

文章编号: 0258-7025(2005)07-0942-06

二维光码分多址的地址码及干扰估计接收机

万生鹏^{1,2}, 何赛灵², 胡 渝³

¹ 南昌航空工业学院, 江西 南昌 330034; ² 浙江大学光学仪器国家重点实验室, 光及电磁波研究中心, 浙江 杭州 310027
³ 电子科技大学物理电子学院, 四川 成都 610054

摘要 阐述了自相关旁瓣为 0, 互相关值小于等于 1 的二维光正交码(2D-OOC)的新构造方法及非同步频域跳频时域扩频二维光码分多址(2D-OCDMA)系统中的干扰估计接收机模型。二维光正交码的新构造方法以两个单极性码分别作为频域跳频模式和时域扩频模式。用作频域跳频模式的地址码是自相关旁瓣及互相关值小于等于 1 的一维光正交码(1D-OOC), 用作时域扩频模式的地址码其码长为素数或码长与码中任意两个非零码元的位置差值互质。将一个没有分配给任何用户并且和接收用户地址码正交的地址码用作干扰估计码来得到多用户干扰(MUI)估计值, 从而得到最佳的判决门限。系统误码率(BER)的分析显示干扰估计接收机系统的性能要优于传统的接收机系统。

关键词 光通信; 二维光码分多址; 二维频域跳频时域扩频码; 多用户干扰; 干扰估计接收机

中图分类号 TN 929.11 **文献标识码** A

Address Code and Interference Estimate Receiver of 2D-OCDMA

WAN Sheng-peng^{1,2}, HE Sai-ling², HU Yu³

¹ Nanchang Institute of Aeronautical Technology, Nanchang, Jiangxi 330034, China

² Center of Optical & Electromagnetic Res., State of Key Laboratory of

Modern Optical Instrumentation, Zhejiang University, Hangzhou, Zhejiang 310027, China

³ College of Physical Electronics, University of Electronic Science & Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China

Abstract The new construction scheme of two dimensional optical orthogonal codes (2D-OOCs), of which auto-correlation side lobes are 0 and the cross-correlation side lobes are at most 1, and the interference estimate receiver of asynchronous frequency-hopping time-spreading two-dimensional optical code division multiple access (2D-OCDMA) system are presented. For constructing the 2D-OOCs, two unipolar codes are used as the frequency-hopping pattern and the time-spreading pattern, respectively. The unipolar codes used as frequency-hopping patterns are OOCs of which auto-correlation side lobes and the cross-correlation one are at most 1, for the unipolar codes used as the time-spreading patterns, the restriction is that their code lengths are a prime number or their code length and displacement difference between any two non-zero chips in the same code are co-prime number. By using one 2D-OOC as multi-user interference (MUI) estimation code, which is not assigned to any user, the asynchronous MUI estimate can be realized. According to the estimating of MUI, the optimum decision threshold can be obtained. The analysis of bit error rate (BER) indicates that the system with interference estimate receiver has advantage over traditional system.

Key words optical communication; two-dimensional optical code division multiple access; two dimensional frequency-hopping time-spreading code; multi-user interference; interference estimate receiver

1 引 言

二维编码技术引起了人们的极大关注, 尤其是频域跳频时域扩频码^[1~6]。对单极性码的性能要求

都比较高。

本文提出了新的构造二维光正交码(2D-OOC)的方案。在这种新的构造方案中, 用作频域跳频模

收稿日期: 2004-09-06; 收到修改稿日期: 2004-11-08

作者简介: 万生鹏(1971—), 男, 南昌航空工业学院, 浙江大学博士后, 副教授, 主要从事光码分多址、分布式光纤传感及光子存储方面的研究。E-mail: sp_wan@163.com

式的单极性地址码必须满足自相关旁瓣及互相关值小于等于 1 的条件,而对用作时域扩频模式的单极性地址码的约束条件非常松,只要求其码长为素数,或该地址码中任意两非零码元在时间轴上的位置差值与码长互质。

与射频中的码分多址(CDMA)系统一样,随着在线用户数的增加,传统的光码分多址(OCDMA)系统性能急剧下降。为了减弱多用户干扰(MUI)对系统性能的影响,多用户检测技术相继被提出^[7~10]。无论是最佳多用户检测技术还是次最佳多用户检测技术,它们都需要知道其他在线用户的一些信息,比如,最佳多用户检测技术需要估计接收到的信号序列、信号功率及到达时间,这极大地增大了系统的复杂度,难以在实际中实现。

本文将采用最大后验概率估计技术,对频域跳频时域扩频二维光码分多址(2D-OCDMA)系统中的干扰估计接收机模型进行分析。在此基础上,将对采用素数/光正交作地址码及采用干扰估计接收机的二维光码分多址系统的误码率(BER)进行分析。

尽管本文中的干扰估计接收机模型与文献^[10]中的模型具有相似性,但仍然有其分析的必要性,因为二维光码分多址系统中用作干扰估计的地址码与接收用户的地址码的任意移位互相关为零,所以该干扰估计接收机不仅适用于同步系统,而且适用于非同步系统,而文献^[10]中必须保证同步,因为文献^[10]中使用的地址码只有在同步情况下才存在互相关为 0 的地址码对。

2 二维光正交码新的构造方法

首先,对即将用到的一些写法作说明。单极性地址码 S_i 用 $\{s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,m}, \dots, s_{i,W-1}\}$ 或 $[s_i(0), s_i(1), \dots, s_i(n), \dots, s_i(L_s - 1)]$ 来表示,其中, W 为码重, L_s 为码长, $s_{i,m} \in [0, W - 1]$, 表示非零码元在时间轴上的位置, $s_i(n) = 0, 1$ 。例:若地址码长为 19, 则 $\{1, 7, 11\}$ 表示地址码(0100000100010000000)。

$(L_s, W, 1)$ -OOC 表示码长为 L_s , 码重为 W , 自相关旁瓣和互相关值小于等于 1 的光正交码。下面阐述自相关旁瓣为 0, 互相关值小于等于 1 的二维光正交码的新构造方案。

设有单极性地址码 A 和 B , 其中, A 的码长、码重和容量分别为 L_A, W 和 Φ_A , B 的分别为 L_B, W 和 Φ_B 。

A 表示为: $A: \{A_i; i \in [0, \Phi_A - 1]\}$, 其中 A_i 表示为: $\{a_{i,0}, a_{i,1}, \dots, a_{i,m}, \dots, a_{i,W-1}\}$, B 表示为: $B: \{B_j; j \in [0, \Phi_B - 1]\}$, 其中 B_j 表示为: $\{b_{j,0}, b_{j,1}, \dots, b_{j,n}, \dots, b_{j,W-1}\}$ 。

为了用 A 作频域跳频模式和用 B_j 作时域扩频模式构造 $(L_B \times L_A, W, 1)$ -2D-OOC, A 必须是 $(L_A, W, 1)$ -OOC, B_j 则必须满足 L_B 为素数, 或者 $\Delta b_{n,n'}^{i,i'} = b_{j,n} - b_{j,n'} (b_{j,n'}, b_{j,n} \in B_j)$ 与 L_B 互质。

必须说明的是, 其实文献^[3]中用作时域扩频模式的地址码均满足此条件, 因此文献^[3]的构造方案是本文构造方案的特例。具体的频域跳频和时域扩频模式描述可参阅文献^[11]。

由 A 可得到频域跳频模式(也即波长值由 A 的非零码元在时间轴上的位置决定)

$$\{\lambda_{a_{i,0} \oplus k}, \lambda_{a_{i,1} \oplus k}, \dots, \lambda_{a_{i,W-1} \oplus k}\};$$

$$i \in [0, \Phi_A - 1], k \in [0, L_A - 1],$$

式中 \oplus 表示模 L_A 加。由 B_j 可得到时域扩频模式(波长在时间轴上的位置由 B_j 的非零码元在时间轴上的位置决定)

$$\{[l \otimes b_{j,0}, l \otimes b_{j,1}, \dots, l \otimes b_{j,W-1}]; l \in [1, L_B - 1],$$

式中 \otimes 表示模 L_B 积。下面用波长的下标表示波长值, 波长小括号里的值表示波长在时间轴上的位置。由频域跳频模式和时域扩频模式可得到地址码 C

$$\{\lambda_{a_{i,0} \oplus k}(l \otimes b_{j,0}), \lambda_{a_{i,1} \oplus k}(l \otimes b_{j,1}), \dots,$$

$$\lambda_{a_{i,W-1} \oplus k}(l \otimes b_{j,W-1}); i \in [0, \Phi_A - 1],$$

$$k \in [0, L_A - 1], l \in [1, L_B - 1]\} \quad (1)$$

共有 $\Phi_A L_A (L_B - 1)$ 个。

下面证明其性能。 $a_{i,m}, a_{i,m'}, a_{i,m''}$ 及 $a_{i,m''}$ 是 A_i 中非零码元在时间轴上的位置, $b_{j,n}$ 及 $b_{j,n'}$ 是 B_j 中非零码元在时间轴上的位置。

自相关: $a_{i,m}, a_{i,m'} = 0, 1, \dots, L_A - 1$, 对任意 $m \neq m'$, 有 $a_{i,m} \neq a_{i,m'}$, 因为 A 的自相关旁瓣小于等于 1, 因此, 对于任意 $k = 0, 1, \dots, L_A - 1$, 必有: $a_{i,m} \oplus k \neq a_{i,m'} \oplus k$, 即在同一地址码中, 无相同波长存在, 故自相关旁瓣肯定为 0。

互相关: 分二种情况给予证明。

1) 两个码属于相同频域跳频模式

任意 $n \neq n'$, 有 $b_{j,n} \neq b_{j,n'}$, 即 $b_{j,n} - b_{j,n'} \neq 0$, 对于任意 $l, l' = 1, 2, \dots, L_B - 1$, 且 $l \neq l'$, 同时不妨设 $l > l'$, 又 L_B 为素数或 $\Delta b_{n,n'}^{i,i'}$ 与 L_B 互质, 因此必有 $(l - l') \otimes (b_{j,n} - b_{j,n'}) \neq 0$, 也即 $l \otimes (b_{j,n} - b_{j,n'}) \neq l' \otimes (b_{j,n} - b_{j,n'})$ 。因此, 不可能有两个波长同时在时间轴上重合, 所以互相关小于等于 1。

2) 两个码属于不相同频域跳频模式

A 的互相关小于等于 1, 所以, 对于 $i \neq i', m \neq m'$ 及 $m'' \neq m'''$, 有 $a_{i,m'} \oplus k - a_{i,m} \oplus k \neq a_{i,m''} \oplus k' - a_{i,m'''} \oplus k', k$ 可以等于 k' 。也即 $a_{i,m'} \oplus k = a_{i,m''} \oplus k'$ 及 $a_{i,m} \oplus k = a_{i,m''} \oplus k'$ 不可能同时成立, 即两个地址码中不可能有两个波长相同, 因此, 互相关小于等于 1。

下面给出一种具体的地址码构造例子。

例 1: 以 (41, 5, 1)-OOC 作为频域跳频模式, 以码长为 25 的地址码 $\{0, 1, 2, 3, 4\}$ 为时域扩频模式。

(41, 5, 1)-OOC 共有两个码字分别为 $\{1, 10, 16, 18, 37\}$ 和 $\{2, 20, 32, 33, 36\}$, 因此可得

$$\begin{aligned} & \{\lambda_{1 \oplus k}(l \otimes 0), \lambda_{10 \oplus k}(l \otimes 1), \lambda_{16 \oplus k}(l \otimes 2), \\ & \lambda_{18 \oplus k}(l \otimes 3), \lambda_{37 \oplus k}(l \otimes 4)\} \\ & \{\lambda_{2 \oplus k}(l \otimes 0), \lambda_{20 \oplus k}(l \otimes 1), \lambda_{32 \oplus k}(l \otimes 2), \\ & \lambda_{33 \oplus k}(l \otimes 3), \lambda_{36 \oplus k}(l \otimes 4)\} \end{aligned}$$

其中 $k \in [0, 40], l \in [1, 24], \oplus$ 表示模 41 加, \otimes 表示模 25 积。共有 1968 个。

从例 1 中给出的地址码不难发现, 存在互相关为零的地址码对, 因为它们没有相同的波长。并且从例 1 中可以发现, 任意一个地址码都可以找到和它互相关为零的地址码对。

3 系统模型及性能分析

干扰估计接收机的接收端结构如图 1 所示。

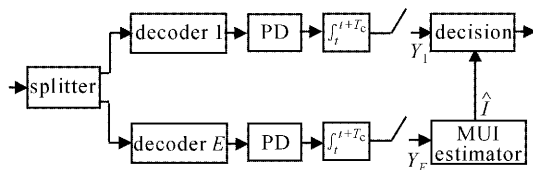


图 1 干扰估计接收机
Fig. 1 MUI estimate receiver

图 1 中, 进来的光束经 1:2 分束器分成两路, 一路经地址码 1 的解码器 1 解码, 另一路经干扰估计码 E 的解码器 E 解码。地址码 E 和地址码 1 正交, 即任意移位互相关等于零。地址码 1 分配给预期用户 1, 地址码 E 用作干扰估计码, 没有分配给任何用户用作地址码。解码器 E 输出的光信号经探测器转换成电信号再经积分器后进入干扰估计接收器, 干扰估计值和解码器 1 支路中输出的信号一起进入判决器。

设每个用户的功率相等, 计数速率均为 $n_s, n_s =$

$\alpha P_s, P_s$ 为用户光功率(经过 1:2 的光分束器后, 用户光功率要减半, 这里指进入解码器 1 和 E 中的实际光功率), $\alpha = \eta/hf, \eta$ 为量子效率, h 为普朗克常数, f 为光频。用 I 来表示多址干扰值, 则解码器 E 支路中经探测器后的计数速率为

$$n(t, I) = In_s. \tag{2}$$

在泊松计数模型下, Y_E 计数概率为

$$P(Y_E = k | I) = \frac{[\mu(I)]^k}{k!} e^{-\mu(I)}. \tag{3}$$

设码片宽度为 T_c , 则在码片检测下有

$$\mu(I) = \int_0^{T_c} n(t, I) dt = T_c In_s. \tag{4}$$

下面根据最大后验概率来对干扰进行估值。设 I 的概率密度为 $P(I)$, 则其后验概率为 $P(I | Y_E = k)$, 根据贝叶斯定理有

$$P(I | k) = \frac{P(k | I)P(I)}{\sum_I P(k | I)P(I)} = \frac{P(k | I)P(I)}{P(k)}.$$

因此, 求最大后验概率等效于求最大的 $P(k | I)P(I)$

$$\max_I \{\ln P(k | I) + \ln P(I)\}, \tag{5}$$

为计算方便, 引入了对数。将式(3)代入(5)式得

$$\max_I \{k \ln \mu(I) - \mu(I) - \ln(k!) + \ln P(I)\}, \tag{6}$$

如果 $\mu(I)$ 及 $P(I)$ 可导, 则式(6)对 I 求导, 并将式(4)代入可得

$$\frac{P'(\hat{I})}{P(\hat{I})} + \frac{k}{\hat{I}} - n_s T_c = 0. \tag{7}$$

因此, 若知道 $P(I)$ 的分布, 就可求得 \hat{I} 。多用户干扰一般可看作二项式分布^[12], 在用户数很多的情况下, 根据中心极限定理, 多用户干扰可看作是高斯分布。高斯分布比较简单, 可以直接由式(7)得到干扰估计值, 下面对第一种情况进行分析。二项式分布的概率为

$$P(I) = \binom{N-1}{I} P^I (1-P)^{N-I-1}, \tag{8}$$

其中 P 为其他一个用户对预期用户产生一个干扰的概率, 在此指平均干扰概率。对于一维光正交码(1D-OOC), $P = W^2/2L$, 但是对于二维光正交码, 则存在三种情况, $P = 0, P = 1/2L$ 及 $P = W/2L$, 在此取平均值。设对应这三种情况的地址码数分别为 N_0, N_1 及 N_w , 则平均值 $P = \frac{N_1/2L + N_w W/2L}{\Phi_{2D-OOC} - 2}$, 其中 Φ_{2D-OOC} 为二维光正交码集中地址码的总个数, $N_0 + N_1 + N_w = \Phi_{2D-OOC} - 2$, 因为本系统中一个用户要占用二个地址码, 所以总容量减 2。因为 $P(I)$

为离散函数,无法对其求导,因此,必须从式(6)出发直接求出 \hat{I} 。

若对于任何 $m \neq \hat{I}$,有

$$\begin{aligned} k \ln \mu(\hat{I}) - \mu(\hat{I}) + \ln P(\hat{I}) &\geq \\ k \ln \mu(m) - \mu(m) + \ln P(m), & \quad (9) \end{aligned}$$

则多址干扰为 \hat{I} 。将式(4)和式(8)代入得

$$k \ln \left(\frac{\hat{I}}{m} \right) \geq \ln \frac{\binom{N-1}{m}}{\binom{N-1}{\hat{I}}} + (\hat{I}-m)T_c n_s + (\hat{I}-m) \ln \left(\frac{1}{P} - 1 \right),$$

令

$$Y(\hat{I}, m) = \frac{\ln \left[\frac{\binom{N-1}{m}}{\binom{N-1}{\hat{I}}} \right] + (\hat{I}-m)T_c n_s + (\hat{I}-m) \ln \left(\frac{1}{P} - 1 \right)}{\ln(\hat{I}/m)}.$$

当 $m > \hat{I}$ 时, $k \leq Y(\hat{I}, m)$, 当 $m < \hat{I}$ 时, $k > Y(\hat{I}, m)$ 。

在 $m < \hat{I}$ 时,有

$$\ln \left[\frac{\binom{N-1}{m}}{\binom{N-1}{\hat{I}}} \right] \leq (m - \hat{I}) \ln \left[\frac{N - \hat{I}}{\hat{I}} \right],$$

所以有

$$Y(\hat{I}, m) \leq \frac{(\hat{I}-m) \left[T_c n_s + \ln \left(\frac{1}{P} - 1 \right) - \ln \frac{N - \hat{I} - 1}{\hat{I} + 1} \right]}{\ln(\hat{I}/m)},$$

因为 $\frac{\hat{I}-m}{\ln(\hat{I}/m)}$ 是 m 的增函数,所以 $m = \hat{I} - 1$ 时, $Y(\hat{I}, m)$ 有最大值。因 $k > Y(\hat{I}, m)$, 所以有

$$k > \frac{T_c n_s + \ln(1/P - 1) - \ln[(N - \hat{I})/\hat{I}]}{\ln[\hat{I}/(\hat{I} - 1)]},$$

同理,在 $m > \hat{I}$ 时,得到

$$k \leq \frac{T_c n_s + \ln(1/P - 1) - \ln[(N - \hat{I} - 1)/(\hat{I} + 1)]}{\ln[(\hat{I} + 1)/\hat{I}]},$$

令

$$D(\hat{I}) = \frac{T_c n_s + \ln(1/P - 1) - \ln[(N - \hat{I})/\hat{I}]}{\ln[\hat{I}/(\hat{I} - 1)]},$$

所以,如果

$$D(\hat{I}) < k \leq D(\hat{I} + 1), \quad (10)$$

则判 $I = \hat{I}$ 。

得到多址干扰的估计值后,可根据最大似然比准则确定判决门限值。设干扰值为 \hat{I} ,并假设用户 1 发 1 和发 0 的概率相等,为了区别于干扰分布概率,在此将式(3)中的泊松计数概率写成 Pr ,根据最大似然比准则,如果

$$\text{Pr}\{Y_1 = j \mid b_1 = 1, I = \hat{I}\} \geq \text{Pr}\{Y_1 = j \mid b_1 = 0, I = \hat{I}\},$$

则判 $b_1 = 1$ 。设地址码码重为 W (也即自相关峰值),则上式可写为

$$\exp(-W\lambda_s - \hat{I}\lambda_s) \frac{(W\lambda_s + \hat{I}\lambda_s)^j}{j!} \geq \exp(-\hat{I}\lambda_s) \frac{(\hat{I}\lambda_s)^j}{j!},$$

式中 $\lambda_s = n_s T_c$,对上式取对数,有

$$j \geq \frac{W\lambda_s}{\ln(1 + W/\hat{I})},$$

因此,可得到用户 1 的最佳判决门限为

$$Th(Y_E, \hat{I}) = \frac{W\lambda_s}{\ln(1 + W/\hat{I})}. \quad (11)$$

系统误码率可写为

$$P_e = \sum_{l=0}^{N-1} P_{e|I=l} P(I=l), \quad (12)$$

$$\begin{aligned} 2P_{e|I=l} = & \Pr\{Y_1 > Th(Y_E, \hat{I}) \mid b=0, I=l\} + \\ & \Pr\{Y_1 \leq Th(Y_E, \hat{I}) \mid b=1, I=l\} = \\ & \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{\infty} \Pr\{Y_E = k, \hat{I} = n \mid I=l\} \times \\ & \Pr\{Y_1 > Th(Y_E, \hat{I}) \mid b=0, Y_E = k, \hat{I} = n\} + \\ & \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{\infty} \Pr\{Y_E = k, \hat{I} = n \mid I=l\} \times \\ & \Pr\{Y_1 \leq Th(Y_E, \hat{I}) \mid b=1, Y_E = k, \hat{I} = n\} = \\ & \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{\infty} \Pr\{Y_E = k \mid I=l\} \times \\ & \Pr\{\hat{I} = n \mid Y_E = k, I=l\} \times \\ & \Pr\{Y_1 > Th(Y_E, \hat{I}) \mid b=0, \hat{I} = n\} + \\ & \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{\infty} \Pr\{Y_E = k \mid I=l\} \times \\ & \Pr\{\hat{I} = n \mid Y_E = k, I=l\} \times \\ & \Pr\{Y_1 \leq Th(Y_E, \hat{I}) \mid b=1, \hat{I} = n\} = \\ & \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=\lfloor D(n) \rfloor + 1}^{\lfloor D(n+1) \rfloor} \Pr\{Y_E = k \mid I=l\} \times \\ & \Pr\{Y_1 > Th(Y_E, n) \mid b=0, \hat{I} = n\} + \\ & \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=\lfloor D(n) \rfloor + 1}^{\lfloor D(n+1) \rfloor} \Pr\{Y_E = k \mid I=l\} \times \\ & \Pr\{Y_1 > Th(Y_E, n) \mid b=1, \hat{I} = n\} = \\ & \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=\lfloor D(n) \rfloor + 1}^{\lfloor D(n+1) \rfloor} \exp(-\lambda_s l) \frac{(\lambda_s l)^k}{k!} \times \\ & \sum_{Y_1 = Th(k, n) + 1}^{\infty} \exp(-\lambda_s n) \frac{(\lambda_s n)^{Y_1}}{Y_1!} + \\ & \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=\lfloor D(n) \rfloor + 1}^{\lfloor D(n+1) \rfloor} \exp(-\lambda_s l) \frac{(\lambda_s l)^k}{k!} \times \\ & \sum_{Y_1 = Th(k, n)} \exp[-\lambda_s(n+W)] \frac{[\lambda_s(n+W)]^{Y_1}}{Y_1!}, \quad (13) \end{aligned}$$

其中 $\lfloor x \rfloor$ 表示对 x 取整。至此,得到了干扰估计接收机的系统误码率。由式(12)和(13)可得到系统的误码率曲线。图 2(a)采用例 1 中所给出的二维光正交码作地址码,图 2(b)采用码长 25,码重为 5 的素数/光正交作地址码,码片速率均为 40 Gbit/s,经 1:2 分束器后信号功率相同,均为 -36 dBm,波长选在 1550 nm 附近,量子效率取 0.8,得到的在线用户数和误码率的关系曲线。

从图 2(a)和(b)可以发现,采用例 1 中给出的

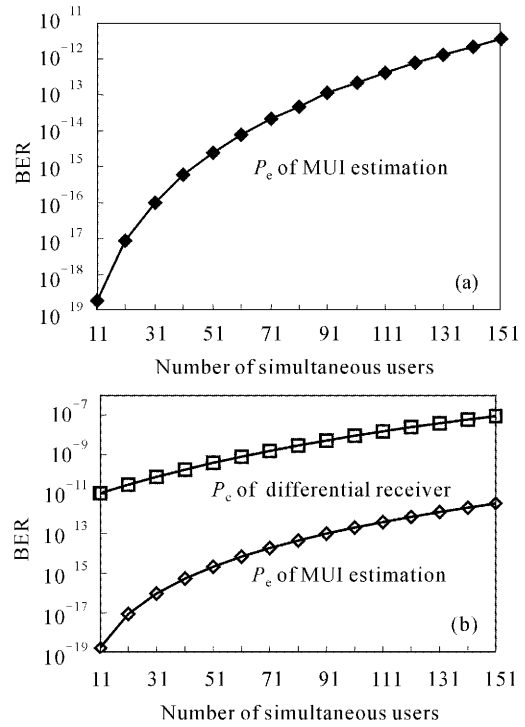


图 2 误码率与在线用户数的关系曲线

(a) 采用文中所提出的地址码;(b) 采用素数/光正交

Fig. 2 BER versus the number of simultaneous users

(a) with codes proposed in this paper; (b) with prime/OOC

二维码作地址码与采用文献[4]中给出的素数/光正交作地址码时,干扰估计接收机具有相近的性能,这是因为两种地址码的 P (前面所述的产生一个干扰的平均概率)基本相等。例 1 中所给的地址码, $P = 0.3039/L$,而文献[4]中所给出的码长为 25,码重为 5 的素数/光正交, $P = 0.3000/L$ 。

图 2(b)同时给出了文献[4]中的差分检测接收机系统的误码率与用户数的关系曲线。文献[4]中的差分检测系统与本文采用相同的地址码,文献[4]中进入上下支路解码器中的光功率为 -33 dBm,本文中进入上下支路解码器中的光功率为 -36 dBm,文献[4]中的比特速率为 1 Gbit/s,本文的比特速率为 1.6 Gbit/s。从图 2(b)可以看出,本文的干扰估计接收机性能要优于文献[4]中的差分接收机。

在泊松计数模型下,传统接收机的最佳判决门限也是式(11),如果不对多用户干扰值进行实时估计,系统必须预先设定一个干扰值,因此无法保证这个干扰值的准确性,自然就无法保证系统工作在最佳判决门限上,也就不能使系统的误码率得到优化。

和电码分多址一样,在所有光码分多址系统中同样存在因接收到的用户功率不同所引起的远近效

应,本文的系统也是一样。另外,在高速系统中,必须考虑色散对系统性能的影响,文献[13,14]分别就远近效应和色散效应对光码分多址系统性能的影响作了比较详细的分析。

4 结 论

提出了二维光正交码的新构造方案,该方案放松了对一维地址码的要求,从而构造更灵活、更简便,同时也丰富了二维光正交码的构造方法。

参 考 文 献

- 1 L. Tancevski, I. Andonovic. Wavelength hopping/time spreading code division multiple access systems [J]. *Electron. Lett.*, 1994, **30**(17):1388~1390
- 2 Li Bin. One-coincidence sequences with specified distance between adjacent symbols of frequency-hopping multiple access [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1997, **45**(4):408~410
- 3 G. C. Yang, W. C. Kwong. Performance comparison of multiwavelength CDMA and WDMA + CDMA for fiber-optic networks [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1997, **45**(11):1426~1434
- 4 Shengpeng Wan, Yu Hu. Two-dimensional optical CDMA differential system with Prime/OOC codes [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2001, **13**(12):1373~1375
- 5 R. M. H. Yim, L. R. Chen, J. Bajcsy. Design and performance of 2-D codes for wavelength-time optical CDMA [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2002, **14**(5):714~716
- 6 Yang Shuwen, Pu Tao, Xu Ming *et al.*. Research of algebraic congruent codes used in two-dimensional code division multiaddress system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2004, **24**(2):225~229
- 7 杨淑雯,蒲涛,徐铭等. 用于二维光址多分址系统的代数同余码研究[J]. *光学学报*, 2004, **24**(2):225~229
- 7 S. Verdu. Multiple-access channels with point-process observations: optimum demodulation [J]. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1986, **IT-32**(5):642~651
- 8 B. P. Maite, B. Aazhang. Multiuser detection for optical code division multiple access systems [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1994, **42**(2/3/4):1801~1810
- 9 L. B. Nelson, H. V. Poor. Performance of multiuser detection for optical CDMA-part I: error probabilities [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1995, **43**(11):2803~2811
- 10 H. M. H. Shalaby. Synchronous fiber-optic CDMA systems with interference estimators [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(11):2268~2275
- 11 Wan Shengpeng, Hu Yu. Hybrid optical CDMA coding of frequency hopping/time spreading and the structure of its coder and decoder [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2001, **29**(7):954~957
- 11 万生鹏,胡渝. 频域跳频/时间扩频混合光 CDMA 编码及其解码器结构[J]. *电子学报*, 2001, **29**(7):954~957
- 12 M. Azizoglu, J. A. Salehi, Y. Li. Optical CDMA via temporal codes [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1992, **40**(7):1162~1170
- 13 Shen Chengbin, Wu Chen, Yu Jinhui *et al.*. Research on near-far effect in optical code-division multiple access systems [J]. *Chinese J. Lasers*, 2003, **30**(10):921~924
- 13 沈成彬,吴琛,于金辉等. 光码分多址接入系统中远近效应的研究[J]. *中国激光*, 2003, **30**(10):921~924
- 14 Chao Zuo, Wenhua Ma, Hongtu Pu *et al.*. The impact of group velocity on frequency-hopping optical code division multiple access system [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2001, **19**(10):1416~1419