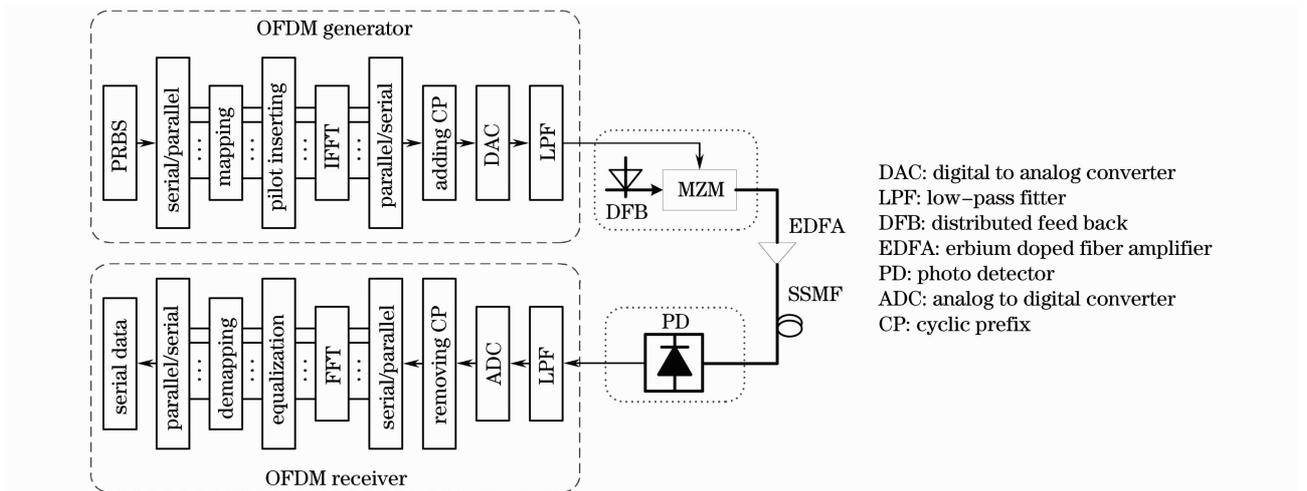


图 1 直接检测的 OOFDM 传输系统图

Fig. 1 System diagram for direct-detection OOFDM transmission

假设接收端 FFT 后均衡前的第 k 帧导频信号为 $\mathbf{Y}_{k, \text{Pilot}}$, 则有

$$\mathbf{Y}_{k, \text{Pilot}} = \mathbf{X}_{k, \text{Pilot}} \mathbf{H}_{k, \text{Pilot}} + \mathbf{N}, \quad (3)$$

式中 $\mathbf{H}_{k, \text{Pilot}}$ 为第 k 帧的实际信道响应, 设导频个数为 M , 则其为 $M \times 1$ 矩阵, $\mathbf{X}_{k, \text{Pilot}}$ 为发送端导频对角

OFDM 信号的子载波个数为 $2N$, 输入的伪随机信号序列 (PRBS) 经过映射后得到的正交相移键控 (QPSK) 符号在共轭对称条件下进行 $2N$ 点逆傅里叶变换 (IFFT), 基带 OFDM 信号表示为

$$S_{\text{OFDM}}(t) = \sum_{k=1}^N A_k \exp(j\omega_k t), \quad (1)$$

式中 $\omega_k = k\Delta\omega$, $\Delta\omega$ 为子载波频率间隔, ω_k 为第 k 个子载波频率, A_k 为映射后的复数子符号。OFDM 信号经马赫-曾德尔强度调制器 (MZM) 调制到光源 $E_{\text{in}}(t) = E_0 \cos(\omega_0 t)$ 上, E_0, ω_0 分别为光源的振幅和频率。经过长度为 z , 幅度衰减为 α 的标准单模光纤 (SSMF) 传输后, 由光电转换器将光信号转变成电信号, 滤除直流和低频成分后信号为^[10,14]

$$I = \mu |E(t)|^2 = \mu \alpha^2 E_0^2 \times \sum_{k=1}^N A_k \cos[\omega_k t - \beta(\omega_k)z] + I_{\text{noise}}, \quad (2)$$

式中 $\beta(\omega_k)$ 为 ω_k 对应的色散参数, μ 为光电转换系数, I_{noise} 为信道噪声。从 (2) 式可得出, 接收端基带信号的每个子载波都有不同的相位延时, 其相移大小与各子载波频率有关。

由于 OFDM 信号采用 IFFT 方式调制, 信号映射是在频域进行的, 在接收端通过傅里叶变换 (FFT) 恢复出频域信号, 采用基于导频的频域信道估计方法。

阵, 对接收端来说, 其为已知的, \mathbf{N} 为对应导频信道噪声的频域表示, 假定噪声为加性高斯白噪声。实际上, $\mathbf{H}_{k, \text{Pilot}}$ 都是未知不可测的, 只能近似估计。

2.2 LS 估计

LS 估计法采用最小平方误差准则, 其代价函

数为

$$J = (\mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} - \bar{\mathbf{Y}}_{k,\text{Pilot}})^H (\mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} - \bar{\mathbf{Y}}_{k,\text{Pilot}}), \quad (4)$$

式中 $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置, $\bar{\mathbf{Y}}_{k,\text{Pilot}} = \mathbf{X}_{k,\text{Pilot}} \bar{\mathbf{H}}_{k,\text{LS}}$ 是经过LS估计后得到的导频输出信号, $\bar{\mathbf{H}}_{k,\text{LS}}$ 是导频实际信道响应 $\mathbf{H}_{k,\text{Pilot}}$ 的估计值。使(4)式最小,令

$$\frac{\partial [(\mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} - \bar{\mathbf{Y}}_{k,\text{Pilot}})^H (\mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} - \bar{\mathbf{Y}}_{k,\text{Pilot}})]}{\partial \bar{\mathbf{H}}_{k,\text{LS}}} = 0, \quad (5)$$

得

$$\bar{\mathbf{H}}_{k,\text{LS}} = (\mathbf{X}_{k,\text{Pilot}}^H \mathbf{X}_{k,\text{Pilot}})^{-1} \mathbf{X}_{k,\text{Pilot}}^H \mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} = \mathbf{X}_{k,\text{Pilot}}^{-1} \mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}}, \quad (6)$$

可见,LS估计只需已知发送信号的导频信号,而不需要其他信号的统计特征,即可通过各个导频的除法运算估计出导频位置的信道响应,结构简单,计算量小。但是,LS估计忽略了噪声影响,在信噪比较低的情况下,估计的准确性大大降低^[18]。

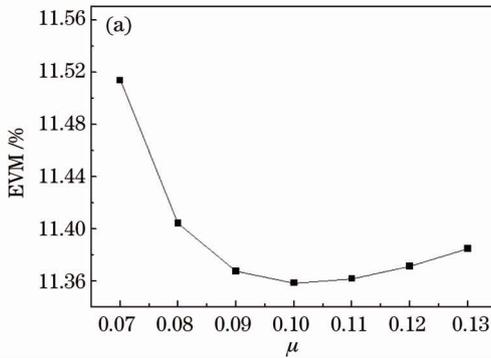
2.3 LMS估计

LMS估计采用最小均方误差准则,其代价函数为

$$J = E[(\mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} - \hat{\mathbf{Y}}_{k,\text{Pilot}})^H (\mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} - \hat{\mathbf{Y}}_{k,\text{Pilot}})] = E[(\mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} - \mathbf{X}_{k,\text{Pilot}} \bar{\mathbf{H}}_{k,\text{LMS}})^H (\mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} - \mathbf{X}_{k,\text{Pilot}} \bar{\mathbf{H}}_{k,\text{LMS}})], \quad (7)$$

式中 $E(\cdot)$ 表示期望。(7)式是 $\bar{\mathbf{H}}_{k,\text{LMS}}$ 的二次方程,形成一个多轴的超抛物曲面,具有唯一的最小点, $\bar{\mathbf{H}}_{k,\text{LMS}}$ 沿梯度矢量的负方向变化即为代价函数往最小点移动的过程,也称自适应过程^[19]。其梯度矢量定义为

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_k &= \frac{\partial [(\mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} - \hat{\mathbf{Y}}_{k,\text{Pilot}})^H (\mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} - \hat{\mathbf{Y}}_{k,\text{Pilot}})]}{\partial \bar{\mathbf{H}}_{k,\text{LMS}}} = \\ &= -2\mathbf{X}_{k,\text{Pilot}}^H (\mathbf{Y}_{k,\text{Pilot}} - \hat{\mathbf{Y}}_{k,\text{Pilot}}) = \\ &= -2\mathbf{X}_{k,\text{Pilot}}^H \mathbf{E}_{k,\text{Pilot}}. \end{aligned} \quad (8)$$



LMS估计采用瞬时值估计梯度矢量的方法,信道响应估计 $\bar{\mathbf{H}}_{k+1,\text{LMS}}$ 的更新公式为

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{H}}_{k+1,\text{LMS}} &= \bar{\mathbf{H}}_{k,\text{LMS}} + \mu(-\mathbf{V}_k) = \\ &= \bar{\mathbf{H}}_{k,\text{LMS}} + 2\mu\mathbf{X}_{k,\text{Pilot}}^H \mathbf{E}_{k,\text{Pilot}}, \end{aligned} \quad (9)$$

式中 μ 是一个正实常数,通常称它为自适应收敛系数,它的取值决定了LMS算法收敛速度以及稳定性, μ 越大收敛越快但系统稳定性差,而 μ 越小收敛越慢但系统越稳定。

对比(6)式和(9)式可知,(9)式根据输出值与理想值之间的差别按一定准则迭代更新权值系数,可有效地追踪信道变化,从而消除相位噪声达到自适应均衡的目的。

3 仿真及实验结果分析

根据以上理论,对直接调制 OOFDM 传输系统进行了仿真,传输系统中分布反馈式激光器产生波长为 1550 nm 的光源,其输出光功率为 8 dBm, OFDM 射频信号的峰峰值为 2 V,进入单模光纤的光功率为 6 dBm,光纤衰减损耗为 0.2 dB/km,通过改变 100 km SMF 的色散值来测试频率 LMS 均衡对光传输系统的影响,在接收端对数据信号使用不同均衡方法分别进行了处理。LMS 均衡中自适应收敛系数 μ 的变化对 OOFDM 传输性能的影响如图 2 所示。由图 2(a)可看出, $\mu=0.1$ 时有最小误差向量幅度(EVM)^[20],即均衡输出信号与期望信号之间的差距最小,但随着 μ 值的增大系统稳定性(Q值)^[21,22]逐渐变差,如图 2(b)所示。综合考虑,系统选择 $\mu=0.1$ 作为LMS估计器的收敛系数。

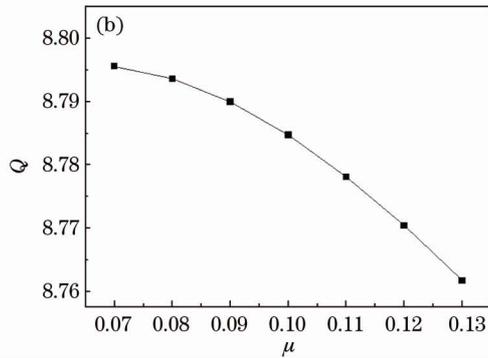


图 2 传输 100 km SSMF 下不同 μ 值对系统性能的影响。(a) EVM; (b) Q 值

Fig. 2 System performance with various μ transmitting over 100 km SSMF. (a) EVM; (b) Q-factor

为了验证不同均衡方法对传输系统色散补偿性能,系统在 SSMF 传输 100 km 情况下,改变单模光纤色散值,LMS 估计器与 LS 估计器对系统的性能

影响如图 3 所示。其中 LMS 估计器相比 LS 估计器,信号的 EVM 指数平均降低 3%,如图 3(a)所示,且当色散值超过 35 ps/(nm·km)时,LS 估计器

的 EVM 指数逐步与无估计方法的 EVM 指数接近,而使用 LMS 估计方法的信号在高色散值情况下,均衡效果依然良好,由图 3(b)可看出,LMS 估

计的系统品质最高,而使用 LS 估计方法的信号在高色散值时与无估计方法的信号品质相当。

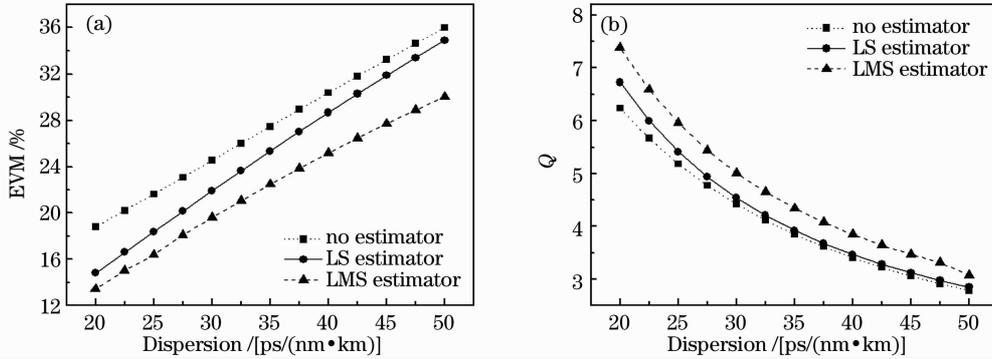


图 3 传输 100 km SSMF 不同色散值下的系统性能。(a) EVM; (b) Q 值

Fig. 3 System performance with various dispersions transmitting over 100 km SSMF. (a) EVM; (b) Q-factor

实验传输系统^[23]如图 4 所示,发送端 OFDM 信号通过任意波形发生器(AWG)产生,AWG 发送速率为 2.5 Gbit/s,OFDM 信号子载波数为 256 位,循环前缀为 32 位,OFDM 信号通过强度调制器加载到光载波上,传输 100 km SSMF 后在接收端通过光电二极管将光信号转变为电信号,通过实时示波器对信号进行采集。然后用 Matlab 软件离线处理分析采集信号性能。

输后以及传输 100 km SSMF 的信号经处理后的星座图分别如图 5 和图 6 所示,没有使用估计方法的信号星座图有明显的相位偏转和幅值失真,而 LMS 估计方法不仅能很好地补偿信号的相位偏移,并且能有效改善使用 LS 估计方法的信号幅值发散的缺陷,星座图明显收敛。通过对传输不同长度 SSMF 的系统误码性能对比可以看出,如图 7 所示,BTB 传输时,使用 LMS 估计方法的信号比使用 LS 估计方法的信号的系统接收功率代价在误码率(BER)为 $10 \times 10^{-2.5}$ 时降低了 2 dB,经 100 km SSMF 传输后,在误码率为 $10 \times 10^{-2.0}$ 时使用 LMS 估计方法的系统接收功率代价比使用 LS 估计方法降低了 2.5 dB,此外,使用 LMS 估计方法的系统在 SSMF 传输 100 km 后的误码性能甚至优于使用 LS 估计方法在 BTB 传输下的系统误码性能,从而在实验上验证了 LMS 估计方法较 LS 估计方法对传输系统具有更好的色散补偿效果。

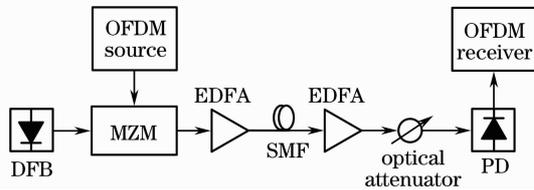


图 4 OOFDM 传输系统实验装置图

Fig. 4 Experimental setup of OOFDM transmission system

通过使用不同估计方法对接收信号性能进行分析,当接收光功率为 -24 dBm 时,背靠背(BTB)传

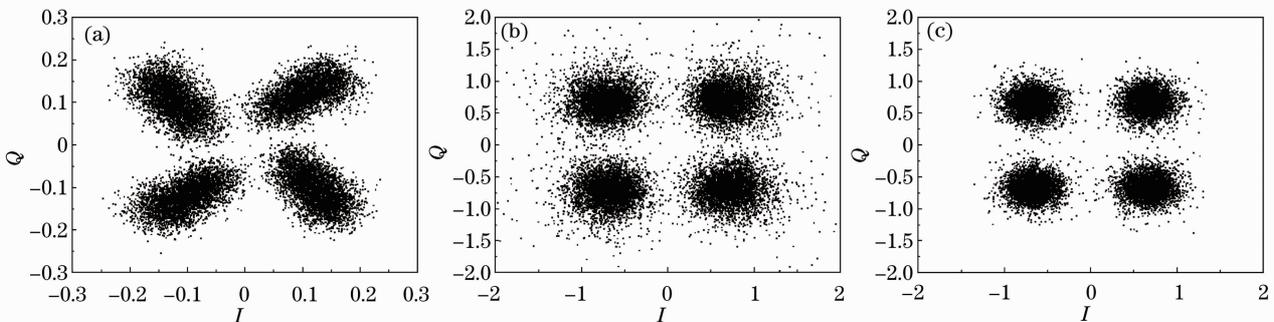


图 5 BTB 传输后接收功率为 -24 dBm 的星座图。(a)无估计器;(b) LS 估计器;(c) LMS 估计器

Fig. 5 Constellation diagram with received power of -24 dBm after BTB transmission. (a) No estimator; (b) LS estimator; (c) LMS estimator

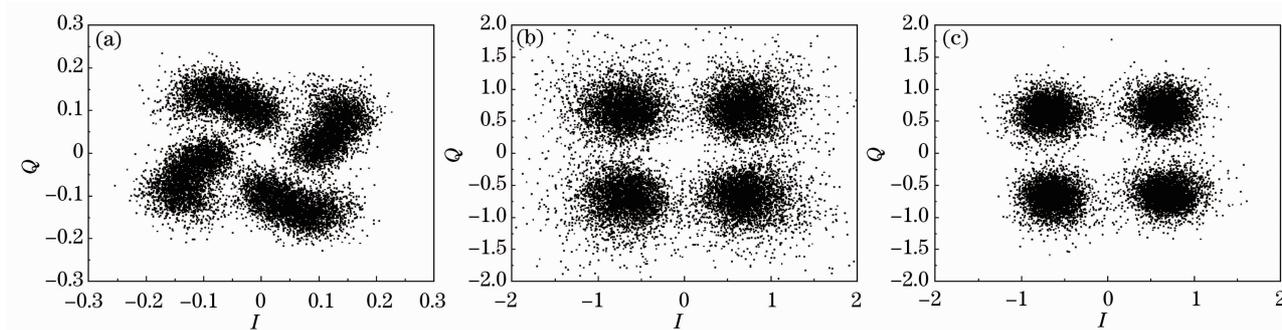


图6 100 km SSMF 传输后接收功率为-24 dBm的星座图对比图。(a)无估计器;(b)LS估计器;(c)LMS估计器

Fig. 6 Constellation diagram with received power of -24 dBm transmitting over 100 km SSMF. (a) No estimator;

(b) LS estimator; (c) LMS estimator

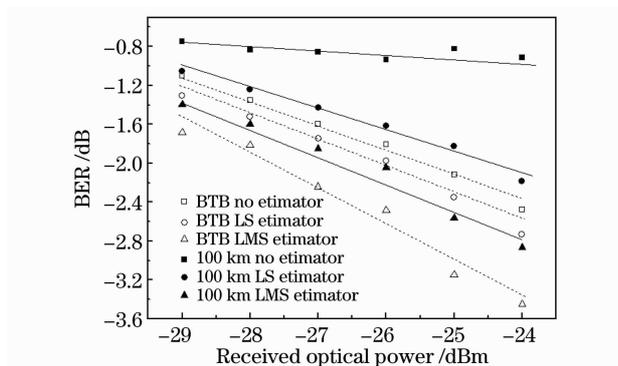


图7 系统误码性能对比

Fig. 7 Comparison of bit error ratio

4 结 论

提出一种可迭代更新的自适应LMS估计器用于直接检测的OOFDM传输系统,仿真验证了在不同色散值光纤的传输系统里,使用LMS估计方法的系统性能均优于使用LS估计方法的系统性能。实验验证,经BTB和100 km SSMF传输后的系统误码性能对比,使用LMS估计方法的信号比使用LS估计方法的信号的系统接收功率代价在误码率为 $10 \times 10^{-2.5}$ 和 $10 \times 10^{-2.0}$ 时分别降低了2 dB及2.5 dB,LMS估计方法经100 km SSMF传输后的系统误码性能甚至优于LS估计方法在BTB传输下的系统误码性能,说明使用LMS估计方法对传输系统的色散补偿性能更优于使用LS估计方法。

参 考 文 献

- 1 Z. Z. Cao, J. J. Yu, M. M. Xia *et al.*. Reduction of intersubcarrier interference and frequency-selective fading in OFDM-ROF systems [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2010, **28**(16): 2423~2429
- 2 J. X. Ma, J. Yu, C. X. Yu *et al.*. Fiber dispersion influence on transmission of the optical millimeter-waves generated using LN-MZM intensity modulation[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2007, **25**(11): 3244~3256

- 3 C. T. Lin, J. J. Chen, S. P. Dai *et al.*. Impact of nonlinear transfer function and imperfect splitting ratio of MZM on optical up-conversion employing double sideband with carrier suppression modulation [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2008, **26**(15): 2449~2459
- 4 Chi Jianfeng, Li Tangjun, Jia Nan *et al.*. High-precision chromatic dispersion management completes 160 Gb/s OTDM signal 100-km stable error-free transmission [J]. *Chinese J. Lasers*, 2011, **38**(1): 0105003
池剑锋,李唐军,贾楠等.高精度色散管理实现160 Gb/s光时分复用信号100 km稳定无误码传输[J]. *中国激光*, 2011, **38**(1): 0105003
- 5 M. Lucki. Optimization of microstructured fiber for dispersion compensation purposes [C]. *Transparent Optical Networks*, IEEE, 2011. 1~4
- 6 J. M. Hsu, D. L. Ye. Dispersion-compensation improvement for dual-concentric-core photonic crystal fibers[C]. *Electronics, Communications and Control*, IEEE, 2011. 3669~3671
- 7 N. Janrao, V. Janyani. Dispersion compensation fiber using square hole PCF [C]. *Communications and Signal Processing*, IEEE, 2011. 436~438
- 8 J. Zhao, M. E. McCarthy, P. Gunning *et al.*. Chromatic dispersion compensation using full optical-field maximum likelihood sequence estimation[C]. *Optical Fiber Communication Conference*, 2009. OTH6
- 9 Li Yan, Xu Tianhua, Jia Dagong *et al.*. Dynamic dispersion compensation in a 40 Gb/s single-channeled optical fiber communication system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2007, **27**(7): 1161~1165
李岩,徐天华,贾大功等.一种40 GB/s单信道光纤通信系统中的动态色度色散补偿[J]. *光学学报*, 2007, **27**(7): 1161~1165
- 10 Y. Gao, J. J. Yu, J. N. Xiao *et al.*. Direct-detection optical OFDM transmission system with pre-emphasis technique[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2011, **29**(14): 2138~2145
- 11 Pei Li, Ning Tigang, Qi Chunhui *et al.*. Research on PMD compensation of CFBG in high speed optical communication system[J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(1): 142~146
裴丽,宁提纲,祁春慧等.高速光通信系统光纤光栅色散补偿的偏振模色散研究[J]. *中国激光*, 2010, **37**(1): 142~146
- 12 Xuejun Liu, Yaojun Qiao, Yuefeng Ji. Electronic compensator for 100-Gb/s PDM-CO-OFDM long-haul transmission systems [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2011, **9**(3): 0306021
- 13 Li Yuhe, Fan Wande, Sheng Qiuqin *et al.*. Dispersion properties of dual-core photonic crystal fiber with quasi-lattice[J]. *Chinese J. Lasers*, 2011, **38**(2): 0205005
李羽赫,范万德,盛秋琴.双芯准晶格光子晶体光纤的色散特性[J]. *中国激光*, 2011, **38**(2): 0205005

- 14 Fan Zhe, Wen Guangqian, Zhou Hui *et al.*. Research on dispersion compensation for OFDM signal fiber transmission[J]. *Laser Technology*, 2011, **35**(1): 112~116
范哲, 温广倩, 周慧等. 光纤 OFDM 系统中的色散补偿技术研究[J]. *激光技术*, 2011, **35**(1): 112~116
- 15 M. Y. Lan, Y. Song, W. L. Li *et al.*. A LMMSE channel estimator for coherent optical OFDM system [C]. Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP), 2009. 1~6
- 16 P. Lioliou, M. Viberg. Least-Squares based channel estimation for MIMO relays[C]. International ITG Workshop on, Smart Antennas, 2008. 90~95
- 17 J. C. Lin. Least-Squares channel estimation for mobile OFDM communication on time-varying frequency-selective fading channels[J]. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, 2008, **57**(6): 3538~3550
- 18 S. Haykin. Adaptive Filter Theory[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003. 75~81
西蒙·赫金. 自适应滤波器原理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003. 75~81
- 19 He Zhengya. Adaptive Signal Processing[M]. Beijing: Science Press, 2002. 48~52
何振亚. 自适应信号处理[M]. 北京: 科学出版社, 2002. 48~52
- 20 W. R. Peng, X. X. Xiao, V. R. Arbab *et al.*. Experimental demonstration of 340 km SSMF transmission using a virtual single sideband OFDM signal that employs carrier suppressed and iterative detection techniques[C]. Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. 1~3
- 21 M. Zaeh, T. Duthel, C. R. S. Fludger *et al.*. QPSK transmitter characterization and reconstruction of optical field by 1 symbol delayed self-homodyne detection [C]. Optical Communication (ECOC), 2010. 1~3
- 22 F. Zhang, Y. Z. Luo, Y. D. Wang *et al.*. Experimental comparison of different BER estimation methods for coherent optical QPSK transmission systems[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2011, **23**(18): 1343~1345
- 23 Chen Lin, Cao Zizheng, Dong Ze *et al.*. Experimental investigation of direct-detection optical orthogonal frequency-division multiplexing transmission system[J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(3): 554~557
陈林, 曹子峥, 董泽等. 直接检测的光正交频分复用信号光纤传输系统实验研究[J]. *中国激光*, 2009, **36**(3): 554~557

栏目编辑:何卓铭