

文章编号: 0258-7025(2009)04-0851-06

相干光码分多址系统中拍频噪声的影响

闫辉 邱昆 凌云

(电子科技大学宽带光纤传输与通信网技术教育部重点实验室, 四川 成都 610054)

摘要 随着相位编解码器关键技术的突破, 精确分析相位编码光码分多址(OCDMA)系统误码率性能显得十分必要。本文研究了相干光码分多址系统中拍频噪声、多址干扰、散粒噪声和热噪声对系统性能的影响。在充分考虑了干扰信号输入光偏振影响的情况下, 根据系统噪声和干扰的矩母函数, 采用高斯近似的方法得到误码率的计算公式, 并比较了多址干扰和拍频噪声对系统性能的影响。当所有干扰用户与目标用户平行时得到误码率上界; 当所有干扰用户与目标用户垂直时得到误码率下界; 干扰用户随机偏振时的误码率介于两者之间。结果表明: 拍频噪声是影响相干 OCDMA 系统性能的主要因素; 随着接收光功率的增加, 干扰信号偏振对系统误码率的影响趋于明显。当系统误码率小于 10^{-10} 时, 误码率随用户数目的增加迅速增加; 当误码率大于 10^{-10} 时, 误码率随用户数目的变化缓慢。

关键词 光码分多址; 拍频噪声; 高斯近似法; 矩母函数

中图分类号 TN929.11 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL20093604.0851

Impact Analysis of Beat Noise on Coherent OCDMA System

Yan Hui Qiu Kun Ling Yun

(Key Laboratory of Broadband Optical Fiber Transmission and Communication Networks of the Ministry of Education, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract With the key technologies breakthrough of phase encoding, it is necessary to analyze the bit error rate (BER) performance of coherent optical code division multi-access (OCDMA). The impacts of beat noise, multi-access interference (MAI), shot noise and thermal noise in coherent OCDMA are studied in this paper. A Gaussian approximation method, based on the moment generation function (MGF) of the noises, is introduced to evaluate the bit error rate by taking the polarization into account. Numerical result between beat noise and MAI is compared. When all the interference signals are parallel or upright with the targeted user, we derive the upper and lower bound of BER respectively, the BER of random polarization between them. It is shown that, the beat noise is the dominant factor which influence BER performance of the coherent OCDMA system. The impact of polarization is increasing with the receiving power increasing; when the BER is below 10^{-10} , it increases quickly with the increasing of user number; when the BER is larger than 10^{-10} , it changes slowly with the increasing user number.

Key words optical code division multi-access; beat noise; Gaussian-approximation method; moment generation function

1 引言

光码分多址结合光纤的巨大带宽具有异步、宽带、可靠和随机即时接入等特点, 是未来高速局域网和接入网的最佳方案之一^[1,2]。现有的光码分多址(OCDMA)系统实现方案按照编/解码的工作原理可以分为相干和非相干 OCDMA 系统, 非相干 OCDMA 系统依靠光学信号的能量进行编/解码, 光学码只能以单极性(0, 1)方式操作, 相关性特较差,

因而限制了它的应用。相干 OCDMA 系统依靠光学信号的相位变化进行编/解码^[3], 光学码可以双极性(+1, -1)地工作, 因而有较好的相关性^[4,5]。随着相位编/解码器技术的突破, 相干 OCDMA 系统也趋于实用。拍频噪声是影响相干 OCDMA 系统性能的主要因素, 因此对拍频噪声的影响进行分析显得十分必要。文献[6]采用高斯近似的方法分析了拍频噪声对一维扩时系统的影响, 文献[7,8]用

收稿日期: 2008-08-28; 收到修改稿日期: 2008-10-15

基金项目: 国家自然科学基金(60572008)和国家“863”计划(2006AA01Z241)资助课题。

作者简介: 闫辉(1983-), 男, 硕士研究生, 主要从事光码分多址方面的研究。E-mail: yanhui_00@uestc.edu.cn

导师简介: 邱昆(1964-), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事光分组交换和光码分多址等方面的研究。

E-mail: kqiu@uestc.edu.cn

非高斯近似的方法得到相位编码光码分多址系统的误码率性能。本文考虑到用户输入光偏振态不同对系统性能的影响,把干扰用户分为与目标用户垂直和平行两种情况,从而得到系统误码率的上下界,更精确地分析了拍频噪声的影响。

2 系统分析模型

基本的 OCDMA 网络一般由发送端、接收端和传输网络构成,如图 1 所示。在 OCDMA 系统中,不同用户传输信息所用的信号是靠不同的编码序列

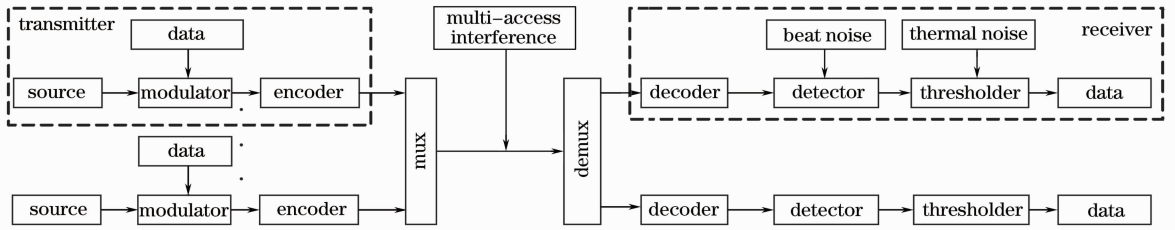


图 1 相干 OCDMA 系统模型

Fig. 1 System model of coherent OCDMA

选择 Gold 序列作为相干光码分多址系统的地址码,其归一化互相关特性具有如表 1 所示的特性。其中 λ_i 为互相关值, p_i 为对应的概率, $F=2^n-1$ 为 Gold 序列的码长。

表 1 Gold 序列的互相关特性^[9]

Table 1 Cross-correlation of Gold sequence^[9]

	λ_i	p_i
$i=1$	$\frac{-1+2^{(n+1)/2}}{F} = \frac{-1+t}{F}$	$\frac{[2^{n-2}+2^{(n-3)/2}]}{F} = p$
$i=2$	$-\frac{1}{F}$	$\frac{[2^{n-1}-1]}{F} = r$
$i=3$	$-\frac{1+2^{(n+1)/2}}{F} = \frac{-1+t}{F}$	$\frac{[2^{n-2}-2^{(n-3)/2}]}{F} = q$

对于一光解码器,设与其匹配的编码信号为目

来区分,即对每个用户都分配一个地址码。在发送端,根据对应的地址码,用户的每个信息比特被编码成一串信号;在接收端,用户信号被解码器以匹配滤波器的方式解码:对于目标用户的信号,解码器恢复出高强度的自相关信号;而对于非目标用户的信号,解码器输出的是伪噪声,即多用户干扰(MAI)。经解码的信号通过光电探测器和整形器件恢复为原始信号,信号经过光电探测器时,目标信号与干扰信号的混合将会引起拍频噪声,诸如热噪声等接收机噪声也会出现。

标信号,与其不匹配的编码信号为干扰信号。将各输入光场分为与目标信号平行和垂直的两个分量 $E_{//}$ 和 E_{\perp} 。在忽略目标信号的频率和初始相位的公共项后, $E_{//}$ 和 E_{\perp} 可以表示为

$$\begin{cases} E_{//} = \sqrt{E_d} + \sum_{i=1}^m \sqrt{E_i} \cos \varphi_i \exp(j\Delta\Phi_i), \\ E_{\perp} = \sum_{i=1}^m \sqrt{E_i} \sin \varphi_i \exp(j\Delta\Phi_i), \end{cases} \quad (1)$$

式中 E_d 为目标信号的光场强度, E_i 为第 i 个干扰用户的光场强度,第 i 个干扰信号与目标信号的光场矢量的夹角为 φ_i ,相位差为 $\Delta\Phi_i$, m 为同时在线的用户数目。 $P_i = \lambda_i P_d$,也具有三点分布, φ_i 和 $\Delta\Phi_i$ 为均匀分布。接收 $E_{//}$ 和 E_{\perp} 的光功率分别为

$$\begin{cases} P_{//} = |E_{//}|^2 = P_d + \sum_{i=1}^m P_i \cos^2 \varphi_i + 2 \sum_{i=1}^m \sqrt{P_d P_i} \cos \varphi_i \cos(\Delta\Phi_i) + \\ 2 \sum_{j=i+1}^m \sum_{i=1}^{m-1} \sqrt{P_i P_j} \cos \varphi_i \cos \varphi_j \cos(\Delta\Phi_{ij}), \\ P_{\perp} = |E_{\perp}|^2 = \sum_{i=1}^m P_i \sin^2 \varphi_i + 2 \sum_{j=i+1}^m \sum_{i=1}^{m-1} \sqrt{P_i P_j} \sin \varphi_i \sin \varphi_j \cos(\Delta\Phi_{ij}) \end{cases} \quad (2)$$

式中 $P_d = |E_d|^2$, $P_i = |E_i|^2$, $\Delta\Phi_{ij}$ 为第 i 个干扰信号与第 j 个干扰信号的光场相位差,属于均匀分布。解码器接收到的总光功率可以表示为

$$\begin{aligned} P = P_d + \sum_{i=1}^m P_i + 2 \sum_{i=1}^m \sqrt{P_d P_i} \cos \varphi_i \cos(\Delta\Phi_i) + 2 \sum_{j=i+1}^m \sum_{i=1}^{m-1} \sqrt{P_i P_j} \cos \varphi_i \cos \varphi_j \cos(\Delta\Phi_{ij}) + \\ 2 \sum_{j=i+1}^m \sum_{i=1}^{m-1} \sqrt{P_i P_j} \sin \varphi_i \sin \varphi_j \cos(\Delta\Phi_{ij}), \end{aligned} \quad (3)$$

分别用 N_1, N_2, N_3 和 N_4 代表(3)式中的第二、三、四和五项。

3 系统误码率性能分析

矩母函数是描述噪声、干扰等随机变量统计特征的重要手段,随机变量 x 的矩母函数可以表示为

$$\Psi_x(s) = E[\exp(sx)], \quad (4)$$

可以由随机变量的矩母函数计算出其均值和方

差^[8]:

$$\begin{cases} \epsilon = \left. \frac{d\psi(s)}{ds} \right|_{s=0}, \\ \sigma^2 = \left. \frac{d^2\psi(s)}{ds^2} \right|_{s=0} - \epsilon^2. \end{cases} \quad (5)$$

3.1 噪声的判决变量的矩母函数

相干 OCDMA 系统中噪声的判决变量如(3)式所示, N_1 表示多址干扰噪声,其矩母函数可以表示为

$$\psi_{N_1}(s) = E[\exp(sN_1)] = \left[\sum_{i=1}^3 p_i \exp(s\lambda_i^2 P_i) \right]^m, \quad (6)$$

可以得到 N_1 的均值和方差为

$$m_{N_1} = \psi'_{N_1}(s) \Big|_{s=0} = mP_d \sum_{i=1}^3 p_i \lambda_i^2, \quad (7a)$$

$$\sigma_{N_1}^2 = \psi''_{N_1}(s) \Big|_{s=0} - m_{N_1}^2 = mP_d^2 \left[\sum_{i=1}^3 p_i \lambda_i^4 - \left(\sum_{i=1}^3 p_i \lambda_i^2 \right)^2 \right]. \quad (7b)$$

N_2 的矩母函数可以表示为

$$\begin{aligned} \Psi_{N_2}(s) &= E[\exp(sN_2)] = \prod_{i=1}^m E[\exp(2s \sqrt{P_d P_i} \cos \varphi_i \cos \Delta \phi_i)] = \\ &= \prod_{i=1}^m E\{ \exp[s \sqrt{P_d P_i} \cos(\varphi + \Delta \phi_i)] \} E\{ \exp[s \sqrt{P_d P_i} \cos(\varphi - \Delta \phi_i)] \} = \\ &= E_{\sqrt{P_i}} \{ E_{\cos(\varphi + \Delta \phi_i)} \{ \exp[s \sqrt{P_d P_i} \cos(\varphi + \Delta \phi_i)] \} \} \times \\ &= E_{\sqrt{P_i}} \{ E_{\cos(\varphi - \Delta \phi_i)} \{ \exp[s \sqrt{P_d P_i} \cos(\varphi - \Delta \phi_i)] \} \} = \\ &= E_{\sqrt{P_i}} \left[\int_{-1}^1 \exp(s \sqrt{P_d P_i} x) \frac{1}{\pi \sqrt{1-x^2}} dx \right] E_{\sqrt{P_i}} \left[\int_{-1}^1 \exp(s \sqrt{P_d P_i} x) \frac{1}{\pi \sqrt{1-x^2}} dx \right] = \\ &= \left[\sum_{i=1}^3 p_i I_0(s \lambda_i P_d) \right]^{2m}, \end{aligned} \quad (8)$$

式中 $I_0(x)$ 为零阶第一类变型贝塞耳函数,可以得到 N_2 均值和方差为

$$m_{N_2} = \psi'_{N_2}(s) \Big|_{s=0} = 0, \quad (9a)$$

$$\sigma_{N_2}^2 = \psi''_{N_2}(s) \Big|_{s=0} - m_{N_2}^2 = mP_d^2 \sum_{i=1}^3 p_i \lambda_i^2. \quad (9b)$$

采用与计算 N_2 类似的计算方法,可以求出 N_3 和 N_4 的矩母函数:

$$\psi_{N_3}(s) = \psi_{N_4}(s) = \left[\sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 p_i p_j I_0 \left(\frac{1}{2} s \lambda_i \lambda_j P_d \right) \right]^{2m(m-1)}, \quad (10)$$

可以得到 N_3 和 N_4 的均值和方差:

$$m_{N_3} = m_{N_4} = \psi'_{N_3}(s) \Big|_{s=0} = 0, \quad (11a)$$

$$\sigma_{N_3}^2 = \sigma_{N_4}^2 = \psi''_{N_3}(s) \Big|_{s=0} - m_{N_3}^2 = \frac{m(m-1)}{4} P_d^2 \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 p_i \lambda_i^2 p_j \lambda_j^2. \quad (11b)$$

在经过光电探测器后,“1”信号和“0”信号的光电流方差为

$$\begin{cases} \sigma_1^2 = R^2 (\sigma_{N_1}^2 + \sigma_{N_2}^2 |_1 + \sigma_{N_3}^2 + \sigma_{N_4}^2) + \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{thermal}}^2, \\ \sigma_0^2 = R^2 (\sigma_{N_1}^2 + \sigma_{N_2}^2 |_0 + \sigma_{N_3}^2 + \sigma_{N_4}^2) + \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{thermal}}^2, \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \epsilon_1 = R(P_d + m_{N_1}), \\ \epsilon_0 = R(r_e P_d + m_{N_1}), \end{cases} \quad (13)$$

其中 r_e 为消光比, 定义为目标信号“0”的光功率和目标信号“1”的光功率的比值, R 为光电探测器的响应度。散粒噪声和热噪声的方差表示为

$$\sigma_{\text{shot}}^2 = \begin{cases} 2qm_0 \Delta f, & \text{“0”} \\ 2qm_1 \Delta f, & \text{“1”} \end{cases} \quad (14)$$

$$\sigma_{\text{thermal}}^2 = 4k_B T \Delta f / R_L, \quad (15)$$

其中 q 为电子电量, Δf 为探测器带宽, k_B 为玻尔兹曼常数, T 为绝对温度, R_L 为等效电阻。

假设系统的各种噪声和干扰近似为高斯分布, 根据(12)式和(13)式得到的均值和方差, 可以用高斯近似的方法求得系统的误码率^[10]:

$$R_{\text{be}}(m) = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{Th - \epsilon_0}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{\epsilon_1 - Th}{\sqrt{2}\sigma_1}\right), \quad (16)$$

其中 Th 为判决门限, 最优的判决门限值值得选取如下:

表 2 噪声源的方差和均值

Table 2 Means and variances of the noises

Noises	Mean	σ_0^2	σ_1^2
$\sum_{i=1}^m P_i$	$mP_d \sum_{i=1}^3 p_i \lambda_i^2$	$mP_d^2 \left[\sum_{i=1}^3 \lambda_i^4 p_i - \left(\sum_{i=1}^3 \lambda_i^2 p_i \right)^2 \right]$	
$2 \sum_{i=1}^m \sqrt{P_d P_i} \cos(\Delta\Phi_i)$	0	$2mr_e P_d^2 \sum_{i=1}^3 \lambda_i p_i^2$	$\sum_{i=1}^3 2mP_d^2 \sum_{i=1}^3 \lambda_i p_i^2$
$2 \sum_{j=i+1}^m \sum_{i=1}^{m-1} \sqrt{P_i P_j} \cos(\Delta\Phi_{ij})$	0	$m(m-1)P_d^2 \sum_{j=1}^3 \sum_{i=1}^3 \lambda_i^2 \lambda_j^2 p_i^2 p_j^2$	
σ_{shot}	/	$2qR(r_e P_d mP_d \sum_{i=1}^3 \lambda_i^2 p_i) \Delta f$	$2qR(P_d + mP_d \sum_{i=1}^3 \lambda_i^2 p_i) \Delta f$
$\sigma_{\text{thermal}}^2$	/	$4k_B T \Delta f / R_L$	

2)所有的干扰信号都与目标信号垂直, 在这种情况下, 干扰信号对目标信号干扰最小。两个电场分量为

$$E_{//} = E_d, \quad E_{\perp} = \sum_{i=1}^m \sqrt{E_i} \exp(j\Delta\Phi_i), \quad (20)$$

表 3 噪声源的方差和均值

Table 3 Means and variances of the noises

Noises	Mean	σ_0^2	σ_1^2
$\sum_{i=1}^m P_i$	$mP_d \sum_{i=1}^3 p_i \lambda_i^2$	$mP_d^2 \left[\sum_{i=1}^3 \lambda_i^4 p_i - \left(\sum_{i=1}^3 \lambda_i^2 p_i \right)^2 \right]$	
$2 \sum_{j=i+1}^m \sum_{i=1}^{m-1} \sqrt{P_i P_j} \cos(\Delta\Phi_{ij})$	0	$m(m-1)P_d^2 \sum_{j=1}^3 \sum_{i=1}^3 \lambda_i^2 \lambda_j^2 p_i^2 p_j^2$	
σ_{shot}	/	$2qR(r_e P_d mP_d \sum_{i=1}^3 \lambda_i^2 p_i) \Delta f$	$2qR(P_d + mP_d \sum_{i=1}^3 \lambda_i^2 p_i) \Delta f$
$\sigma_{\text{thermal}}^2$	/	$4k_B T \Delta f / R_L$	

$$Th_{\text{opt}} = \frac{\sigma_0 \epsilon_1 + \sigma_1 \epsilon_0}{\sigma_0 + \sigma_1}. \quad (17)$$

3.2 误码率的计算方法

为了避免复杂的计算, 考虑两种极端情况对系统的误码率性能进行分析, 从而得到相干 OCDMA 系统误码率的上下界。

1) 所有的干扰信号都与目标信号平行, 在这种情况下干扰信号对目标信号具有最大的干扰。两个电场分量为

$$\begin{cases} E_{//} = E_d + \sum_{i=1}^m \sqrt{E_i} \exp(j\Delta\Phi_i), \\ E_{\perp} = 0, \end{cases} \quad (18)$$

此时接收光信号的判决变量为

$$P = P_d + \sum_{i=1}^m P_i + 2 \sum_{i=1}^m \sqrt{P_d P_i} \cos(\Delta\Phi_i) + 2 \sum_{j=i+1}^m \sum_{i=1}^{m-1} \sqrt{P_i P_j} \cos(\Delta\Phi_{ij}). \quad (19)$$

采用上述的计算方法, 可求此种情况下各种噪声和干扰的均值和方差, 如表 2 所示。

此时接收信号的判决变量为

$$P = P_d + \sum_{i=1}^m P_i + 2 \sum_{j=i+1}^m \sum_{i=1}^{m-1} \sqrt{P_i P_j} \cos(\Delta\Phi_{ij}), \quad (21)$$

此种情况下各种噪声和干扰的均值和方差如表 3 所示。

4 数值仿真结果

对相干 OCDMA 系统误码率性能进行数值分析,仿真过程中实用的变量的参数如表 4 所示。

表 4 参数列表

Table 4 Notations in numerical calculation

Length of gold sequence F	1023
Responsivity of the photo detector $R/(A/W)$	1
Receiver bandwidth $\Delta f/\text{GHz}$	40
Equivalent resistance R_L/Ω	100
Extinction ratio r_e	1/100
Electron charge q	1.6×10^{-19}
Boltzmann constant k_B	1.38×10^{-23}
Absolute temperature T/K	300

首先不考虑输入光偏振的影响,仅比较拍频噪声和多址干扰对系统误码率性能的影响。图 2(a)给出了当用户数目 $m=10$ 时系统误码率随接收光功率的变化,图 2(b)给出了当接收光功率为 -15 dBm 时系统误码率随用户数目的变化。当用户数目多时,干扰

较大,系统误码率较高;当接收光功率较高时,探测器更容易检测到光信号,系统误码率较低。由图 2(a)和图 2(b)都可以看出拍频噪声是制约相干 OCDMA 系统性能的主要因素,所以对拍频噪声的影响进行准确的分析和计算是十分必要的。

当考虑输入光偏振的影响时,图 3(a)给出了当用户数目 $m=10$ 时系统误码率随接收光功率的变化,可以看出当所有干扰信号光场都与目标信号正交时系统误码率最小,得到误码率下界;当所有干扰信号光场都与目标信号平行时系统误码率最大,得到误码率上界;干扰信号随机偏振时的系统误码率介于两者之间。随着接收光功率的增加,偏振的影响趋于明显。图 3(b)给出了当接收光功率为 -15 dBm 时系统误码率随用户数目的变化,当系统误码率小于 10^{-10} 时,误码率随用户数目的增加迅速增加;当误码率大于 10^{-10} 时,误码率随用户数目的变化缓慢。

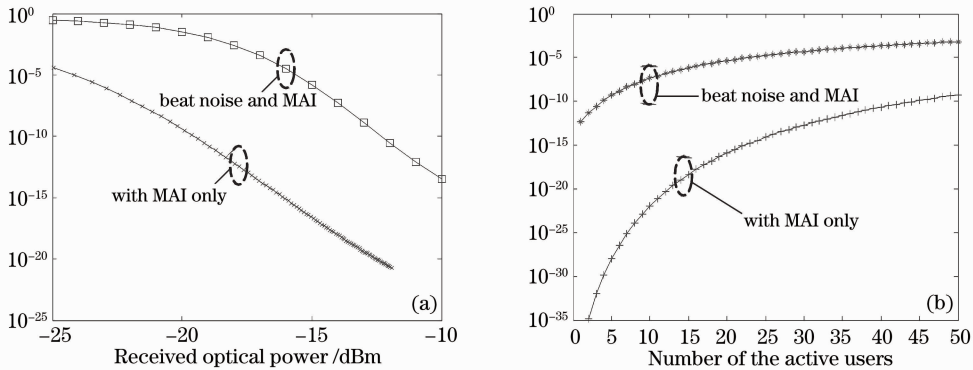


图 2 不考虑偏振影响。(a)误码率随接收光功率的变化,(b)误码率随用户数的变化

Fig. 2 Without considering the effect of polarization. (a) Bit error rate versus receiving power, (b) bit error rate versus numbers of users

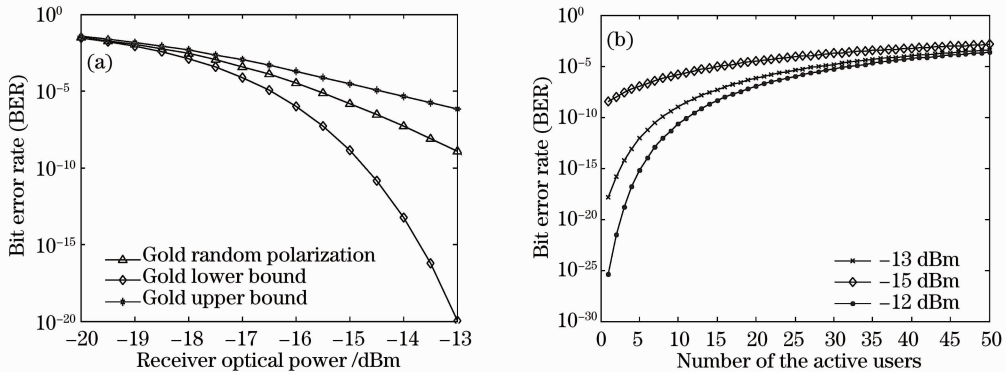


图 3 考虑偏振影响。(a)误码率随接收光功率的变化,(b)误码率随用户数目的变化

Fig. 3 Considering the effect of polarization. (a) Bit error rate versus receiving power, (b) bit error rate versus numbers of users

5 结 论

为了精确分析相干 OCDMA 系统的误码率性能,本文在考虑干扰信号输入光偏振的影响下,分析了多址干扰、拍频噪声、散粒噪声和热噪声对系统性能的影响,通过计算噪声的矩母函数和高斯近似的计算方法得到误码率的计算公式。当所有干扰用户与目标用户正交时得到误码率上界,当所有干扰用户与目标用户平行时得到误码率下界,干扰用户随机偏振介于两者之间。通过数值仿真可以得到如下结论:拍频噪声是制约相干 OCDMA 系统性能的主要因素;随着接收光功率的增加,输入偏振的影响趋于明显;在接收光功率不变的情况下,当误码率较大时,误码率随用户数目的变化缓慢。本文所提出的分析方法对精确分析相干 OCDMA 系统性能具有重要意义。

参 考 文 献

- 1 F. R. K. Chung, J. A. Salehi, V. K. Wei. Optical orthogonal codes: Design, analysis, and applications [J]. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1989, **35**(3): 595~604
- 2 J. A. Salehi, C. A. Brackett. Code division multiple-access techniques in optical fiber networks—Part II: Systems performance analysis[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1989, **37**(8):

834~842

- 3 Wang Xu, Wang Xuhua, Sun Yanbin *et al.*. Recent progresses of OCDMA networks and related devices [J]. *Semiconductor Photoelectric*, 2007, **28**(2): 451~457
王 旭,王旭华,孙燕斌等. OCDMA 系统和相关器件研究进展[J]. *半导体光电*, 2007, **28**(2): 451~457
- 4 R. M. Gagliardi, A. J. Mendez, M. R. Dale *et al.*. Fiber-optic digital video multiplexing using optical CDMA[J]. *J. Lightwave Technol.*, 1993, **11**(1): 20~26
- 5 Zhang Chongfu, Qiu Kun. Investigation on application of optical code division multiple access system with bipolar codes [J]. *Chinese J. Lasers*, 2007, **32**(6): 820~824
张崇富,邱 昆. 光码分多址系统中双极性码应用的研究[J]. *中国激光*, 2007, **32**(6): 820~824
- 6 X. Wang, K.-I. Kitayama. Analysis of beat noise in coherent and incoherent time-spreading OCDMA [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2004, **22**(10): 2226~2236
- 7 Tao Pu, Yili Guo, Ming Xu *et al.*. Analysis of beat noise in OCDMA system with saddle point approximation method [J]. *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, 2005, **4**: 811~812
- 8 Pu Tao, Wang Rong, Li Yuquan. Non-Gaussian approximation method for phase encoding optical code division multi-access system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2007, **27**(1): 10~14
蒲 涛,王 荣,李玉权. 相位编码光码分多址系统中的非高斯分析方法[J]. *光学学报*, 2007, **27**(1): 10~14
- 9 Sato K. *Levy Processes and Infinitely Divisible Distributions* [M]. Cambridge University Press, 1999
- 10 Tao Pu, Hanyi Zhang, Yili Gao *et al.*. Evaluation of beat noise in OCDMA system with non-Gaussian approximation method [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2006, **24**(10): 3574~3582