

doi:10.3788/gzxb20144309.0906004

高速相干光通信系统中残留色散均衡器研究

张虎, 陈健

(南京邮电大学 通信与信息工程学院, 南京 210003)

摘 要: 在高速相干光通信系统中, 完全使用电子色散补偿时会引入均衡增强相位噪声. 本文提出在已有 10 Gbit/s 光纤通信链路上使用电子色散补偿来补偿残留色散的混合色散补偿方案, 实现了特定通道 100 Gbit/s 以上高速数据传输. 使用虚拟光学仪器软件仿真了在 112 Gbit/s 相干光通信系统中, 分别采用有限脉冲响应均衡器和重叠频域均衡器对现有光纤信道进行残留色散补偿后的系统性能. 仿真结果表明: 相同的抽头长度下, 有限脉冲响应均衡器相比重叠频域均衡器有更好的残留色散补偿能力, 并且有限脉冲响应均衡器均衡性能更稳定而且计算复杂度更低. 因而, 有限脉冲响应均衡器相较于重叠频域均衡器更适于混合色散补偿.

关键词: 光通信; 残留色散补偿; 数字滤波器; 色散; 相干检测; 相位调制; 相位噪声

中图分类号: TN929.11

文献标识码: A

文章编号: 1004-4213(2014)09-0906004-5

Investigation of Residual Chromatic Dispersion Equalizer in High-speed Optical Coherent Communication Systems

ZHANG Hu, CHEN Jian

(College of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: The equalization-enhanced phase noise was introduced when fully using electronic dispersion compensation in high-speed optical coherent communication system. Using electronic dispersion compensation to compensate the residual chromatic dispersion was proposed, to realize the transmission at 100 Gbit/s per specified channel and beyond on the existing 10 Gbit/s fiber-optic transmission line were realized. By using VPI, the 112 Gbit/s optical coherent system performance with finite impulse response filter and overlap frequency domain equalization filter were compared, which is used to compensate the residual chromatic dispersion. Simulation results indicate that in the same tap length, FIR has more effective residual chromatic dispersion compensation ability than overlap frequency domain equalization. Also, the finite impulse response filter has more stable equalization performance and lower computation complexity, and it is suitable for the hybrid chromatic dispersion compensation.

Key words: Optical communications; Residual chromatic dispersion compensation; Digital filters; Chromatic dispersion; Coherent detection; Phase modulation; Phase noise

OCIS Codes: 060.4510; 060.2330; 060.1660

0 引言

数字电视、网络视频等宽带数据业务的兴起, 使得现有的 10 G 到 100 G 光纤通信网络的升级改造迫在眉睫. 目前, 国内的 10 G 光纤通信网络采用的是强度

调制/直接检测(Intensity Modulated/Direct Detection, IM/DD)的方式以及通过掺铒光纤放大器(Erbium Doped Optical Fiber Amplifier, EDFA)和色散补偿光纤(Dispersion Compensation Fiber, DCF)的级联来补偿光纤的传输损耗和色散. 在 100 Gbit/s 以上的光纤

基金项目: 国家自然科学基金(No. 61271239)资助

第一作者: 张虎(1986—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为光纤数字相干光通信系统. Email: zhanghu_njupt@139.com

导师(通讯作者): 陈健(1967—), 男, 教授, 博导, 主要研究方向为光纤数字相干光通信及可见光通信. Email: chenjian@njupt.edu.cn

收稿日期: 2013-12-29; 录用日期: 2014-02-28

<http://www.photon.ac.cn>

传输网络中,则采用偏振复用、基于数字信号处理(Digital Signal Processing, DSP)的电子色散补偿(Electronic Dispersion Compensation, EDC)和载波相位估计等技术来实现高速传输^[1-7].然而在长距离高速率的全电域色散补偿的光纤通信系统中,由于激光器引入的相位噪声与使用电域补偿的均衡器相互作用,产生了均衡增强相位噪声(Equalization-Enhanced Phase Noise, EEPN)^[8-9],造成了信号额外的能量损伤,而使用 DCF 则不会引入 EEPN.然而在现有 10 G 光纤通信系统中若完全使用 DCF,由于光纤存在色散斜率,DCF 只能完全补偿某个特定通道的色散,其他通道都会存在一定程度的残留色散,而且残留色散会随着传输距离的增加而累积.因此,本文提出在已有的 DCF 补偿的光纤链路中,使用 EDC^[10-11]补偿残留色散的混合补偿方式,不但能够减少 EEPN 的影响,还能节省直接升级的成本.

本文首先给出混合色散补偿引入的 EEPN,以及给出不同抽头数量的均方误差仿真结果.然后介绍有限脉冲响应(Finite Impulse Response, FIR)均衡^[12-13]和重叠频域均衡(Overlap Frequency Domain Equalization, OFDE)^[14]这两种不同色散补偿算法.最后给出 FIR 和 OFDE 色散均衡算法的仿真结果并进行分析.

1 混合色散补偿中的 EEPN

混合色散补偿系统中,发送信号为

$$x(t) = \sum_n x_n b(t - nT_s) \quad (1)$$

式中 T_s 为符号周期, $b(t)$ 传输波形滤波器.在接收端,采样前的信号为^[8]

$$y(t) = \{ (x(t) e^{j\varphi_s(t)} \otimes h(t) + n(t)) e^{j\varphi_k(t)} \} \otimes p(t) \quad (2)$$

$e^{j\varphi_s(t)}$ 和 $e^{j\varphi_k(t)}$ 分别是发射机激光器 TO 和本征激光器 LO 引入的相位噪声, $h(t)$ 是信道的单位冲击响应, $n(t)$ 为信道中的加性噪声, $p(t)$ 为信号采样前的匹配滤波器.

假定光纤信道是线性的,非线性效应和偏振模色散被完全补偿.为方便分析,暂不考虑加性噪声 $n(t)$,且由于发射机激光器相位噪声 $e^{j\varphi_s(t)}$ 同时经过带色散的光纤信道 $h(t)$ 和色散补偿模块,使其不会产生 EEPN.

令 $g(t) = b(t) \times h(t)$, $r(t) = g(t) \times p(t)$,将式(1)带入式(2)化简有

$$y(t) \approx \left[\sum_n x_n r(t - nT_s) \right] e^{j\varphi_k(t)} \quad (3)$$

将 $y(t)$ 进行 2 倍符号率采样后,第 k 个接收的符号为

$$y_k = R_k e^{j\varphi_k(kT_s/2)} \quad (4)$$

式中 $R_k = \sum_n x_n r\left(\frac{kT_s}{2} - nT_s\right)$.

若残留色散补偿采用长度为 $L=2N+1$ 的 FIR 均衡器.根据最小均方误差准则(Minimum Mean Square

Error, MMSE),均衡器抽头系数为

$$\mathbf{W} = [\omega_L \quad \omega_{L-1} \quad \dots \quad \omega_{-L+1} \quad \omega_{-L}]^T \quad (5)$$

假定第 k 个符号的相位噪声被载波相位估计模块完全补偿,符号检测的估计误差为

$$\epsilon = \hat{x}_k - x_k = \mathbf{W}^T \mathbf{y} e^{-j\varphi_k(kT_s/2)} - x_k \quad (6)$$

将式(4)与式(5)带入式(6),则

$$\epsilon = \mathbf{W}^T \cdot \begin{bmatrix} R_{2k+L} e^{j\varphi_k((2k+L)T_s/2)} \\ R_{2k+L-1} e^{j\varphi_k((2k+L-1)T_s/2)} \\ \vdots \\ R_{2k-L+1} e^{j\varphi_k((2k-L+1)T_s/2)} \\ R_{2k-L} e^{j\varphi_k((2k-L)T_s/2)} \end{bmatrix} \cdot e^{-j\varphi_k(kT_s/2)} - x_k \quad (7)$$

若残留色散被 EDC 模块完全补偿,则有

$$x_k = \mathbf{R}^T \cdot \mathbf{W} \quad (8)$$

式中 $\mathbf{R}^T = [R_{2k+L} \quad R_{2k+L-1} \quad \dots \quad R_{2k-L+1} \quad R_{2k-L}]^T$,令 $\delta_{m-n} = \varphi_R(mT_s/2) - \varphi_R(nT_s/2)$, $e^{j\theta} \approx 1 - \theta^2/2 + j\theta$ 并将式(8)带入式(7)化简可得

$$\epsilon = \mathbf{W}^T \cdot \begin{bmatrix} R_{2k+L} \left(-\frac{\delta_L^2}{2} + j\delta_L \right) \\ R_{2k+L-1} \left(-\frac{\delta_{L-1}^2}{2} + j\delta_{L-1} \right) \\ \vdots \\ R_{2k-L+1} \left(-\frac{\delta_{-L+1}^2}{2} + j\delta_{-L+1} \right) \\ R_{2k-L} \left(-\frac{\delta_{-L}^2}{2} + j\delta_{-L} \right) \end{bmatrix} \quad (9)$$

式(9)即是由于 LO 激光器相位噪声与均衡抽头系数产生的 EEPN.其引入的均方误差为

$$\text{MSE}_{\text{EEPN}} = E[|\epsilon|^2] \quad (10)$$

对于本文提出的混合色散补偿相干光通信系统,在传输速率为 112 Gbit/s,调制方式为偏振复用(四相相移键控(Polarization Multiplexed-Quadrature Phase Shift Keying, PM-QPSK)),光信噪比为 20 dB,残留色散值为 10 000 ps/nm 的条件下,使用 FIR 均衡器^[5]补偿残留色散的仿真图如图 1 和图 2.

图 1 是使用 FIR 均衡器抽头数分别为 150、200 和

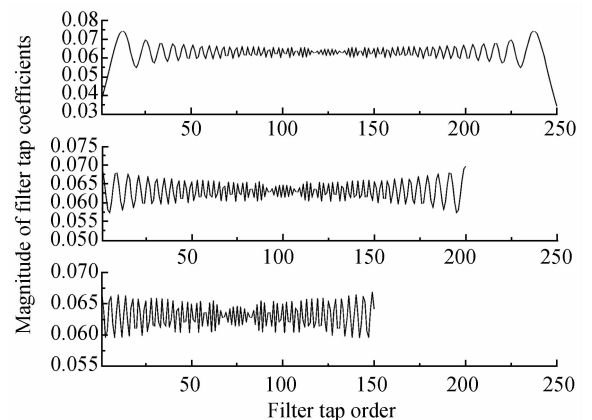


图 1 FIR 滤波器抽头权系数
Fig. 1 Taps weights of FIR filter

250 时的权系数,图 2 为在不同抽头长度下,EEPN 所引入的均方误差.由图 1 可知,随着抽头数目的增多,FIR 均衡器权系数在两边的幅度波动范围也更大.从图 2 中可以看出,随着激光器线宽的增加,引入的相位噪声也越大,经过均衡器后所产生的误差也就越大.而且在大的激光器线宽的情况下,抽头数目的增加会使得均方误差更大.

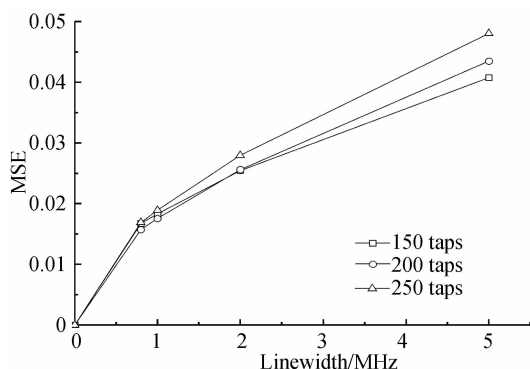


图 2 不同抽头数下的均方误差

Fig. 2 MSE of different tap number

所以,在满足色散补偿的要求下,使用更窄线宽的接收机本地振荡激光器,更少的滤波器抽头数目,都能有效地降低 EEPN 的影响.同时由于采用混合色散补偿模式,传输链路中大部分的色散已经被 DCF 补偿掉,累积的残留色散比无色散光纤直接 EDC 补偿下的累积的色散值要小很多,因此均衡残留色散而引入 EEPN 也更小.这也是混合色散补偿模式的一个优点.

2 混合色散补偿方法

2.1 FIR 色散补偿

混合色散补偿模式下光纤链路传递函数可写为

$$H(\omega) = H_{\text{smf}}(\omega)H_{\text{def}}(\omega) \quad (11)$$

在仅考虑一阶群速色散的情况下,标准单模光纤和色散补偿光纤的传递函数为^[15]

$$H_{\text{smf}}(\omega) = \exp \left[j \left(\frac{D_{\text{smf}}\lambda^2}{4\pi c} \omega^2 L_{\text{smf}} \right) \right] \quad (12)$$

$$H_{\text{def}}(\omega) = \left[\exp j \left(\frac{D_{\text{def}}\lambda^2}{4\pi c} \omega^2 L_{\text{def}} \right) \right] \quad (13)$$

式中 $D_{\text{smf}}, L_{\text{smf}}$ 分别表示标准单模光纤色散系数和传输的距离, $D_{\text{def}}, L_{\text{def}}$ 分别表示色散补偿光纤色散系数和传输距离.若要完全补偿色散,均衡器的传递函数为

$$G(\omega) = H(\omega)^{-1} = \exp \left[-j \left(\frac{D_{\text{smf}}\lambda^2}{4\pi c} \omega^2 L_{\text{smf}} + \frac{D_{\text{def}}\lambda^2}{4\pi c} \omega^2 L_{\text{def}} \right) \right] \quad (14)$$

式(14)对应于完全色散补偿的全通滤波器的传递函数,使用 FIR 均衡器实现时,为不发生混叠,采样速率必须不小于奈奎斯特速率, FIR 均衡器的抽头系数为

$$a_n = \text{IFFT}[G(\omega_n)] \quad (15)$$

式中 $\omega_n = 2\pi n/TN$, T 是抽样周期, N 为码元数,若 FIR 抽头长度为 L_{FIR} ,取 a_n 中 L_{FIR} 段抽头系数用于色散均衡.当仅考虑乘法引入的计算复杂度时, L_{FIR} 抽头 FIR 均衡器的计算复杂度为

$$C_{\text{FIR}} = NL_{\text{FIR}} + \frac{N}{2} \log_2 N \quad (16)$$

可以看出 FIR 均衡器需要一次长度为 N 的 FFT 变换,并且每个均衡窗口仅能均衡一个码元.

2.2 OFDE 色散补偿

FIR 是将色散均衡器的传递函数 $G(\omega)$ 转换为时域,给出均衡器的抽头系数.而重叠频域均衡器抽头系数是从色散均衡的传递函数 $G(\omega)$ 出发给出频域的抽头系数.频域均衡的抽头系数为

$$f_k = G(\omega_k) = \exp \left[-j \frac{D_{\text{smf}}L_{\text{smf}} + D_{\text{def}}L_{\text{def}}}{4\pi c} \lambda^2 \omega_k^2 \right] \quad (17)$$

式中 $\omega_k = 2\pi k/TL_{\text{fft}}$, T 是抽样周期, L_{fft} 是快速傅里叶变换长度. OFDE 方法如图 3,通过将输入信号 $X(n)$ 分成长度为 L_{fft} 的多个窗口,并且窗口边缘与下一个计算窗口存在着重叠区 L_{overlap} , 对应于图 3(b) 中的灰色区

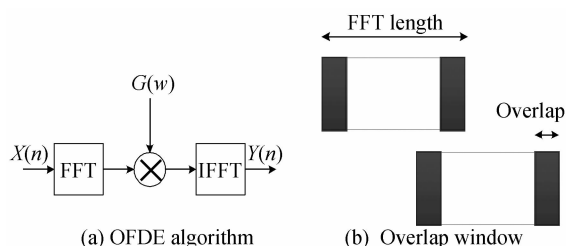


图 3 重叠频域均衡算法

Fig. 3 OFDE algorithm

域.将每个窗口的数据经过 FFT 变换后乘上 f_k 进行均衡处理,然后利用 IFFT 变换恢复数据,并将重叠区的数据丢弃.因此,每个窗口均衡出来的码元数即有效长度为 $L_{\text{eff}} = L_{\text{fft}} - 2L_{\text{overlap}}$.

参照 FIR 均衡器计算复杂度规则, OFDE 算法的复杂度为

$$C_{\text{OFDE}} = \frac{NL_{\text{fft}}(\log_2 L_{\text{fft}} + 1)}{L_{\text{eff}}} \quad (18)$$

从式(18)中可以看出 OFDE 算法需要 FFT 变换和 IFFT 变换的次数均为 N/L_{eff} ,且每次均衡的码元长度为 L_{eff} .

3 仿真结果与分析

图 4 为使用 VPI 系统的仿真结构图,仿真参数设计如下:使用 PM-QPSK 调制方式,传输速率 112 Gbit/s,传输码型为双极性非归零码,发送的伪随机码序列长度为 $2^{15} - 1$. SMF 色散参数 16 ps/(nm·km),色散斜率为 0.08ps/(nm·km),每段距离 80 km, DCF 色散参数 -80 ps/(nm·km),色

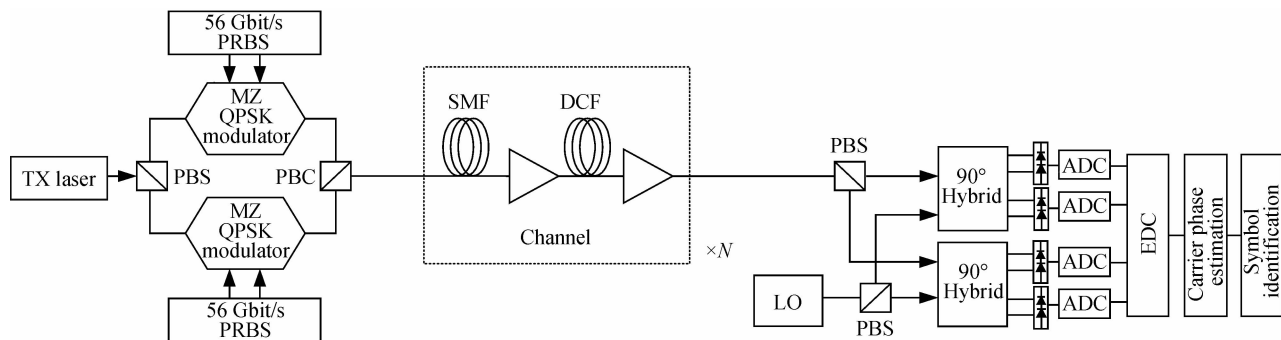


图 4 112 Gbit/s 混合补偿相干光通信系统结构
Fig. 4 112 Gbit/s optical coherent communication system with hybrid CD compensation

散斜率 0.08 ps/(nm·km), 每段距离 16km, 工作波长 1 550 nm, 发射机和接收机本地振荡激光器的工作中心波长为 1 543 nm, ADC 以二倍符号速率采样, 采样后数据再经过 Matlab 进行均衡处理. 为方便对比分析均衡器的色散补偿性能, 不计入光纤传输中的功率损耗和非线性效应的影响, 仿真结果如图 5 和图 6.

图 5 为光纤传输距离 2 000 km 时, 在不同光信噪比下不同抽头长度的 FIR 和 OFDE 均衡器的均衡性能. 可以看出, 相同的抽头长度下, FIR 均衡器的色散补偿能力要好于 OFDE 均衡器, 在传输系统的误码率为 10^{-3} 时, FIR 均衡器所需要光信噪比要比 OFDE 均衡器少 2 dB, 并且 32 抽头的 FIR 均衡器的系统性能接近于背靠背传输的系统性能. 同时, 相同抽头长度的 OFDE 均衡器性能随着有效长度的减少而变好, 然而这是以计算复杂度为代价的. 参照式 (16) 与式 (18), 同时采用 32 抽头的 FIR 均衡器和 OFDE 均衡器, 在 OFDE 均衡器有效长度取 4 时, FIR 均衡器的计算复杂度要略低于 OFDE 均衡器.

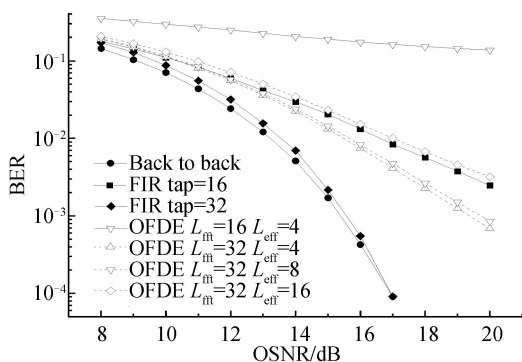


图 5 不同光信噪比时 FIR 与 OFDE 的均衡性能
Fig. 5 Equalization performance of FIR and OFDE with different OSNR

图 6 是不同传输长度时, 在光信噪比为 15 dB 的条件下, FIR 均衡器和 OFDE 均衡器的色散补偿性能. 其中 OFDE 均衡器的有效长度取值均为 4. 在低残留色散时, 过短的 FFT 长度使得 16 抽头 OFDE 无法有效地补偿残留色散, 其误码率曲线要高于其他情况. 此

外, 过短的 FFT 长度也会导致均衡性能的不稳定, 使得 OFDE 的误码率曲线在部分传输距离上出现一定幅度的抖动. 因此可以得出在混合色散补偿模式下, 相比 OFDE 均衡器, FIR 均衡器更加适用于残留色散的补偿.

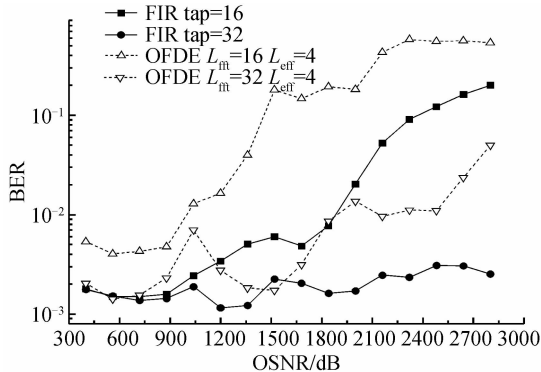


图 6 不同传输距离时 FIR 与 OFDE 的均衡性能
Fig. 6 Equalization performance of FIR and OFDE with different transmission distance

4 结论

提出了复用现有光纤链路, 使用 EDC 补偿系统中残留色散的混合色散补偿方案, 基于现有的 10 G 光纤链路, 实现了 112 Gbit/s 高速率的数据传输. 通过分析得出, 在混合色散补偿方式下, EEPN 的影响更小. 使用 VPI 仿真了两种不同残留色散补偿方案, 研究结果表明: FIR 均衡算法比 OFDE 均衡算法更能有效地补偿系统中的残留色散. 且 FIR 具有更稳定的均衡性能以及相对更低的计算复杂度, 因而更加适合残留色散补偿. 在后续研究工作中, 将分析本文提出的方案对实际高速相干光通信系统的影响.

参考文献

[1] CAI Tuo, SANG Tian, ZHANG Xiao-wei. Theoretical analysis on dispersion and non-linearity affecting Gauss pulse propagation[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2010, **39**(5): 829-833. 蔡托, 桑田, 张小伟. 色散和非线性效应对高斯脉冲综合影响的理论分析[J]. *光子学报*, 2010, **39**(5): 829-833.

[2] LUO Ya-qi, ZHANG Fan, CHEN Zhang-yuan, et al. Nonlinear compensation based on Manakov equation for coherent 40Gbit/s polarization-multiplexed QPSK transmission [J]. *Acta*

- Photonica Sinica*, 2011, **40**(6):883-887.
- 罗雅枝,王彦丹,张帆,等. 40 Gbit/s 相干偏振复用 QPSK 传输中基于 Manakov 方程的非线性补偿[J]. 光子学报, 2011, **40**(6):883-887.
- [3] LIU Wu, YANG Qi. Carrier Phase recovery without pilot sub-carriers in coherent optical OFDM transmission systems[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2011, **40**(12):1893-1898.
- 刘武,杨奇. 相干光正交频分复用传输系统中的无导频相位均衡方法[J]. 光子学报, 2011, **40**(12):1893-1898.
- [4] KIKUCHI K, TSUKAMOTO S. Evaluation of sensitivity of the digital coherent receiver [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, **26**(13):1817-1822.
- [5] SAVORY S J. Digital filters for coherent optical receivers[J]. *Optics Express*, 2008, **16**(2):804-817.
- [6] IP E, LAU A P T, BARROS D J, *et al.* Coherent detection in optical fiber systems[J]. *Optics Express*, 2008, **16**(2):753-791.
- [7] IP E, KAHN J M. Feedforward carrier recovery for coherent detection optical communications [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2007, **25**(9):2675-2692.
- [8] SHIEH W, HO K P. Equalization-enhanced phase noise for coherent detection systems using electronic digital signal processing[J]. *Optics Express*, 2008, **16**(20):15718-15727.
- [9] LAU A P T, SHEN T S R, SHIEH W, *et al.* Equalization-enhanced phase noise for 100Gb/s transmission and beyond with coherent detection [J]. *Optics Express*, 2010, **18**(16):17239-17251.
- [10] BULOW H, BUCHALI F, KLEKAMP A. Electronic dispersion compensation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, **26**(1):158-167.
- [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] IP E, KAHN J M. Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2007, **25**(8):2033-2043.
- [13] XU Xia, XI Li-xia, ZHANG Xiao-guang, *et al.* Design and optimization of chromatic dispersion compensation block in digital coherent optical receiver[J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, **31**(11):1106001.
- 徐霞,席丽霞,张晓光等. 光数字相干接收机中色散补偿模块设计与优化[J]. 光学学报, 2011, **31**(11):1106001.
- [14] KUDO R, KOBAYASHI T, ISHIHARA K, *et al.* Coherent optical single carrier transmission using overlap frequency domain equalization for long-haul optical systems[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, **27**(16):3721-3728.
- [15] LI G F. Recent advances in coherent optical communication [J]. *Advances in Optics and Photonics*, 2009, **1**(2):279-307.