

# 时域相位光码分多址系统性能分析

朱英勋<sup>1,2</sup> 王 荣<sup>1</sup> 丁晓光<sup>2</sup> 蒲 涛<sup>1</sup>

(<sup>1</sup> 解放军理工大学 通信工程学院, 江苏 南京 210007; <sup>2</sup> 军训器材研究所, 辽宁 沈阳 110035)

**摘要** 给出了时域相位光码分多址系统(OCDMA)的噪声模型,提出了由码间串扰(ISI)所引起的自差拍噪声(SB)概念。利用鞍点近似法分析了多址干扰(MAI)、码间串扰、自差拍等噪声对系统性能的影响,给出了系统误码率公式。对最佳门限接收系统以及采用光硬件限幅器的系统性能进行了仿真研究,表明“1”码的误判概率是影响系统的决定性因素,也是开关键控(OOK)系统难以克服的主要问题。最后给出一种采用双编/解码器平衡检测系统的原理框图,分析其性能,并与传统 OOK 系统比较,结果表明其性能有较大的提高。

**关键词** 光通信;光码分多址;码间串扰;多址干扰;差拍噪声;鞍点近似

**中图分类号** TN929.11

**文献标识码** A

**doi:** 10.3788/AOS20082810.1874

## Performance Analysis of Temporal Phase Optical Code-Division Multiple Access System

Zhu Yingxun<sup>1,2</sup> Wang Rong<sup>1</sup> Ding Xiaoguang<sup>2</sup> Pu Tao<sup>1</sup>

(<sup>1</sup> Institute of Communication Engineering PLA University of Science & Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China)

<sup>2</sup> Researching Institute of Military training equipment, Shenyang, Liaoning, 110035, China

**Abstract** The noise model of temporal phase optical code-division multiple access (OCDMA) system is given. The concept of self beat noise induced by inter symbol interference (ISI) is proposed. The impact of multiple access interference(MAI), ISI and self beat noise on system performance is analyzed by using saddle-point approximation and the bit error rate(BER) expression of the system is presented. Simulations on the systems with optimal threshold and optical hard limiter show that the error probability of symbol “1” is the key factor to the system performance and it is also the main matter for on/off keying(OOK) system to overcome. A balance detection system with two en/decoders is presented and its performance is analyzed and compared with traditional OOK system. Results show its superior performance to the traditional one.

**Key words** optical communications; optical code-division multiple access; intersymbol interference; multiple access interference; beat noise; saddle-point approximation

## 1 引 言

时域相位编解码技术是近些年发展起来的光码分多址(OCDMA)新技术,具有较高的码片速率、较好的自互相关性能以及较高的安全性,在未来全光接入网、光保密通信等方面具有很好的应用前景。近几年,随着光纤光栅设计理论与制作工艺的不断进步,高速率、长码长的时域相位编解码器不断推出。2001年,英国南安普顿大学的研究者利用基于

超结构光纤光栅的 255 码片编解码器进行了码片速率为 320 Gchip/s 的时域相位编解码实验<sup>[1]</sup>;2006年,日本国家信息与通信技术研究所(NICT)与 NTT 公司合作,完成了码长为 511,码片速率为 640 Gchip/s 的时域相位编解码系统实验<sup>[2]</sup>。在国内,基于等效相移技术的时域相位编解码器已能达到 1024 码片<sup>[3]</sup>,并且已有码长为 127,码片速率为 160 Gchip/s 编解码及传输实验的报道<sup>[4]</sup>。

**收稿日期:** 2008-01-07; **收到修改稿日期:** 2008-02-29

**基金项目:** 国家自然科学基金(60502003)资助课题。

**作者简介:** 朱英勋(1978—),男,山东人,博士研究生。主要从事集成光码分多址编/解码技术,光网络方面的研究。

E-mail: ying\_xun319@163.com

**导师简介:** 王 荣(1962—),男,江苏人,博士生导师。主要从事集成光电子学,光网络方面的研究。

E-mail: wr\_163@163.com

码长的增加虽然可以降低多址干扰(MAI)的功率并能够有效压制差拍噪声<sup>[5]</sup>,然而此结论存在着限制条件,即编码信号时长应限于比特周期内。当编码信号超出比特周期时,相邻码元间存在码间串扰(ISI),并且由于每个码元具有随机的光载波相位,使得解码信号在接收过程中,因光电二极管的平方律检波特性而造成不同码元间产生差拍称之为自差拍噪声(SB),使系统性能恶化。

本文对由码间串扰、多址干扰所引起的差拍噪声进行了详细的分析,结果表明造成系统性能恶化的主要原因并非串扰本身,而是由串扰引起的差拍噪声。即使是单用户系统,自差拍也可能导致严重的性能下降。对采用最佳门限接收以及光硬限幅器的系统性能进行了仿真分析,结果表明对于开关键控(OOK)系统,“1”码的误判概率是影响系统的主要因素,且很难消除。解决办法为采用平衡检测系统,最后提出一种采用双编/解码器的平衡检测系统,与传统 OOK 系统相比,该系统的性能有较大提升。

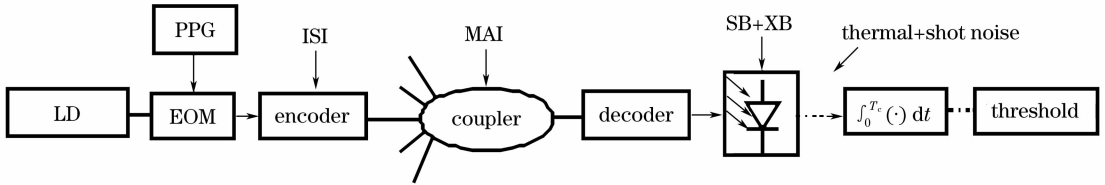


图 1 时域相位光码分多址系统噪声源

Fig. 1 Noise sources of a temporal phase optical code-division multiple access system

## 3 系统的误码性能分析

### 3.1 系统的数学模型

考虑一个具有  $M+1$  个用户的多用户系统,每

## 2 时域相位光码分多址系统中的噪声

图 1 所示为多用户时域相位光码分多址系统噪声源模型,LD 为激光二极管;EOM 为电光调制器;PPG 为准随机脉冲发生器;ISI 为码间串扰;MAI 为多址干扰;SB 为自差拍噪声;XB 为互差拍噪声。模型中共考虑了六种噪声对系统的影响:码间串扰来源于编解码器。由于时域相位光码分多址系统是扩时系统(TS-OCDMA),因此被送入编码器的光脉冲信号在时域上被扩展,展宽程度与编码器的码片长度( $L_{\text{chip}}$ )有关。当编码信号时长超过比特周期时,相邻码元间形成串扰;多址干扰来源于星型网络,是由于各用户地址码的不完全正交性造成的;差拍噪声来源于光电检测,是由于光电二极管的平方律检波特性使得串扰码元和多址干扰在平方律检测时产生信号与干扰以及干扰之间的差拍(自差拍和互差拍),形成噪声进入接收机带宽中;散弹噪声来源于光电二极管光电子计数的随机性;热噪声来源于接收机电路。

个用户共有  $2K$  个码间串扰,则目标用户的解码器输出信号在一个码片周期内的数学表达式为

$$E(t) = A_d \exp[j\omega_d t + \varphi_d(t)] + \sum_{\substack{i=-K \\ i \neq 0}}^K A_i \exp[\omega_d(t - iT_b) + \Delta\omega_i(t - iT_b) + \varphi_d(t - iT_b)] + \sum_{k=1}^M B_k \exp[\omega_k(t - \tau_k) + \varphi_k(t - \tau_k)] \quad (1)$$

其中  $A_d$ 、 $A_i$  分别表示有用信号自相关峰值幅度和旁瓣幅度; $\omega_d$  表示有用信号的中心频率; $\varphi_d$  为有用信号的相位噪声,服从  $[0, 2\pi]$  内的均匀分布;假设系统中共有  $M$  个干扰用户同时发“1”, $B_k$  为第  $k$  个干扰用户峰值幅度; $\omega_k$  为其中心频率; $\tau_k$ 、 $\varphi_k$  为第  $k$  个用户与有用信号之间的随机时延和相位噪声,分别服从  $[0, T_b]$  和  $[0, 2\pi]$  内的均匀分布。再假设码间串扰共有  $2K$  项, $T_b$  为比特周期, $\Delta\omega_i$  为有用信号不

同比特间的频率差, $\Delta\omega_i$  与脉冲光源的线宽有关,变化范围一般在 1 GHz 左右<sup>[4]</sup>; (1) 式中第一项为有用信号项,为自相关输出。第二个求和项为码间串扰,表示有用信号相邻码元的自相关旁瓣在该码片周期内的叠加。第三个求和项为多址干扰,为不同用户的互相关对有用用户的干扰。式中, $A_i$  与  $B_k$  均为随机变量,其特性由地址码决定,假设系统中地址码采用 Gold 序列,其自互相关具有三值特性<sup>[6]</sup>

$$I_{p,q,r} = \begin{cases} (t-1)/L, & p = [2^{t-2} + 2^{(t-3)/2}]/L \\ -1/L, & r = (2^t - 2^{t-1})/L \\ -(t+1)/L, & q = [2^{t-2} - 2^{(t-3)/2}]/L \end{cases} \quad (2)$$

其中  $L$  为序列长度,  $L = 2^t$ ,  $t = 2^{(t+1)/2}$ , 则  $A_i$  与  $B_k$  的概率密度函数为

$$P_X(x) = r\delta\left(x + A_d \frac{1}{L}\right) + p\delta\left(x - A_d \frac{t-1}{L}\right) + q\delta\left(x + A_d \frac{t+1}{L}\right). \quad (3)$$

在接收端,采用 PIN 进行光电检测,接收机可等效成一个平方律检波器和一个积分器,判决变量可表示为

$$\begin{aligned} Z(t) = & R \int_0^{T_c} E(t)E^*(t)dt + R \int_0^{T_c} n_0(t)dt = RT_c A_d^2 + RT_c \sum_{i=-N, i \neq 0}^N A_i^2 + RT_c \sum_{k=1}^M B_k^2 + \\ & \int_0^{T_c} \sum_{i=-N, i \neq 0}^N 2RA_d A_i \cos[\varphi_d(t) - \varphi_d(t - iT_b) - \Delta\omega_i(t - iT_b)t]dt + \\ & \int_0^{T_c} \sum_{i=j+1j=-N, i \neq 0}^N \sum_{j=-N, i \neq 0}^N 2RA_i A_j \cos[\omega_i(t - iT_b)t - \omega_j(t - jT_b)t + \varphi_i(t - iT_b) - \varphi_j(t - jT_b)]dt + \\ & \int_0^{T_c} \sum_{k=1}^M 2RA_d B_k \cos[\omega_d t - \omega_k(t - \tau_k)t + \varphi_d(t) - \varphi_k(t - \tau_k)]dt + \\ & \int_0^{T_c} \sum_{l=k+1}^M \sum_{k=1}^{M-1} 2RB_k B_l \cos[\omega_k(t - \tau_k)t - \omega_l(t - \tau_l)t + \varphi_k(t - \tau_k) - \varphi_l(t - \tau_l)]dt + \\ & \int_0^{T_c} \sum_{k=1}^M \sum_{i=1}^N 2RB_k A_i \cos[\omega_k(t - \tau_k)t - \omega_i(t - \tau_i)t + \varphi_k(t - \tau_k) - \varphi_i(t - \tau_i)]dt + R \int_0^{T_c} n_0(t) dt, \quad (4) \end{aligned}$$

其中假设接收机为码片级接收,带宽为  $1/T_c$ ,  $R$  为光电二极管响应度,单位为  $A/W$ ,  $n_0(t)$  为接收机热噪声。第一项为目标用户信号,第二项为多用户干扰,第三项为码间串扰,其余项分别为目标用户信号与其他用户信号及其码间串扰间的差拍。在处理  $Z(t)$  时,还用到了些近似:在时域相位光码分多址系统中,可以假设各用户之间的频率差  $\Delta\omega$  小于  $1 \text{ GHz}^{[5]}$ ,而码片周期通常在数十皮秒量级,使得乘积  $\Delta\omega t \ll 2\pi$ ,因此式(2)中所有含有频率差的分量可以在积分中忽略。对于相干系统,光源的相干时间  $\tau_c \gg T_c$ ,因此式(4)中所有的相位项都可以视为缓变的并服从  $[0, 2\pi]$  均匀分布,因此在积分中可认为是常数,近似的结果为

$$\begin{aligned} Z(t) = & R \int_0^{T_c} E(t)E^*(t)dt + R \int_0^{T_c} n_0(t)dt = \\ & RT_c A_d^2 + RT_c \sum_{i=-N, i \neq 0}^N A_i^2 + RT_c \sum_{k=1}^M B_k^2 + \sum_{i=-N, i \neq 0}^N 2RT_c A_d A_i \cos(\Delta\varphi_{di}) + \\ & \sum_{i=j+1j=-N, i \neq 0}^N \sum_{j=-N, i \neq 0}^N 2RT_c A_i A_j \cos(\Delta\varphi_{ij}) + \sum_{k=1}^M 2RT_c A_d B_k \cos(\Delta\varphi_{dk}) + \\ & \sum_{l=k+1}^M \sum_{k=1}^{M-1} 2RT_c B_k B_l \cos(\Delta\varphi_{kl}) + \sum_{k=1}^M \sum_{i=1}^N 2RT_c B_k A_i \cos(\Delta\varphi_{ki}) + R \int_0^{T_c} n_0(t)dt \quad (5) \end{aligned}$$

(5)式中

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{di} &= \varphi_d(t) - \varphi_d(t - iT_b), \\ \Delta\varphi_{ij} &= \varphi_i(t - iT_b) - \varphi_j(t - jT_b), \\ \Delta\varphi_{dk} &= \varphi_d(t) - \varphi_k(t - \tau_k), \\ \Delta\varphi_{kl} &= \varphi_k(t - \tau_k) - \varphi_l(t - \tau_l), \\ \Delta\varphi_{ki} &= \varphi_k(t - \tau_k) - \varphi_i(t - \tau_i). \end{aligned}$$

### 3.2 系统的误码率

为了求解  $Z(t)$  的统计特性,将  $Z(t)$  视为光子计数过程。定义  $\alpha$  为单位能量的入射光产生的光电子数,其表达式为

$$\alpha = \eta / (hf), \quad (6)$$

其中  $\eta$  为量子效率,  $h$  为普朗克常量,  $f$  为入射光频

率。光电二极管的响应度  $R$  与  $\alpha$  具有关系为

$$R = \frac{I_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{\eta q}{hf} = \alpha q, \quad (7)$$

其中  $I_{\text{out}}$  为光电流,  $P_{\text{in}}$  为入射光功率,  $q$  为电子电荷。对于确定光场, 其计数过程为一个泊松过程, 计数概率为

$$P(k) = \frac{m_v^k e^{-m_v}}{k!} \quad (8)$$

其中  $m_v$  为功率为  $P$  的光场在时间间隔  $(0, T)$  内的平均计数,

$$m_v = \alpha PT \quad (9)$$

对于随机光场, 平均计数也具有随机性, 计数过程的概率为

$$\begin{aligned} P(k) &= \int_0^{+\infty} \text{Pos}(k, m) P_{m_v}(m) dm \\ &= \int_0^{+\infty} \frac{m^k e^{-m}}{k!} P_{m_v}(m) dm \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $\text{Pos}(k, m)$  为泊松过程的概率分布, 条件概率  $P_{m_v}(m)$  表示平均光子数的概率分布。根据(8)式, (10)式和概率密度函数(3)式, 可以将有用信号、码间串扰和多址干扰的光子计数概率表示为

$$P_{m_d}(k) = \frac{m_d^k e^{-m_d}}{k!}, \quad (11)$$

$$P_{\text{ISI}}(k) = p \frac{n_p^k e^{-n_p}}{k!} + q \frac{n_q^k e^{-n_q}}{k!} + r \frac{n_r^k e^{-n_r}}{k!}, \quad (12)$$

$$P_{\text{MAI}}(k) = p \frac{m_p^k e^{-m_p}}{k!} + q \frac{m_q^k e^{-m_q}}{k!} + r \frac{m_r^k e^{-m_r}}{k!}, \quad (13)$$

其中,  $m_d = \alpha A_d^2 T_c$ ,  $n_i = \alpha A_d^2 I_i^2 T_c$  ( $i = p, q, r$ ),  $m_k = \alpha A_d^2 I_k^2 T_c$  ( $k = p, q, r$ ), 分别为一个码片周期内数据信号, 码间串扰和多用户干扰的平均光子计数。值得注意的是地址码采用非 Gold 序列时, (12)式与(13)式会有所不同。

根据讨论, 可以将  $Z(t)$  中的各项的矩母函数表示出来。首先是有用信号项:

$$\Psi_d(s) = E(e^{sk}) = \sum_{k=0}^{+\infty} P_{m_d}(k) e^{sk} = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{m_d^k e^{-m_d}}{k!} e^{sk} = \exp[m_d(e^s - 1)], \quad (14)$$

码间串扰与多址干扰项:

$$\begin{aligned} \Psi_{\text{ISI}}(s) &= [E(e^{sk})]^n = \left[ \sum_{k=0}^{+\infty} P_{\text{ISI}}(k) e^{sk} \right]^n = \left[ \sum_{k=0}^{+\infty} \left( p \frac{n_p^k e^{-n_p}}{k!} + q \frac{n_q^k e^{-n_q}}{k!} + r \frac{n_r^k e^{-n_r}}{k!} \right) e^{sk} \right]^n \\ &= \{ p \exp[n_p(e^s - 1)] + q \exp[n_q(e^s - 1)] + r \exp[n_r(e^s - 1)] \}^n, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{\text{MAI}}(s) &= [E(e^{sk})]^m = \left[ \sum_{k=0}^{+\infty} P_{\text{MAI}}(k) e^{sk} \right]^m = \left[ \sum_{k=0}^{+\infty} \left( p \frac{m_p^k e^{-m_p}}{k!} + q \frac{m_q^k e^{-m_q}}{k!} + r \frac{m_r^k e^{-m_r}}{k!} \right) e^{sk} \right]^m \\ &= \{ p \exp[m_p(e^s - 1)] + q \exp[m_q(e^s - 1)] + r \exp[m_r(e^s - 1)] \}^m, \end{aligned} \quad (16)$$

由于  $A_i$  与  $B_k$  具有相同的分布, 因此差拍噪声项可以统一表示为

$$\Psi_{B_1}(s) = \left[ E \left\{ \sum_{a=p,q,r} \exp[2sm_d I_a^2 \cos(\Delta\varphi_{di})] \right\} \right]^{n+m} = \left[ \sum_{a=p,q,r} J_0(2sm_d I_a^2) \right]^{n+m}, \quad (17)$$

$$\Psi_{B_2}(s) = \left[ E \left\{ \sum_{a=p,q,r} \sum_{b=p,q,r} \exp[2sm_d I_a I_b \cos(\Delta\varphi_{di})] \right\} \right]^{n^2+m^2+mn} = \left[ \sum_{a=p,q,r} J_0(2sm_d I_a^2) \right]^{n^2+m^2+mn}, \quad (18)$$

其中  $\Psi_{B_1}(s)$  为主差拍的矩母函数, 表示信号与干扰间的差拍, 共有  $m+n$  个乘积项。  $\Psi_{B_2}(s)$  为次差拍的矩母函数, 表示干扰间的差拍, 共有  $n^2+m^2+mn$  个乘积项。  $J_0(x)$  为零阶贝塞尔函数。热噪声积分变量

$\int_0^{T_c} n_0(t) dt$  为一个均值为 0, 方差为  $\frac{k_b T_e}{R_l B_e c q^2}$  的高斯随机变量, 其矩母函数为

$$\Psi_N(s) = E \left[ \exp \left( s \int_0^{T_c} n_0(t) dt \right) \right] = \exp \left( \frac{s^2 \sigma^2}{2} \right) \quad (19)$$

其中  $T_e$  为绝对温度,  $R_l$  为接收机等效负载阻抗,  $B_e$  为等效带宽。综上, 可以得到判决变量的矩母函数为

$$\Psi(s) = \begin{cases} \Psi_d(s) \Psi_{\text{ISI}}(s) \Psi_{\text{MAI}}(s) \Psi_{B_1}(s) \Psi_{B_2}(s) \Psi_N(s), & \text{发“1”} \\ \Psi_{\text{ISI}}(s) \Psi_{\text{MAI}}(s) \Psi(s)_{B_2} \Psi_N(s). & \text{发“0”} \end{cases} \quad (20)$$

根据鞍点近似<sup>[6,8]</sup>, 用户发“0”与发“1”时的误码率分别为

$$\begin{aligned} P_e(1|0)(m, n) &= P_r(Z > \alpha | b_0 = 0) \approx \\ &= \exp[\Phi(s_0)] / \sqrt{2\pi\Phi''(s_0)}, \end{aligned} \quad (21)$$

$$P_e(0 | 1)(m, n) = P_r(Z < \alpha | b_0 = 1) \approx \exp[\Phi(s_1)] / \sqrt{2\pi\Phi''(s_1)}, \quad (22)$$

其中  $\alpha$  为判决门限,  $\Phi(s)$  与  $\Psi(s)$  相关为

$$\Phi(s) = \ln[\Psi(s)] - s\alpha - \ln|s|, \quad (23)$$

$s_1, s_0$  分别为方程

$$\Phi(s)' = 0 \quad (24)$$

的正负根。同时考虑码间串扰和多用户干扰的时域相位系统的误码率可以表示为

$$N_{BER} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N p_M(m) p_N(n) B_{BER}(m, n), \quad (25)$$

$p_M(m)$  为  $M$  个干扰用户中有  $m$  个用户同时发“1”的概率,  $p_N(n)$  为  $N$  个相邻比特中有  $n$  个为“1”的概率。 $p_M(m)$  与  $p_N(n)$  分别服从二项分布

$$p_M(m) = \frac{(M-1)!}{(M-m-1)!m!} 2^{-(M-1)}, \quad (26),$$

$$p_N(n) = \frac{(N-1)!}{(N-n-1)!n!} 2^{-(N-1)}, \quad (27)$$

$N_{BER}(m, n)$  为系统中有  $m$  个发“1”用户和  $n$  个码间串扰时的误码率, 由 (28) 式给出:

$$\begin{aligned} N_{BER}(m, n) &= P_{chip}(0)P_e(1 | 0)(m, n) + P_{chip}(1)P_e(0 | 1)(m, n) \\ &= \left[ P_{data}(0) + P_{data}(1) \left( 1 - \frac{T_c}{T_{Bit}} \right) \right] P_e(1 | 0)(m, n) + P_{data}(1) \frac{T_c}{T_{Bit}} P_e(1 | 0)(m, n) \\ &= \frac{1}{2} \left[ \left( 2 - \frac{T_c}{T_{Bit}} \right) P_e(1 | 0)(m, n) + \frac{T_c}{T_{Bit}} P_e(1 | 0)(m, n) \right] \end{aligned} \quad (28)$$

### 2.3 仿真分析

考虑一个地址码采用 Gold 序列, 码片数为  $N_{chip}$  的时域相位光码分多址系统, 系统码元速率为  $R_b$ , 编码器码片周期为  $T_c$ , 则解码端输出信号码间串扰数目为  $N = 2(N_{chip} - 1)T_cR_b - 1$ 。对于采用 Gold 序列的系统, 码间串扰的影响与多用户干扰是相同的, 因此分析统一用干扰数  $N$  来表示系统干扰用户和码间串扰。系统其他参数设置如表 1 所示。

表 1 系统仿真参数设置  
Table 1 System simulation parameters

Equivalent environment temperature, $T_e/K$	300	Extinction ratio, $\gamma/dB$	20
Equivalent load resistor, $R_l/\Omega$	1000	Data bit rate, $R_b/(Gb/s)$	2.5
Central frequency of optical carrier, $f_0/THz$	193.1	Boltzmann constant, $K_b$	$1.379 \times 10^{-23}$
Quantum efficiency, $\eta$	0.9	Planck constant, $h$	$6.624 \times 10^{-34}$

图 2 显示了具有固定门限值为 511 码片时域相位光码分多址系统的误码率曲线。可以看到, 误码率随串扰数目急剧上升, 当串扰数达到 5 时, 误码率曲线出现下限; 串扰数达到 11 时, 误码率下限仅为  $10^{-2}$ , 系统已无法正常工作。图 3 为未考虑差拍噪声时的系统误码曲线, 系统误码率随串扰数增加变

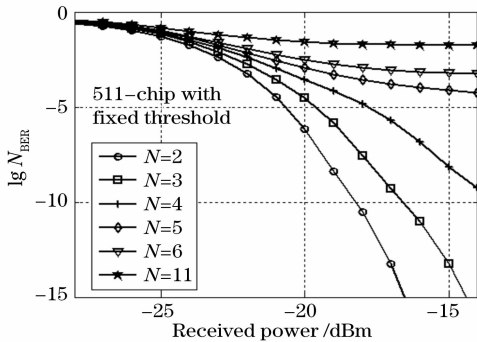


图 2 固定接收门限时的系统误码性能

Fig. 2 The bit error rate performance of the system with fixed threshold

化不大, 由此可见, 差拍噪声是影响系统性能的决定性因素。

多址干扰与码间串扰对系统所造成后果是使“1”, “0”码功率高低起伏, 使得噪声功率上升。在传统的非相干光码分多址系统中, 使用具有动态门限

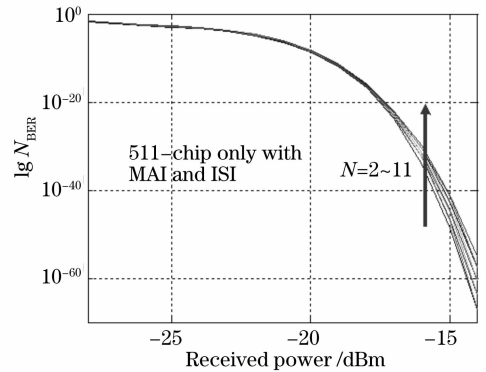


图 3 不考虑差拍噪声时系统误码性能

Fig. 3 The bit error rate performance of the system without beat noise

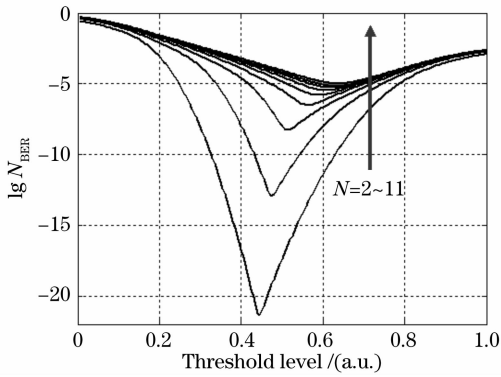


图 4 考虑差拍噪声系统在不同接收门限的误码特性  
Fig. 4 The bit error rate performance of the system with beat noise under different threshold

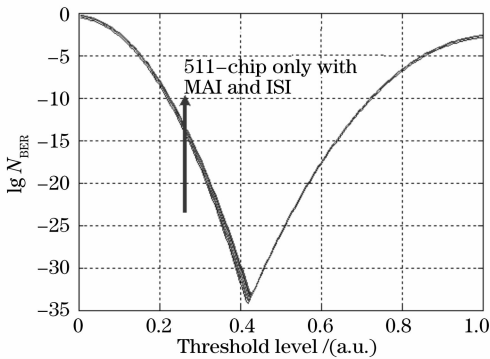


图 5 未考虑差拍噪声的系统在不同接收门限时的误码特性  
Fig. 5 The bit error rate performance of the system without beat noise under different threshold

调整的接收机可以在一定程度上改善系统的性能。最佳门限会随着干扰数目变化而变化,图 4,图 5 分别为接收功率为  $-17$  dBm,干扰数为  $2\sim 11$  时接收门限与误码率的关系。图中最佳门限并不是取在  $1/2$  处,对于考虑了差拍噪声的系统,最佳门限会随着干扰数的上升而增加,而对于只考虑多址干扰和码间串扰的系统,最佳门限的取值变化不大。最佳门限还与接收功率有关,图 6 为同时考虑不同干扰数和接收功率时最佳门限的变化曲线,图中可见最佳门限值取值随干扰数上升,而接收功率的增加而下降。最佳门限的设置对系统的影响是比较明显的,图 7 为使用了最佳门限接收时系统的误码特性,与图 2 相比,系统误码性能有了一定的提升,在接收功率为  $-15$  dBm 时,系统误码率下降了 3 个数量级,然而误码率下限仍然保持在  $10^{-5}$ ,这对于实际系统来说仍是不可接受的。

另一种抑制串扰的方法为在解码器输出端增加一个光硬件限幅器(OHL)<sup>[2,9]</sup>,理想的硬件限幅器的表示式为

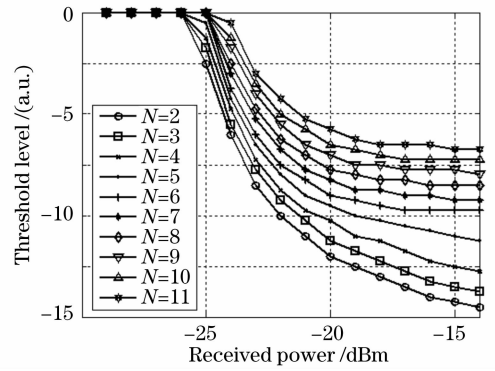


图 6 最佳接收门限与接收功率及干扰数的关系  
Fig. 6 Relation between the optimal threshold and received power under different interference numbers

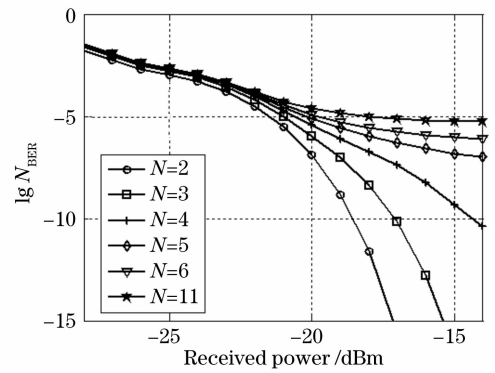


图 7 最佳接收门限系统的误码特性  
Fig. 7 The bit error rate performance of the system with optimal threshold

$$G(x) = \begin{cases} Th_x, & x > Th_x \\ 0, & x < Th_x \end{cases} \quad (29)$$

其中  $x$  为输入到光硬件限幅器中的光功率,  $Th_x$  为光硬件限幅器阈值,  $Th_x$  可调整。光硬件限幅器的作用为将小于阈值的信号设为 0, 而大于阈值的信号设为  $Th_x$ , 因此由多址干扰、码间串扰造成的光功率波动可以消除。

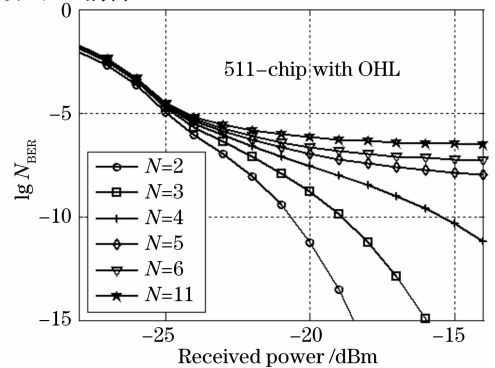


图 8 加入了理想光硬件限幅器系统的误码特性  
Fig. 8 The bit error rate performance of the system with optical hard limiter

图 8 为考虑光硬件限幅器时系统的误码特性,接收机判决门限设为  $Th_x/2$ ,与图 2 相比系统误码特性有了较大改善,干扰数为 11 时,误码率下限降至  $10^{-7}$  左右;在  $10^{-9}$  误码率水平下,功率代价有了 3 dB 的改善。

改善误码特性的措施的目的均是抑制多址干扰和码间串扰,而对于差拍的抑制并不明显。原因在于无论是采用最佳门限还是采用光硬件限幅器,改善的仅仅是“0”码误判为“1”码的概率。而对“1”码误判为“0”码的概率基本上没有什么改变,如图9、

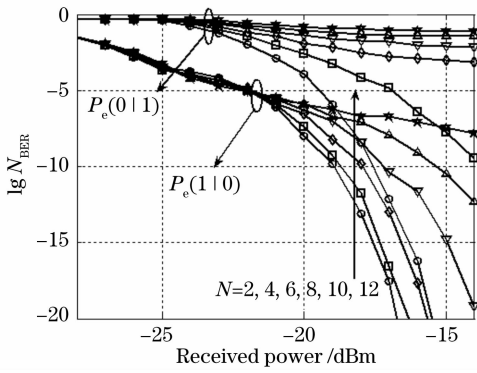


图 9 采用最佳门限时“0”“1”码误判概率

Fig. 9 Error probabilities of “0” and “1” with optimal threshold

图 10 所示。

图 11 说明了这种问题产生的根源。光硬件限幅器消除的只是“0”码中多址干扰、码间串扰,而在“1”码的码片周期内,还留有残余干扰,由于残余干扰的相位可能与数据信号相位相反,因此干扰与数据信号的差拍项可使得信号功率下降,每个干扰最大可使得信号功率下降  $2\sqrt{Th_x P_i}$ 。因此,适当降低接收机的接收门限将有助于提高系统的误码性能。图 12 所示的接收门限为  $Th_x/4$  时系统误码曲线验证了这一结论。

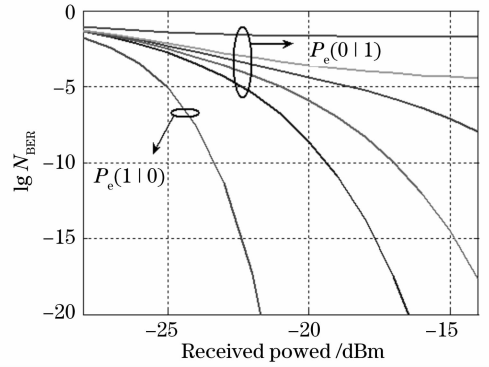


图 10 采用光硬件限幅器时“0”“1”码误判概率

Fig. 10 Error probabilities of “0” and “1” with optical hard limiter

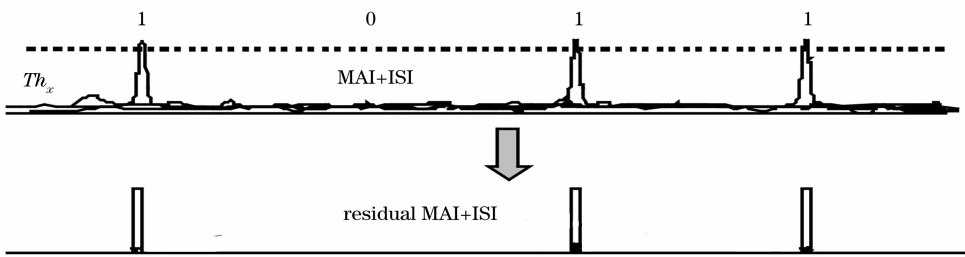


图 11 利用光硬件限幅器消除多址干扰与码间串扰的原理

Fig. 11 Principle of elimination of multiple access interference and inter symbol interference by optical hard limiter

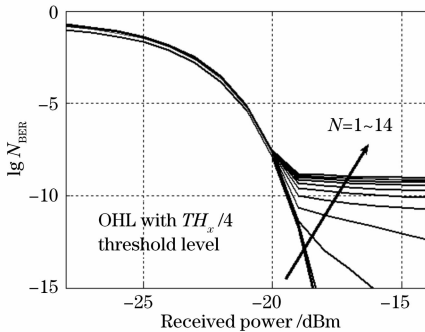


图 12 接收机门限为  $Th_x/4$  时应用了光硬件限幅器的系统误码特性

Fig. 12 Bit error rate performance of the system with OHL and  $Th_x/4$  threshold

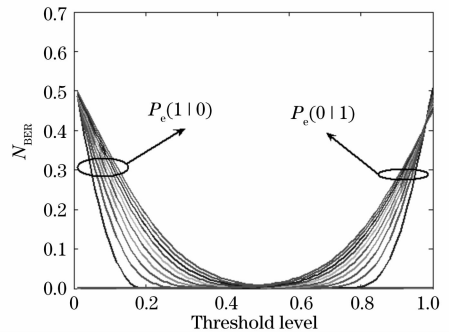


图 13 “0”码和“1”码误判概率随判决门限的变化

Fig. 13 Relation between error probabilities of “0” and “1” and threshold

实质上，“0”码与“1”码的接收是一对矛盾。如图 13 所示,对于“0”码,多址干扰、码间串扰以及差拍噪声提高了接收信号功率,希望接收门限提升,而对于“1”码,差拍噪声可以降低有用信号峰值功率,希望接收门限下降,最佳门限接收也只是对两种误判概率的折中。因此可以采用平衡的方式接收,即“0”码与“1”码具有相同的概率密度。差分相移键控形式的数据调制形式具有平衡的概率密度分布,结

合了差分检测,可使得系统的接收灵敏度提高 3 dB<sup>[10]</sup>。然而受器件的限制,10 Gb/s 的差分相移键控系统目前仍没有得到实际应用。事实上,不仅仅是差分相移键控调制形式,任何具有平衡概率密度的调制形式均可提高系统性能。

图 14 给出了采用双编/解码器的开关键控调制差分检测系统的原理框图。

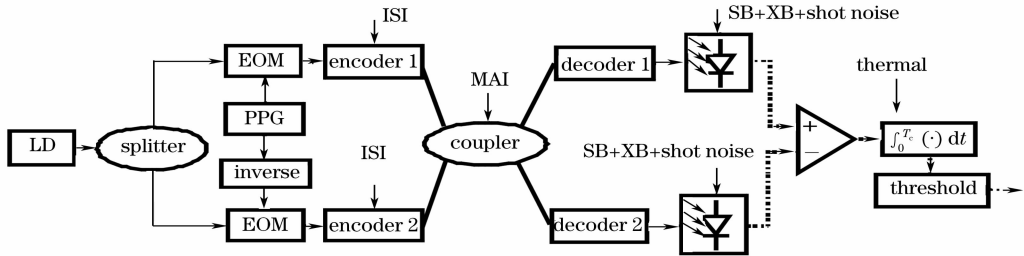


图 14 采用双编/解码器的平衡检测系统

Fig. 14 Balance detection system using double encoders/decoders

相干光源产生的连续光被分成两路分别送入调制器中。上一支路的信号由脉冲模式发生器产生,经调制后进入编码器 1;下一支路将脉冲模式发生器产生的电信号取反,调制后进入编码器 2。编码器 1 和 2 分别采用两个不同的地址码序列,地址码序列的互相关满足式(2)。两路光信号经耦合器进入网络。在接收端,光信号重新被分成两路分别由解码器 1 和 2 解码。解码器 1 和 2 与编码器 1 和 2 相对应。两路解码信号经差分检测后判决输出。采用这种结构的系统利用了地址码的互相关特性,将“0”码与“1”码分别编码,因此“0”码与“1”码具有相同的概率密度函数,判决门限只需设置为 0 即可。与单编解码器开关键控系统相比,系统容错能力显著增强,图 15 给出系统误码曲线,图中可以看到当干扰数为 11 时,误码率下限已经超过了  $10^{-10}$ 。

图 16 对比了两种系统在不同干扰数的功率代价,可以看到,平衡检测系统大大增加了系统的容量。

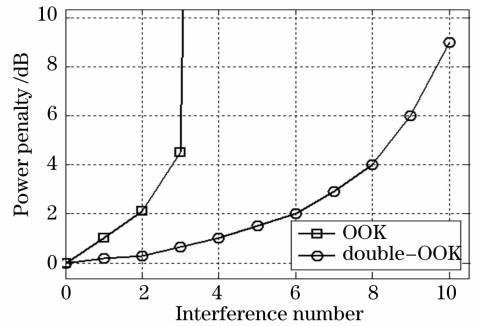


图 16 不同干扰数下开关键控系统 with 双编/解码器平衡检测系统的功率代价

Fig. 16 Power penalty of the on-off keying system and double encoders/decoders with balance detection system under different interference numbers

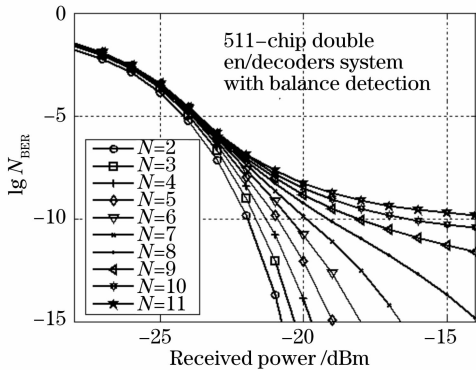


图 15 采用双编/解码器平衡检测系统的误码特性

Fig. 15 Bit error rate performance of the system using double en/decoders with balance detection

### 4 结 论

利用鞍点近似法分析了时域相位光码分多址系统的性能,推导了系统误码率公式。对影响系统性能的各种因素进行了分析,结果表明,差拍噪声是导致系统性能下降的最主要因素,当存在码间串扰时,即使是单用户系统也受自差拍的影响。采用最佳门限接收、光硬件限幅器等措施可以降低多址干扰、码间串扰的影响,但仅仅改善了“0”码的误判概率。采用平衡结构的差分检测系统可以使“0”、“1”码分别编码并具有相同的概率密度函数,从而使系统的性能得到大幅的改善。



## 参 考 文 献

- 1 P. C. Teh, M. Ibsen, J. H. Lee, A 4-channel WDM/OCDMA system incorporating 255-chip, 320 Gchip/s quaternary phase coding and decoding gratings[C]. *OFC'01*, 2001, PD37-1
- 2 Taro Hamanaka, Xu Wang, Naoya Wada *et al.*. Ten-user truly asynchronous gigabit OCDMA transmission experiment with a 511-chip SSFBG en/decoder[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2006, **24**(1): 95~102
- 3 Yitang Dai, Xiangfei Chen *et al.*. Phase-error-free, 1023-chip OCDMA en/de-coders based on reconstruction-equivalent-chirp technology and error-correction Method [C]. *OFC'07*, 2007, JWA28
- 4 Lu Lin, Wu Weilei, Fang Tao *et al.*. 2.5 Gbps 60 km OCDMA transmission experiment using EPS-SSFBG en/decoder [J]. *Chinese J. Lasers*, 2008, **35**(3): 418~421  
卢麟, 吴伟磊, 方涛等, 基于等效相移超结构光纤光栅编解码器的 2.5 Gbps 60 km 光码分多址传输实验[J]. *中国激光*, 2008, **35**(3): 418~421
- 5 Xu Wang, Ken-ichi Kitayama. Analysis of beat noise in coherent and incoherent time-spreading OCDMA [J]. *J. Lightwave technol.*, 2004, **22**(10):2226~2235
- 6 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
- 7 Robit M. Gagliardi, Sherman Karp. *Optical Telecommunications* [C]. Wiley Inter-Science Publishing house. 1998: 63~67
- 8 M. K. Liu, A. C. Vrahas, M. J. B. Moretti. Saddle point bit error rate computations for optical communication systems incorporating equalizers[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1995, **43**(2):989~1000
- 9 Z. Jiang, D. S. Seo, S.-D. Yang *et al.*. Four-User, 2.5-Gb/s, spectrally coded OCDMA system demonstration using low-power nonlinear processing[J]. *J. Lightwave technol.*, 2005, **23**(1): 143~157
- 10 Xu Wang, Naoya Wada, Tetsuya Miyazaki *et al.*. Coherent OCDMA system using DPSK data format with balanced detection [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2006, **18**(7):826~828