

# 光数字相干接收机中色散补偿模块设计与优化

徐霞 席丽霞 张晓光 童程

(北京邮电大学信息光子学与光通信国家重点实验室, 北京 100876)

**摘要** 在高速光纤通信数字相干接收系统中,色散补偿模块的结构和性能将直接决定其是否具有实用价值。设计了比传统的有限脉冲响应(FIR)滤波器结构简单的偶对称型 FIR 滤波器,并通过数值仿真分析了 FIR 滤波器长度选取对补偿效果的影响。研究表明,在接收端光信噪比(OSNR)代价不高于 1 dB 的情况下,FIR 滤波器长度折衷选取为最大值的 65%,这样既能有效地补偿色散损伤,又可以降低 FIR 滤波器实现的复杂度。

**关键词** 光纤光学与光通信;色散补偿滤波器;有限脉冲响应滤波;偶对称

**中图分类号** TN929.11 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201131.1106001

## Design and Optimization of Chromatic Dispersion Compensation Block in Digital Coherent Optical Receiver

Xu Xia Xi Lixia Zhang Xiaoguang Tong Cheng

(State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract** In digital coherent receivers of high-speed optical fiber communication, the structure and performance of chromatic dispersion compensation block determines its practical value directly. A finite impulse response (FIR) filter with simpler even-symmetric structure is designed, and the effect of different lengths of FIR filter on chromatic dispersion compensation performance is discussed through numerical simulation. The results show that the length of FIR filter can be reduced to 65 percent of its theoretical maximum with only 1 dB penalty of optical signal-to-noise ratio (OSNR) at the receiver, in which the implementation complexity is decreased at a large scale while chromatic dispersion impairment can be compensated effectively.

**Key words** fiber optics and optical communications; chromatic dispersion compensation filter; finite impulse response filtering; even-symmetric

**OCIS codes** 060.4510; 060.2330

## 1 引言

近年来,随着用户业务需求量的急剧增长,人们对网络承载能力的要求日益提高,大容量、高速率成为高速光纤通信的发展趋势。目前,业内提高系统传输容量的方法主要包括密集波分复用(DWDM)、光正交频分复用(O-OFDM)和偏分复用(PDM)等光复用技术和四相相移键控(QPSK)、M 进制正交幅度调制(M-QAM)等多级相位调制码技术。这些

技术的应用要求接收机具有较高的灵敏度,而相干接收可以满足这一要求,因此相干接收再次成为光通信领域的研究热点<sup>[1~3]</sup>。高速率的模数转换(ADC)技术和数字信号处理(DSP)技术的迅速发展,更进一步促使光的数字相干接收成为可能<sup>[4~9]</sup>。数字相干接收技术的应用不仅能降低接收端对光信噪比(OSNR)的要求,而且能将光信号中所有的幅度、相位和偏振态信息保存在电域,再运用 DSP 技

**收稿日期**: 2011-04-01; **收到修改稿日期**: 2011-06-16

**基金项目**: 国家自然科学基金(60977049)和北邮青年专项(BUPT 2009RC0413)资助课题。

**作者简介**: 徐霞(1986—),女,硕士研究生,主要从事光通信系统信号损伤恢复方面的研究。

E-mail: xuxialove999@163.com

**导师简介**: 席丽霞(1973—),女,博士,副教授,主要从事光通信系统信号损伤恢复方面的研究。

E-mail: xilixia@bupt.edu.cn

术均衡信号在信道中受到的各种线性损伤和部分非线性损伤以及实现信号的解复用<sup>[4~6,9~13]</sup>。

色度色散是影响长距离高速光纤通信的一个不可忽略的线性损伤,因此色散补偿是光数字相干接收中进行信号恢复的关键技术之一。采用基于 DSP 的数字滤波器将是未来相干光通信色散补偿的发展趋势<sup>[9,12,13]</sup>。

本文在理论分析时域色散补偿滤波原理的基础上,在 Matlab 环境中编程实现单信道 40 Gb/s 不归零编码四相相移键控(NRZ-QPSK)相干接收系统的发射至接收的每个功能模块,采用偶对称有限脉冲响应(FIR)滤波器进行色散补偿,并对该滤波器的参数及补偿性能进行了讨论,给出了滤波器实用长度参数。

## 2 色散补偿滤波原理

在不考虑光纤的非线性和高阶色散的情况下,根据光纤传输的薛定谔方程,可以得到色散补偿滤波器的频域响应函数为

$$H_c(\omega) = \exp\left(j \frac{D\lambda^2 L}{4\pi v} \omega^2\right), \quad (1)$$

式中  $D$  为色散系数,标准单模光纤(SSMF)的色散系数为 17 ps/(nm·km); $\lambda$  为波长,光源中心波长在 1550 nm 附近; $L$  为光纤传输距离, $v$  为光在光纤中的传输速率。对(1)式进行傅里叶逆变换得到时域脉冲响应函数为

$$h_c(t) = \sqrt{\frac{jv}{D\lambda^2 L}} \exp\left(-j \frac{\pi v}{D\lambda^2 L} t^2\right). \quad (2)$$

采用矩形窗函数截断(2)式得到一个 FIR 函数作为色散补偿滤波器的时域脉冲响应函数。对于 FIR 函数,一般采用直接型线性 FIR 滤波器实现,其结构如图 1 所示<sup>[13]</sup>,其中  $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{N-1}$  为滤波器的抽头系数, $N$  为滤波器的长度。

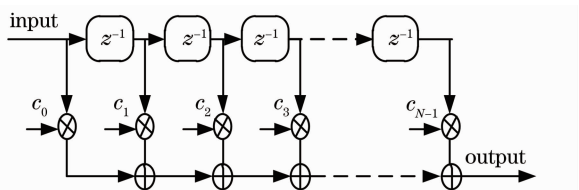


图 1 直接型 FIR 滤波器结构  
Fig. 1 Direct-form FIR filter

一般来讲, $N$  越大,补偿效果越好,但是复杂度相应地增加。为了既能减小复杂度,又能有效补偿色散,确定一个折衷的滤波器长度  $N$  是必要的。定义一个滤波器长度的最大值,根据奈奎斯特采样定

律和线性相位的要求,滤波器的长度  $N$  要为奇数,且  $N$  的最大值满足<sup>[14]</sup>

$$N_{\max} = 2E\left(\frac{|D|\lambda^2 L}{2vT_i^2}\right) + 1, \quad (3)$$

式中符号“ $E(\cdot)$ ”表示向下取整; $T_i$  表示接收端信号的采样周期。那么,FIR 滤波器的最大长度取决于光纤传输距离  $L$  和接收机的采样周期  $T_i$ , $N$  的大小直接决定了 FIR 滤波器的实现复杂度。

在此,选用的矩形窗函数表示为

$$\omega(n) = \begin{cases} T_i, & -E\left(\frac{N}{2}\right) \leq n \leq E\left(\frac{N}{2}\right), \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (4)$$

式中  $E(\cdot)$  表示向下取整。

将(4)式各值和(2)式中相应时刻值相乘得到滤波器的抽头系数值为

$$C_k = \sqrt{\frac{jv}{D\lambda^2 L}} T_i \exp\left[-j \frac{\pi v}{D\lambda^2 L} (kT_i)^2\right], \quad -E\left(\frac{N}{2}\right) \leq k \leq E\left(\frac{N}{2}\right). \quad (5)$$

从(5)式看出 FIR 滤波器的抽头系数由光纤链路系统的色散总量和接收端的采样周期决定。

下面通过数值仿真验证设计的 FIR 滤波器的可行性。图 2 比较了脉冲响应函数(2)式和截断的 FIR 函数(5)式的实部和虚部,仿真条件为:单信道 40 Gb/s NRZ-QPSK 数字相干接收系统,光源中心波长为 1550 nm,光纤的长度为 300 km,采样周期设置为  $T_i = T_s/2$ , $T_s$  是符号周期,其值为 50 ps,FIR 滤波器的长度取最大值  $N_{\max}$ ,由(3)式计算得  $N_{\max} = 99$ 。图 2 中实线表示脉冲响应函数,点表示 FIR 滤波器的抽头系数。

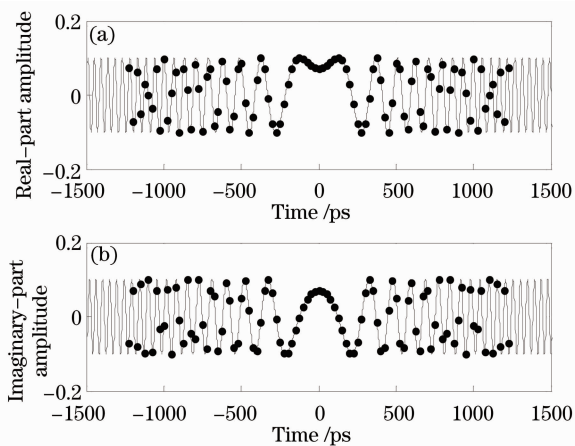


图 2 色散补偿滤波器脉冲响应的实部与虚部  
Fig. 2 Real and imaginary part of chromatic dispersion compensation filter impulse response

从图 2 看出,点以一定间隔分布在实线上,抽头数量基本可以描述脉冲响应函数的变化细节,表明 FIR 滤波器大体上能反映链路色散的逆分布,这样设计是合理可行的。同时,观察图 2 和(5)式发现 FIR 滤波器的抽头系数序列是中心对称的。在此,采用复杂度低的偶对称型 FIR 滤波器进行色散补偿,并对该滤波器的补偿性能进行了仿真,对其长度参数进行了讨论。

### 3 FIR 滤波器线性结构的优化

偶对称型 FIR 滤波器的结构如图 3 所示<sup>[15]</sup>。

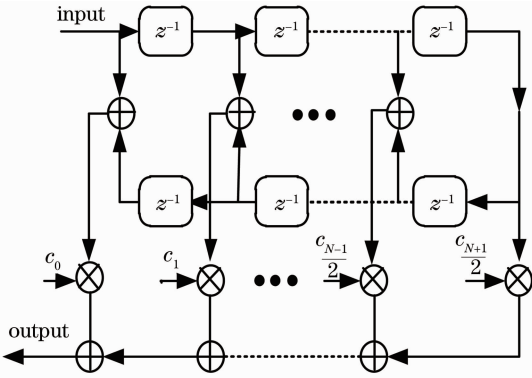


图 3 偶对称型 FIR 滤波器结构

Fig. 3 Structure of even-symmetric form FIR filter

表 1 给出了直接型 FIR 滤波器和偶对称型 FIR 滤波器的复杂度比较(滤波器的长度都为  $N$ )。相同长度下,偶对称型 FIR 滤波器只使用  $(N+1)/2$  个乘法器,比直接型 FIR 滤波器要节省一半个数的乘法器。这种结构在实际应用中会节省运算时间,提高运算效率。

表 1 直接型和偶对称型 FIR 滤波器结构复杂度比较

Table 1 Complexity comparison of direct-form and even-symmetric-form FIR filter

	Number of adder	Number of multiplier
Direct form	$N-1$	$N$
Even-symmetric form	$N-1$	$(N+1)/2$

### 4 FIR 滤波器性能分析及参数优化

为验证偶对称型 FIR 滤波器的补偿性能,分别采用偶对称型 FIR 和直接型 FIR 滤波器对单信道 40 Gb/s NRZ-QPSK 数字相干接收系统进行了色散补偿仿真实验。考虑到由链路损耗和掺饵光纤放大器(EDFA)引入的自发辐射噪声可以近似看成高斯白噪声,仿真中采用 Matlab 中的高斯白噪声函数

来改变信道的信噪比,在接收端根据 OSNR 的测量原理计算出信道的 OSNR 值。仿真实验中主要考虑色散和高斯白噪声对系统性能的影响,具体参数设置如下:光源的中心波长 1550 nm,光纤的色散系数 17 ps/(km·nm),接收端的采样周期为  $T_i = T_s/2$ ,  $T_s$  为 50 ps。

图 4 为系统在背靠背、1000 km、5000 km 传输情况下接收端分别使用最大长度的偶对称型 FIR 和直接型 FIR 滤波器进行色散补偿后的误码率(BER)-OSNR 曲线。可以看出,在传输 1000 km 和 5000 km 两种情况下,经过偶对称型 FIR 补偿后的 BER-OSNR 曲线和直接型 FIR 滤波器补偿后的 BER-OSNR 曲线几乎是重合的,并且非常接近背靠背情况下的曲线,这说明偶对称型 FIR 和直接型 FIR 滤波器具有相同的补偿性能,而且与理想情况相比接收端没有明显的 OSNR 代价增加,即使用最大长度的 FIR 滤波器可以达到理想的色散补偿效果。实际上,根据奈奎斯特采样定律的要求,在 2 sample/symbol 采样条件下,若 FIR 的长度  $N$  取大于  $N_{\max}$  的值会造成频率混叠,恢复的信号会失真;FIR 的长度取最大值  $N_{\max}$  时,滤波器的各频率成分值包含的色散补偿信息最完整,所以色散补偿效果理想如图 4 所示;当滤波器的长度小于  $N_{\max}$  时,FIR 的时域窗减小,FIR 的各频率成分的值发生变化,会造成色散补偿信息的不完整,补偿后信号中仍有残余色散,补偿效果与取最大长度  $N_{\max}$  时相比要差。

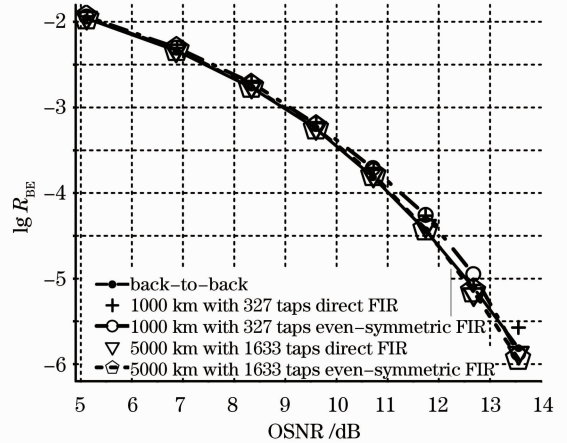


图 4 最大长度 FIR 补偿后 BER-OSNR 曲线

Fig. 4 BER versus OSNR with the maximum compensation length of filter

由上述讨论可知,偶对称型 FIR 和直接型 FIR 具有相同的补偿性能,但结构上后者较简单,所以下面针对偶对称型 FIR 讨论 FIR 长度  $N$  减小时滤波器补偿性能的变化,对 FIR 滤波器选取不同长度值

时的补偿情况进行了仿真,结果如图 5 所示。仿真参数如下:光纤长度 5000 km, FIR 滤波器的长度  $N$  分别为 883, 1061 和 1633。

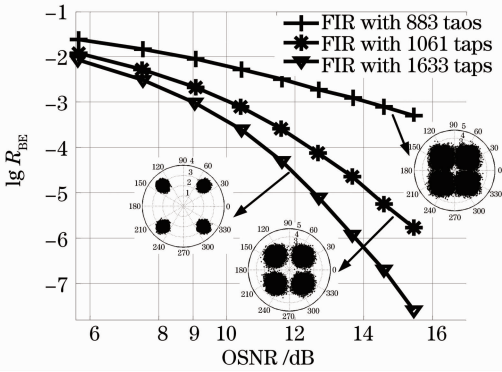


图 5 不同长度的 FIR 对传输了 5000 km 的 QPSK 信号色散补偿的效果比较

Fig. 5 Compensation performance of QPSK for FIR filters with different filter lengths after 5000 km transmission

从图 5 中看出,在 BER 取值为  $10^{-3}$  的情况下,随着滤波器长度的减小,光信噪比 OSNR 非线性增加,接收机对噪声的容忍度降低,同时补偿后信号的星座图也由清晰变得越来越模糊。当滤波器长度由 1633 减小到 1061 时,接收机对 OSNR 的要求增加 1 dB;由 1061 再减小到 883 时,对 OSNR 的要求又增加了 4 dB。可见, FIR 滤波器复杂度的降低是以接收端需要的 OSNR 的增加为代价的。在随着 FIR 滤波器长度减小的过程中,未补偿掉的残余色散增多,在相同的误码率情况下,接收端需要更高的 OSNR,该结论与前面的分析结果一致。

通过图 4 和图 5 的综合分析可知, FIR 滤波器长度的选取对色散补偿性能有明显影响。滤波器的长度取最大值  $N_{\max}$  时,虽然有较低的 OSNR 要求和较好的补偿效果,但会使实现的复杂度增加,实际应用中要综合考虑低实现复杂度和 BER 取值为  $10^{-3}$  下的低光信噪比这两方面的要求设计 FIR 滤波器。下面讨论如何选取折衷的 FIR 滤波器长度。定义选取的滤波器长度  $N$  与理论最大值  $N_{\max}$  的比值为 FIR 长度归一化系数  $\mu$ , 其取值范围为  $(0, 1]$ 。图 6 仿真了传输 1000 km 和 5000 km 两种情况下,接收端光信噪比代价随  $\mu$  值的变化情况 ( $R_{BE} = 10^{-3}$ )。

从图 6 中看出,当  $\mu$  从 1 减小到 0.8 的过程中, OSNR 代价值几乎没有明显变化,采用此范围内的滤波器长度值和最大值时的补偿性能相当;当其继续减小到 0.65 时, OSNR 代价值增加 1 dB;减小到 0.65 以下, OSNR 代价值急剧增加。由此可以得

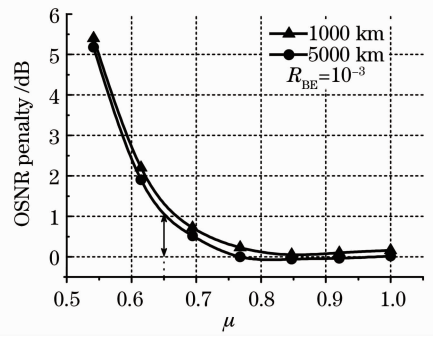


图 6 OSNR Penalty 与  $\mu$  关系

Fig. 6 OSNR Penalty versus  $\mu$

到,在接收端 OSNR 代价不超过 1 dB 的情况下,折衷的滤波器长度可以取最大值的 65%。实际上,在滤波器长度减少的过程中,虽然存在一定量的残余色散,但只要残余色散对信号的影响还不足以干扰信号的判决时,系统的整体传输性能变化不会很明显;一旦残余色散量大到干扰信号的判决,造成误判,系统的整体传输性能就会急剧下降。

## 5 结 论

对 FIR 的结构进行了优化,用偶对称型 FIR 滤波器代替直接型 FIR 滤波器,乘法器的数量减少了一半,降低了滤波器的复杂度。数值仿真了 FIR 的色散补偿性能,讨论了滤波器长度对补偿效果的影响。仿真结果显示,偶对称型 FIR 和直接型 FIR 具有相同的补偿性能;当 FIR 滤波器长度取最大值时,系统中的色散几乎可以被全部补偿;在 OSNR 代价不高于 1 dB 的情况下, FIR 滤波器的长度折衷选取为最大值的 65%,这样既有效补偿了色散损伤,又降低了滤波器实现的复杂度,显著提升了系统的整体性能。本文的研究结果对实际中进行色散补偿滤波器的设计具有一定的参考价值。

## 参 考 文 献

- 1 Y. Tang, W. Shieh. Coherent optical OFDM transmission up to 1 Tb/s per channel [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2009, **27**(16): 3511~3517
- 2 Jérémie Renaudier, Oriol Bertran-Pardo, Gabriel Charlet *et al.*. 8 Tb/s long haul transmission over low dispersion fibers using 100 Gb/s PDM-QPSK channels paired with coherent detection [J]. *Bell Labs Technical Journal*, 2010, **14**(4): 27~45
- 3 Lin Cheng, He Wen, Xiaoping Zheng *et al.*. Predistortion of high speed optical OFDM signal for aliasing-free receiving in multiple low-bandwidth receiver system [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2010, **8**(4): 377~380
- 4 Xiang Zhou. Digital signal processing for coherent multi-level modulation formats [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2010, **8**(9): 863~870
- 5 Yong Feng, He Wen, Hanyi Zhang *et al.*. 40-Gb/s PolMux-

- QPSK transmission using low-voltage modulation and single-ended digital coherent detection[J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2010, **8**(10): 976~978
- 6 Feng Yong, Wen He, Zhang Hanyi. Digital optical coherent detection of polarization-multiplexed differential phase shift keying signal and analysis of adaptive digital polarization demultiplexing [J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, **30**(5): 1268~1273
- 冯 勇, 闻 和, 张汉一. 偏振复用差分相移键控信号的数字相干解调与偏振解复用算法研究[J]. *光学学报*, 2010, **30**(5): 1268~1273
- 7 Michael G. Taylor. Coherent detection for optical communications using digital signal processing [C]. OFC/NFOEC, 2007; OMP1
- 8 Michael G. Taylor. Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments [J]. *Photon. Technol. Lett.*, 2004, **16**(2): 674~676
- 9 Feng Yong, Wen He, Zhang Hanyi *et al.*. Digitalized optical coherent detection of differential phase shift keying signal and chromatic dispersion compensation[J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(2): 471~476
- 冯 勇, 闻 和, 张汉一等. 差分相移键控信号的数字相干光检测与色散补偿研究与实现 [J]. *中国激光*, 2010, **37**(2): 471~476
- 10 Qiao Yaojun, Du Xiao, Ji Yuefeng. Phase estimation method in optical QPSK transmission system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, **30**(5): 1229~1234
- 乔耀军, 杜 晓, 纪越峰. 光四相相移键控传输系统中相位估计算法研究[J]. *光学学报*, 2010, **30**(5): 1229~1234
- 11 Seb J. Savory. Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems[J]. *J. Sel. Topics in Quantum Electron.*, 2010, **16**(5): 1164~1179
- 12 Michael G. Taylor. Algorithms for coherent detection[C]. OFC/NFOEC, 2010; OThL4
- 13 Kazuro Kikuchi. Coherent transmission systems [C]. ECOC, 2008; Th. 2. A. 1
- 14 Seb J. Savory. Digital filters for coherent optical receivers[J]. *Opt. Express*, 2008, **16**(2): 804~817
- 15 Meng Aidong, Su Fei, Wang Lei *et al.*. Digital Signal Processing [M]. Beijing: Science Press, 2005. 304~305
- 门爱东, 苏 菲, 王 雷等. 数字信号处理[M]. 北京: 科学出版社, 2005. 304~305

栏目编辑: 谢 婧