

文章编号: 0258-7025(2008)08-1195-06

超结构光纤光栅的正交波分复用系统 实现方案及接收机串扰分析

李 硕 寿国础 胡怡红

(北京邮电大学继续教育学院, 北京 100876)

摘要 解释了超结构光纤光栅(SSFBG)作为脉冲成型滤波器的特性,说明 SSFBG 能够产生规则的时域矩形光脉冲,在频域上功率谱密度表现为 sinc 函数的形式。当光波道的频率间隔为码元速率的整数倍时,相邻波长的功率谱零点位于信号波长的中心频率处,频谱正交交叠。研究了一种基于 SSFBG 的正交波分复用(OWDM)系统,发送端用 SSFBG 进行脉冲整形,接收端采用窄带滤波器。给出基于理想窄带滤波器和高斯窄带滤波器两种接收机的串扰噪声模型,并得出了仿真结果。结果显示,两种窄带滤波器均可抑制严重的信道串扰,当接收机窄带滤波器通带足够窄时,接收机串扰比信道串扰降低约 10 dB;理想窄带滤波器优于高斯窄带滤波器 2~5 dB。

关键词 光通信;超结构光纤光栅;正交波分复用;脉冲整形;接收机串扰

中图分类号 TN 929.1 文献标识码 A doi: 10.3788/CJL20083508.1195

Implementation of Superstructure Fiber Bragg Gratings-Orthogonal Wavelength Division Multiplexing and Analysis of Receiver Crosstalk

Li Shuo Shou Guochu Hu Yihong

(Institute of Continuing Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract The characteristics of superstructure fiber Bragg gratings (SSFBG) as pulse shaping filters were illustrated. It was interpreted that SSFBG can produce regular rectangle optical pulses in time domain whose optical power spectral density in frequency domain is sinc function. When channel separation was integral times of optical code rate, the neighbor channel presents zero point at the center frequency of signal channel, and the frequency spectrum were orthogonally overlapped. An orthogonal wavelength division multiplexing(OWDM) system based on SSFBG was presented. The system consists of SSFBG in transmitter works as pulse shaper and a narrow band filter in receiver. Mathematic models and simulation results are presented for the ideal narrow pass filter (NPF) and Gaussian filter receiver crosstalk. The simulation results show that both the ideal NPF and Gaussian filter can minimize the inter channel crosstalk. The crosstalk of receiver is weaker than channel crosstalk by about 10 dB when the filter in receiver is narrow enough. The crosstalk of ideal NPF receiver is weaker than Gaussian filter receiver by about 2~5 dB.

Key words optical communication; superstructure fiber Bragg gratings; orthogonal wavelength division multiplexing; pulse shaping; receiver crosstalk

1 引 言

在正交波分复用(OWDM)系统中,不同光波道信号频谱正交交叠,能将频带利用率提高到 1 bit/(s·Hz)^[1]。在光波道交叠情况下,仍能保证信道串扰最小,拍频项为零。同时,在 OWDM 系统

中,能够采用耦合器/分路器替代波分复用(WDM)/解复用器,从而简化波分复用光通道设计。

光纤光栅(FBG)体积小、无源性、与光纤系统兼容性好、插入损耗低及光学性能优异等优点,目前成为光通信系统的研究热点。用于光脉冲频谱整形^[2]、

收稿日期:2007-08-07; 收到修改稿日期:2007-12-21

基金项目:国家自然科学基金(60672025)资助项目。

作者简介:李 硕(1978—),女,河北人,硕士研究生,主要从事光接入网方面的研究。E-mail:llshuo@126.com

导师简介:寿国础(1965—),男,浙江人,教授,主要从事通信网络与测试技术方面的研究。E-mail:gcshou@bupt.edu.cn

光窄带滤波器^[3]、传感器^[4]和光编解码器等^[5,6]。利用超结构光纤光栅(SSFBG)能产生规则的时域矩形光脉冲,在频域上功率谱密度表现为 sinc 函数形式的特性^[7]。文献[8]提出了将 SSFBG 应用于 OADM 的方案,发送端利用 SSFBG 进行脉冲整形,接收端利用窄带光滤波器实现解调,验证了方案的可行性,但是没有分析接收机的串扰噪声模型。

本文给出了基于窄带光滤波器的接收机线性串扰噪声模型和仿真结果,并分别就高斯窄带滤波和理想滤波两种情况加以分析。说明当光波道的频率间隔为码元速率的整数倍时,不同光波道信号频谱正交交叠,可抑制严重的信道串扰。

2 SSFBG 的脉冲整形作用

超结构光纤布拉格光栅能够利用反射光实现光脉冲时域/频域的整形^[7]。在时域上,产生标准的矩形脉冲,在频域上表现为 sinc 函数的形式。图 1 为 SSFBG 的脉冲整形示意图。

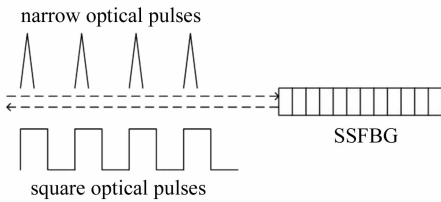


图 1 SSFBG 生成矩形光脉冲

Fig. 1 Square pulses generated by SSFBG

假设输入为 $T_{FWHM} = 1.5 \text{ ps}$ 的窄光脉冲, T_{FWHM} 为单个脉冲的半峰全宽(FWHM)。SSFBG 反射光输出为宽度 $\tau = 10 \text{ ps}$ 的矩形光脉冲。为分析简便,将光脉冲强度归一化。设矩形光脉冲的幅度为 A ,则 $A^2 \cdot \tau = 1$ 。则频域光信号幅值为

$$S(f) = A\tau \text{sinc}(f\tau), \tag{1}$$

其功率谱密度为

$$P(f) = \text{sinc}^2(f\tau), \tag{2}$$

如图 2 所示。

从(2)式知,当 $f = k/\tau, k$ 为整数时,功率谱出现零点。进行波分复用时,可以合理设置波长间隔,使得相邻波长的功率谱零点位于信号波长的中心频率处,从而实现 OADM。即当 $\Delta f = k/\tau = kR_s$ 时,光波道的频率间隔为码元速率的整数倍,频谱正交交叠,串扰最小,如图 3 所示。

3 OADM 系统组成

发送端对超连续谱(SC)光源进行滤波,以获得

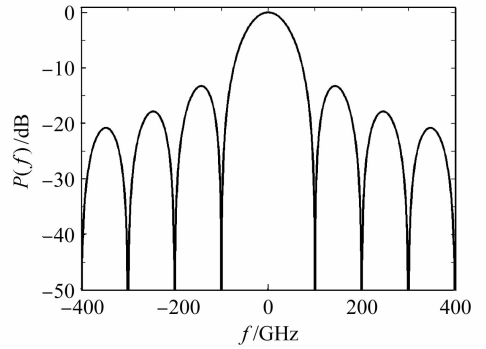


图 2 矩形光脉冲的 sinc 形功率谱

Fig. 2 sinc-shaped power spectral density of square pulse

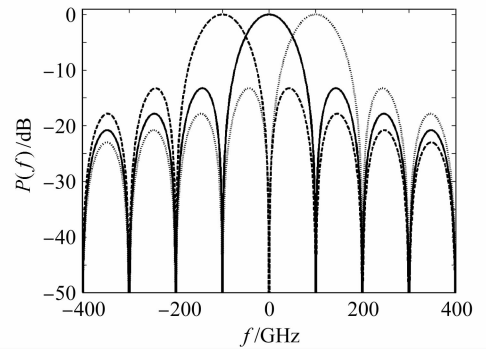


图 3 相邻波道正交交叠

Fig. 3 Orthogonally overlapped adjacent channels

相干光载波。SC 光源是超短脉冲光源,具有光谱平坦、高度相干的独特优势^[9]。SC 光源由一系列并不连续的窄带光谱组成,通过滤波之后,每个窄带光谱可作为一个单独的载波信道。

光发送机的信号处理过程如图 4 所示。其中脉冲成型滤波器由超结构光纤光栅和光环行器组成。被用户数据调制的光窄脉冲输入脉冲成型滤波器,由 SSFBG 生成规则的矩形光脉冲,再进入耦合器。

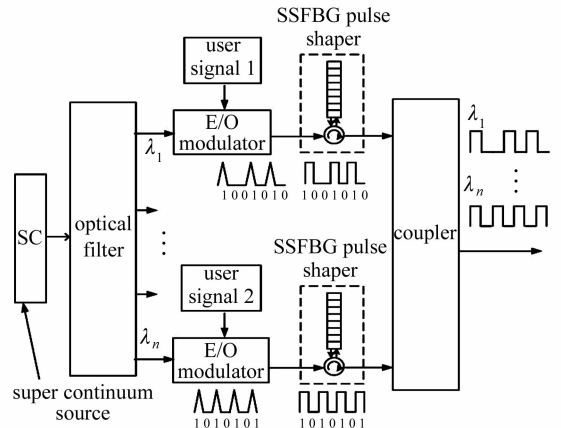


图 4 光发送机结构

Fig. 4 Optical transmitter scheme

接收端窄带滤波器的中心波长应与波分复用信道的中心波长一致,反射谱零点间隔要与 WDM 各信道的波长间距相同。

光接收机的信号处理过程如图 5 所示。光纤线路信号经过分路器后进入窄带滤波器。其中窄带滤波器中心波长分别为 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$, 光信号经过滤波器滤除带外噪声后,经过抽样判决后输出。抽样时刻为光脉冲的中心时刻。

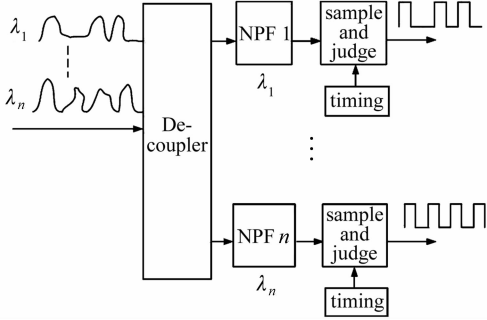


图 5 光接收机结构

Fig. 5 Optical receiver scheme

4 OWDM 信道串扰模型

为了简单起见,暂不考虑光源的信号带宽由于非线性造成的影响,而仅考虑信号有效带宽和信道间隔对串扰造成的影响。假设信道是透明的,不考虑光分插复用器(OADM)和光交换节点(OXC)的作用,仅讨论由脉冲形状引起的信道串扰。

为了简化分析,仅考虑三信道的 WDM 系统。这样,只有相邻的第一级信道对信号信道串扰。设第 n 信道的光信号幅值为

$$S_n(f) = A\tau \text{sinc}(f\tau), \quad (3)$$

第 $n-1$ 信道的光信号幅值为

$$S_{n-1}(f) = A\tau \text{sinc}[(f - \Delta f) \cdot \tau], \quad (4)$$

第 $n+1$ 信道的光信号幅值为

$$S_{n+1}(f) = A\tau \text{sinc}[(f + \Delta f) \cdot \tau], \quad (5)$$

信道中的光功率谱密度为

$$P(f) = \frac{1}{\tau} \cdot |S_{n-1}(f) + S_n(f) + S_{n+1}(f)|^2 \leq \frac{1}{\tau} \cdot \left[|S_n(f)|^2 + |S_{n-1}(f)|^2 + |S_{n+1}(f)|^2 + 2|S_{n-1}(f)S_n(f)| + 2|S_n(f)S_{n+1}(f)| + 2|S_{n-1}(f)S_{n+1}(f)| \right] \quad \text{Signal: } P_n(f)$$

$$\left. \begin{aligned} & \text{Noise: } P_c(f) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

信道串扰模型如图 6 所示,阴影部分为串扰光功率。

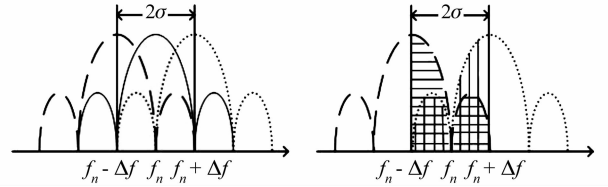


图 6 信道串扰模型

Fig. 6 Model of channel crosstalk

由于 sinc 形式的功率谱中,主瓣内的功率占脉冲能量的 90% 以上^[10],可设有效信号带宽 2σ (即谱线宽度为主瓣宽度的二倍)。

设第 n 信道的中心波长为 λ_n , 中心频率为 f_n , 有效信号带宽为 2σ , 由 (2) 和 (6) 式可得,信号信道无串扰光功率为

$$P_n = \int_{f_n - \sigma}^{f_n + \sigma} \text{sinc}^2[(f - f_n)\tau] df, \quad (7)$$

相邻信道对第 n 信道的串扰光功率表示为

$$P_c = \int_{f_n - \sigma}^{f_n + \sigma} \text{sinc}^2[(f - \Delta f - f_n)\tau] df +$$

第 $n-1$ 信道串扰强度项

$$\int_{f_n - \sigma}^{f_n + \sigma} \text{sinc}^2[(f + \Delta f - f_n)\tau] df +$$

第 $n+1$ 信道串扰强度项

$$2 \int_{f_n - \sigma}^{f_n + \sigma} | \text{sinc}[(f - \Delta f - f_n)\tau] \times$$

$$\text{sinc}[(f - f_n)\tau] | df +$$

$$2 \int_{f_n - \sigma}^{f_n + \sigma} | \text{sinc}[(f + \Delta f - f_n)\tau] \times$$

$$\text{sinc}[(f - f_n)\tau] | df +$$

$$2 \int_{f_n - \sigma}^{f_n + \sigma} | \text{sinc}[(f - \Delta f - f_n)\tau] \times$$

$$\text{sinc}[(f + \Delta f - f_n)\tau] | df \quad \left. \vphantom{\int_{f_n - \sigma}^{f_n + \sigma}} \right\} \quad (8)$$

相邻信道串扰的拍频项,

则第 n 信道的信道串扰为

$$C = 10 \lg(P_c/P_n) = 10 \lg \frac{(8) \text{式}}{(7) \text{式}}. \quad (9)$$

5 OWDM 接收机串扰模型

为了简单起见,暂不考虑光源的信号带宽由于非线性造成的影响,也不考虑带通滤波器的通带很窄时,信号在时域上的冲激响应很长引起严重的码间干扰(ISI),以及引起的差拍噪声^[11]。仅考虑接收机窄带滤波器带宽对信道之间的线性串扰造成的

影响。理想窄带滤波情况下,接收机的串扰模型如图 7 所示。

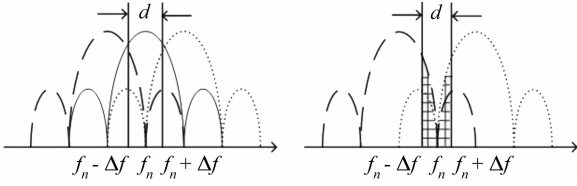


图 7 OWDM 理想窄带滤波接收机串扰模型

Fig. 7 Model of OWDM ideal NPF receiver crosstalk

设第 n 信道的中心频率为 f_n (对应于中心波长 λ_n), 接收机理想窄带滤波器带宽为 d 。无串扰地经接收滤波器接收的信号功率为

$$P_n = \int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} \text{sinc}^2[(f - f_n)\tau] df, \quad (10)$$

相邻信道对第 n 信道的串扰可以表示为

$$P_c = \int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} \text{sinc}^2[(f - \Delta f - f_n)\tau] df +$$

第 $n-1$ 波道的串扰

$$\int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} \text{sinc}^2[(f + \Delta f - f_n)\tau] df +$$

第 $n+1$ 波道的串扰

$$2 \int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} |\text{sinc}[(f - \Delta f - f_n)\tau] \times$$

$$\text{sinc}[(f - f_n)\tau] | df +$$

$$2 \int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} |\text{sinc}[(f + \Delta f - f_n)\tau] \times$$

$$\text{sinc}[(f - f_n)\tau] | df +$$

$$2 \int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} |\text{sinc}[(f - \Delta f - f_n)\tau] \times$$

$$\text{sinc}[(f + \Delta f - f_n)\tau] | df$$

相邻波道的差频串扰, (11)

接收机第 n 信道的串扰为

$$C = 10 \lg(P_c/P_n) = 10 \lg \frac{(11) \text{ 式}}{(10) \text{ 式}}. \quad (12)$$

实际应用中, 频谱响应为高斯分布的窄带滤波器比较容易实现, 接收机的串扰模型如图 8 所示。

高斯滤波器的频谱响应为

$$P(f) = \frac{1}{d \sqrt{2\pi/2}} \exp\left[-\frac{(f - f_n)^2}{d^2/2}\right], \quad (13)$$

无串扰地经接收滤波器接收的信号功率为

$$P_n = \int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} \text{sinc}^2[(f - f_n)\tau] \cdot P(f) df, \quad (14)$$

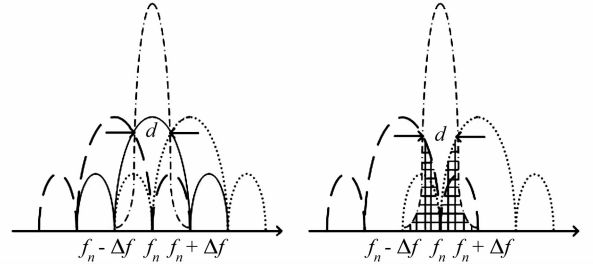


图 8 OWDM 高斯窄带滤波器接收机串扰模型

Fig. 8 Model of OWDM Gaussian NPF receiver crosstalk

相邻信道对第 n 信道的串扰可以表示为

$$P_c = \int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} \text{sinc}^2[(f - \Delta f - f_n)\tau] \cdot P(f) df +$$

第 $n-1$ 波道的串扰

$$\int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} \text{sinc}^2[(f + \Delta f - f_n)\tau] \cdot P(f) df +$$

第 $n+1$ 波道的串扰

$$2 \int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} |\text{sinc}[(f - \Delta f - f_n)\tau] \times$$

$$\text{sinc}[(f - f_n)\tau] | \cdot P(f) df +$$

$$2 \int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} |\text{sinc}[(f + \Delta f - f_n)\tau] \times$$

$$\text{sinc}[(f - f_n)\tau] | \cdot P(f) df +$$

$$2 \int_{f_n - d/2}^{f_n + d/2} |\text{sinc}[(f - \Delta f - f_n)\tau] \times$$

$$\text{sinc}[(f + \Delta f - f_n)\tau] | \cdot P(f) df$$

相邻波道的差频串扰, (15)

高斯滤波接收机第 n 信道的串扰为

$$C = 10 \lg(P_c/P_n) = 10 \lg \frac{(15) \text{ 式}}{(14) \text{ 式}}. \quad (16)$$

6 接收机串扰的仿真结果及分析

由(12), (16)式可知, 接收机串扰噪声与信号有效带宽、波长(频率)间隔及接收机窄带滤波器带宽有关。

6.1 接收机串扰与波长间隔之间的关系

图 9 所示为高斯滤波和理想滤波接收机的串扰与波长间隔之间的关系。理想接收滤波器带宽 $d = 0.2 \text{ nm}$, 高斯滤波器的半功率点全带宽 $d = 0.2 \text{ nm}$ 。图中曲线分别对应于当脉冲宽度为 $\tau_1 = 10 \text{ ps}$, $\tau_2 = 20 \text{ ps}$, 相应的信号有效带宽为 $\Delta\sigma_1 = 2/\tau_1 = 200 \text{ GHz}$, $\Delta\lambda_1 = 1.6 \text{ nm}$, $\Delta\sigma_2 = 2/\tau_2 = 100 \text{ GHz}$, $\Delta\lambda_2 = 0.8 \text{ nm}$ 时的接收机串扰。

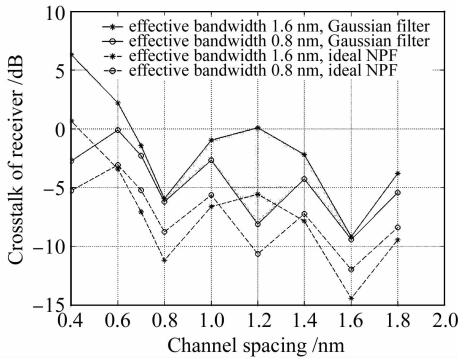


图9 接收机串扰与波长间隔之间的关系

Fig. 9 Relationship between receiver crosstalk and channel spacing

仿真结果与理论分析相符合。对于脉冲宽度为 $\tau_1 = 10$ ps, 当波长间隔 $\Delta\lambda = 0.8$ nm ($\Delta f = 100$ GHz) 和 $\Delta\lambda = 1.6$ nm ($\Delta f = 200$ GHz) 时, 串扰出现极小值。此时分别对应于 $k = 1$ 和 $k = 2$ 的情况, 三个相邻信道中的光信号 $s_{n-1}(t)$, $s_n(t)$, $s_{n+1}(t)$ 之间相互正交。对于脉冲宽度为 $\tau_2 = 20$ ps, 当波长间隔 $\Delta\lambda = 0.4$ nm ($\Delta f = 50$ GHz), $\Delta\lambda = 0.8$ nm ($\Delta f = 100$ GHz), $\Delta\lambda = 1.2$ nm ($\Delta f = 150$ GHz) 和 $\Delta\lambda = 1.6$ nm ($\Delta f = 200$ GHz) 时, 串扰出现极小值。此时 k 分别对应于 1, 2, 3, 4 的情况, $s_{n-1}(t)$, $s_n(t)$, $s_{n+1}(t)$ 之间相互正交。

从图9可以看出, 当接收机采用理想窄带滤波器时, 串扰比高斯窄带滤波器减小 2~5 dB。

6.2 接收机串扰与高斯窄带滤波器半功率点全宽之间的关系

如图9所示为信号有效带宽为一定值 $\Delta\sigma_1 = 2/\tau_1 = 200$ GHz, $\Delta\lambda_1 = 1.6$ nm, 高斯窄带滤波器半功率点全宽分别为 $d_1 = 0.1$ nm, $d_2 = 0.2$ nm, $d_3 = 0.4$ nm, $d_4 = 0.8$ nm 时, 串扰与滤波器带宽、波长间隔之间的关系。

结果显示, 窄带滤波器的带宽越窄, 对串扰噪声的抑制越好。当波长间隔 $\Delta\lambda = 0.8$ nm ($\Delta f = 100$ GHz) 和 $\Delta\lambda = 1.6$ nm ($\Delta f = 200$ GHz) 时, 串扰出现极小值, 此时分别对应于 $k = 1$ 和 $k = 2$ 的情况, $s_{n-1}(t)$, $s_n(t)$, $s_{n+1}(t)$ 之间相互正交。

对于图10中有效带宽 $\Delta\lambda_1 = 1.6$ nm, 滤波器带宽 $d_4 = 0.8$ nm 情形, 此时串扰没有出现极小值点, 而是平稳地减小。可以解释为, 当滤波器带宽和信号有效带宽相似时, 相邻波道的串扰强度项远远大于拍频项, 正交性引起的拍频项为零对串扰噪声几乎无影响。同样说明接收窄带滤波器的带宽越窄, 对串扰噪声的抑制越好。

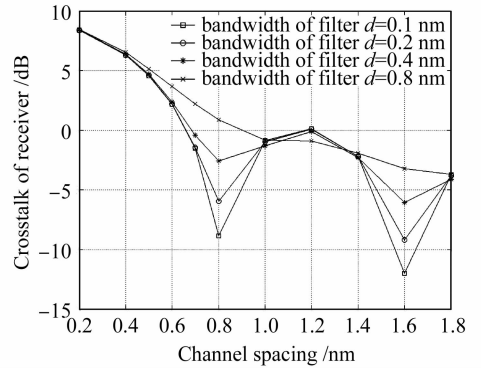


图10 接收机串扰与接收高斯滤波器带宽、波长间隔之间的关系

Fig. 10 Relationship between receiver crosstalk and receiving Gaussian filter's bandwidth, channel spacing

6.3 信道串扰与接收机串扰的比较

信道串扰和高斯滤波接收机串扰的比较如图11所示, 图中给出了高斯滤波器半功率点全宽 $d = 0.2$ nm 是定值, 信号有效带宽为 $\Delta\sigma_1 = 2/\tau_1 = 200$ GHz, $\Delta\lambda_1 = 1.6$ nm, $\Delta\sigma_2 = 2/\tau_2 = 100$ GHz, $\Delta\lambda_2 = 0.8$ nm 时, 信道串扰和接收机串扰与波长间隔之间的关系。

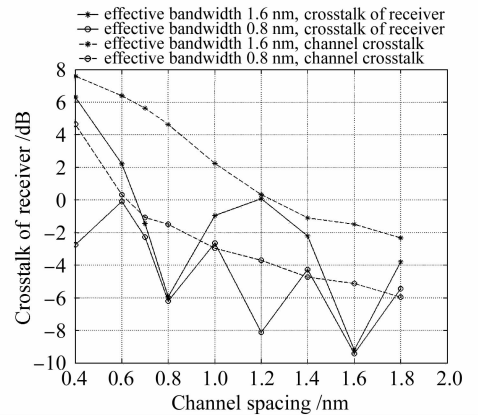


图11 信道串扰与接收机串扰的对比

Fig. 11 Comparison of channel crosstalk and receiver crosstalk

对于脉冲宽度为 $\tau_1 = 10$ ps, 信号有效带宽 $\Delta\lambda_1 = 1.6$ nm。当波长间隔 $\Delta\lambda = 0.8$ nm ($\Delta f = 100$ GHz) 时, $s_{n-1}(t)$, $s_n(t)$, $s_{n+1}(t)$ 之间相互正交。信道串扰为 5 dB 左右, 接收机串扰为 -6 dB 左右。由于各光波道信号之间的正交性, 信道串扰在经过窄带滤波之后可以减小 11 dB。

对于脉冲宽度为 $\tau_2 = 20$ ps, 信号有效带宽 $\Delta\lambda_1 = 0.8$ nm。当波长间隔 $\Delta\lambda = 0.4$ nm ($\Delta f = 50$ GHz) 时, $s_{n-1}(t)$, $s_n(t)$, $s_{n+1}(t)$ 之间相互正交。信道串扰为 5 dB 左右, 接收机串扰为 -3 dB 左右。

由于各光波道信号之间的正交性,信道串扰在经过窄带滤波之后可以减小8 dB。

可见采用窄带滤波器的 OWDM 能在接收端抑制严重的信道串扰。

7 结 论

研究了一种发送端超结构光纤光栅、接收端用窄带滤波器的 OWDM 方案。利用 SSFBG 生成规则的矩形光脉冲,在频域上呈现 sinc 函数的形式,实现波长正交。利用窄带滤波器抑制信道串扰。给出了基于理想窄带滤波器和高斯窄带滤波器两种接收机的串扰噪声模型和仿真结果,表明两种窄带滤波器均可抑制严重的信道串扰,理想窄带滤波器优于高斯窄带滤波器 2~5 dB。为 OWDM 系统的进一步研究,尤其是为接收机设计和优化提供参考。

参 考 文 献

- 1 H. Sanjoh, E. Yamada, Y. Yoshikuni. Optical orthogonal frequency division multiplexing using frequency/time domain filtering for high spectral efficiency up to 1 bit/(s · Hz) [C]. Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, 2002, 401~402
- 2 E. G. Turitsyna, S. Webb. Simple design of FBG-based VSB filters for ultra-dense WDM transmission [J]. *Electron. Lett.*, 2005, **41**(2):89~91
- 3 A. Doyle, C. Juignet, Y. Painchaud *et al.*. FBG-based multi-channel low dispersion WDM filters [J]. *Electron. Lett.*, 2002, **38**(24):1561~1563
- 4 Yage Zhan, Shaolin Xue, Qinyu Yang. Multiplexed reflective-matched optical fiber grating interrogation technique [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2007, **3**(10):135~137
- 5 Wang Wenrui, Yu Jinlong, Fu Xiaomei *et al.*. Study on scheme realizing novel multi-rate optical code-division multiple-access system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2006, **26**(9):1303~1309
王文睿,于晋龙,付晓梅等.新型多速率光码分多址实现方案的研究[J]. *光学学报*, 2006, **26**(9):1303~1309
- 6 Zhang Qi, Yu Chongxiu, Xu Daxiong *et al.*. Experiment research of multi-rate optical code division multiple access system based on linearly combined code [J]. *Chinese J. Lasers*, 2006, **33**(5):626~630
张琦,余重秀,徐大雄等.基于线性组合码的多速率光码分多址接入系统[J]. *中国激光*, 2006, **33**(5):626~630
- 7 P. Petropoulos, M. Ibsen, A. D. Ellis *et al.*. Rectangular pulse generation based on pulse reshaping using a superstructured fiber Bragg grating [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2001, **19**(5):746~752
- 8 R. Llorente, J. H. Lee, R. Clavero *et al.*. Orthogonal wavelength-division-multiplexing technique feasibility evaluation [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2005, **23**(3):1145~1151
- 9 S. Taccheo, K. Ennsner, D. Forin *et al.*. Supercontinuum-based devices for telecom applications [J]. *Transparent Optical Networks*, 2006, **1**:32~36
- 10 Jiang Yi, Gu Tianxiang. Finite length analysis of SinC interpolation [J]. *Chinese J. Scientific Instrument*, 2005, **26**(9):988~990
蒋毅,古天祥. SinC内插的有限长分析[J]. *仪器仪表学报*, 2005, **26**(9):988~990
- 11 C. F. Lam, M. D. Feuer, N. J. Frigo. Performance of pin and APD receivers in high-speed WDM data transmission systems employing spectrally sliced spontaneous emission sources [J]. *Electron. Lett.*, 2000, **36**(18):1572~1574