

文章编号:1004-4213(2010)06-0967-5

多噪音背景下引入光硬限幅器及并行干扰抑制器的光码分多址系统*

李晓滨,王立超,黄焕彬,王付强

(深圳大学 信息工程学院,广东 深圳 518060)

摘 要:为了抑制光码分多址中的多址干扰及多噪音,提出了一种引入光硬限幅器及基于最大值判决的并行干扰抑制器的光码分多址系统.在系统中存在 APD 噪音及热噪音的情况下,研究了系统对多址干扰的抑制作用.系统采用光正交码作为地址码,APD 作为光电检测器,分析推导了系统的误码率表达式.根据所得的误码率表达式,进行了数值仿真,比较了该方法与其他方法的多址干扰抑制效果.研究表明:与现有其他有效方法(单比特引入一个光硬限幅器、单比特引入两个光硬限幅器、多比特传输、多比特引入光硬限幅器、基于最大值判决的并行干扰抑制器等)相比,本系统对多址干扰的抑制作用优于并行干扰抑制器、多比特传输、多比特引入光硬限幅器方法;当接收功率较低时,该系统优于引入双光硬限幅器的方法,因此可以有效的抑制多址干扰及多噪音.

关键词:光纤通信;多址干扰;光硬限幅器;并行干扰抑制器;光码分多址

中图分类号: TN929.11

文献标识码: A

doi: 10.3788/gzxb20103906.0967

0 引言

光码分多址(Optical Code Division Multiple Access, OCDMA)技术以其能充分利用光纤带宽、采用光处理、接入灵活等特点,自 20 世纪 80 年代提出以来,一直引起人们浓厚的兴趣,被认为是全光网络最有前景的技术之一,尤其适合于无源光网络^[1-2].

在通-断键控直接检测 OCDMA 通信系统中,只有比特“1”被编码以减小多址干扰(Multiple Access Interference, MAI)的影响.在这种干扰受限系统中,即使增加功率,系统特性仍受 MAI 控制.因此, OCDMA 系统是一个自干扰系统, MAI 是影响系统容量及服务质量(Quality of Service, QoS)的主要因素.

目前已提出几种抑制 MAI 的方法,如:单比特引入一个光硬限幅器方法^[3]、单比特引入两个光硬限幅器方法^[4]、多比特传输的方法^[5]、多比特引入光硬限幅器方法^[5]、常规并行干扰抑制的方法^[6]、多用户检测^[7]等方法.这些方法中,单比特引入两个光硬限幅器方法已被证明在理想情况下是一种十分有效

的抑制 MAI 的方法.

由于 OCDMA 的实际环境中存在着多种噪音,如: APD 光电检测器散粒噪音、热噪音、背景光影响、表面漏电流、体漏电流等, OCDMA 系统的性能不仅受 MAI 影响,还受这些噪音的影响,因此需要研究一种能有效抑制 MAI 及多噪音的 OCDMA 系统.

文献[8]提出了一种采用并行干扰抑制器基于最大值判决(Parallel Interference Canceller based on Maximal Value Decision, PICMVD)的 OCDMA 系统,在多噪音环境下,该系统能有效的抑制 MAI,具有很好的系统性能.由于光硬限幅器能减小多址干扰的累积,本文提出一种引入光硬限幅器及基于最大值判决的并行干扰抑制器(Hard Limiter-Parallel Interference Canceller based on Maximal Value Decision, HL-PICMVD)的 OCDMA 系统,该系统可以比 PICMVD OCDMA 系统具有更好的 MAI 及多噪音抑制作用.

本文重点研究所提出系统的误码性能,并对该系统与其他有效方法的误码性能进行比较,研究该系统的最佳应用环境,以证明其有效性.

1 多噪音背景下引入光硬限幅器及并行干扰抑制器的光码分多址系统

1.1 光硬限幅器

理想的光硬限幅器定义为^[9]

* 国家自然科学基金面上项目(60977051)、深圳市科技计划项目(200730)资助

Tel: 0755-26535364

Email: lixbsz@126.com

收稿日期: 2009-12-14

修回日期: 2010-04-20

$$g(x) = \begin{cases} v & x \geq v_f \\ 0 & 0 \leq x < v_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: v_f 为光硬限幅器的判决电平, x 为输入信号的信号强度, $g(x)$ 为光硬限幅器的输出. 如果光强度 x 大于等于 v_f , 光硬限幅器将光信号强度限幅为 v ; 反之, 光硬限幅器的输出为 0.

1.2 系统结构

系统如图 1. 在发送端, 输入数据比特“1”用光正交码 1 进行扩频; 比特“0”用该光正交码的一个移位变形进行扩频. 由于同一光正交码的不同移位变形的相关值为 1, 不同光正交码的互相关值也为 1, 这样存在着多址干扰, 但由于系统不存在发送比特为“0”时无光信号的情形, 因此减小了多址干扰对发送比特“0”时所造成的影响, 从而减小了系统误码的概率. 在接收端, 接收信号同时送到支路 1 和支路 2. 每个支路的光硬限幅器先对接收的数据在每个码片时间内进行限幅, 这样可以减少多址干扰的累积, 限幅之后的信号被送到相关器. 支路 1 使用本地产生的与发送端发送比特“1”时所使用的相同光正交码进行相关运算来识别是否是发送给该接收机的数据, 并对比特“1”进行识别; 支路 2 使用本地产生的该光正交码的一个移位变形进行相关运算, 用以识别该接收机的比特“0”. 接收机对比特“1”和比特“0”的识别采用最大峰值判决, 这样避免了门限判决所引起的误判.

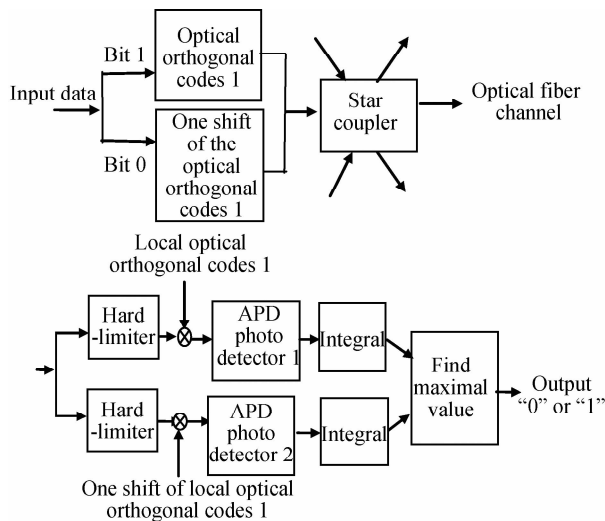


图 1 引入光硬限幅器及基于最大值判决的并行干扰抑制器的 OCDMA 系统

Fig. 1 An OCDMA system with hard-limiter and parallel interference canceller based on maximal value decision

当发送比特为“1”时, 接收机支路 1 得到的是自相关值加上多址干扰, 支路 2 得到的是多址干扰; 同样当发送比特为“0”时, 支路 2 得到的是自相关值加上干扰, 支路 1 得到的是多址干扰, 由于自相关值加上多址干扰一般要比纯多址干扰大, 且多址干扰同

时影响比特“1”和比特“0”, 因此通过比较两个支路的输出值来识别发送端发送的是比特“0”还是比特“1”的正确概率会很大, 从而减小了常规系统在发送比特“0”时多址干扰所造成的误判.

2 系统特性

假定每个用户分配一个码长为 F 、码重为 W 的光正交码作为地址码. 对于比特“0”和比特“1”, 分别用光正交码及其一个移位变形进行映射. 经过相关运算, 期望用户(假定为用户 1)接收机的 APD 输出为

$$Y(t) = \frac{1}{T_c} \int_0^T [r(t) a^k(t)] dt \quad (2)$$

这里 $r(t)$ 是接收机的接收信号, $a^k(t)$ 是第 k 个用户的地址码, T_c 是一个码片时间, T 是码元周期. 假定期望信号的光子到达率为 λ_s , $I^1(l^*)$ 是用户 1 接收正确比特时的多址干扰, $I^1(l)$ 是用户 1 接收错误比特时的多址干扰, 假定 APD 的输出为独立的高斯随机变量. 因此, 期望用户相关器在 W 个码片时间内, 有光子通过 APD 光电探测器; 另外 $F-W$ 个码片时间内没有光子通过. N 个用户信号的累加输出, 在所有 WN 个码片时间内有 W 个码片以 λ_s 光子入射率到达. 当发送比特“1”时, 期望用户接收机上面支路相关器输出的概率密度函数为

$$P_{Y(I^1(l^*))} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} \exp\left(-\frac{(y-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) \quad (3)$$

$$\mu_1 = GT_c \left[(W)\lambda_s + F \frac{I_b}{e} \right] + FT_c \frac{I_s}{e} \quad (4)$$

$$\sigma_1^2 = G^2 F_c T_c \left[(W)\lambda_s + F \frac{I_b}{e} \right] + F \left(T_c \frac{I_s}{e} + \sigma_{th}^2 \right) \quad (5)$$

式中 G 是 APD 平均增益, I_s 和 I_b 是 APD 表面漏电流和体漏电流, e 是电荷, F_c 是过剩噪声因子

$$F_c = K_{eff} G + (2 - 1/G)(1 - K_{eff}) \quad (6)$$

式中 K_{eff} 是 APD 有效电离率, σ_{th}^2 为热噪声方差

$$\sigma_{th}^2 = 2k_B T_r T_c / (e^2 R_L) \quad (7)$$

T_r 是接收机噪声温度, R_L 是接收机负载电阻.

令 $i = (i_1, i_2, \dots, i_k, \dots, i_W)$ 为 $I^1(l)$ 的干扰型, $|i|$ 为 i 中非零元素的个数, i_k 代表期望用户第 k 个传号被碰撞的次数. 期望接收机下面支路相关器有 $|i| = m$ 个传号以 λ_s 光子到达率到达, $(W-m) \cdot i_{Mc}$ 个空号以 λ_s 光子到达率到达, 该相关器输出的均值 μ_2 和方差 σ_2^2 为

$$\mu_2 = GT_c \left[m\lambda_s + (W-m)i_{Mc} \cdot \lambda_s + F \frac{I_b}{e} \right] + FT_c \frac{I_s}{e} \quad (8)$$

$$\sigma_2^2 = G^2 F_c T_c \left[m\lambda_s + (W-m)i_{Mc} \cdot \lambda_s + F \frac{I_b}{e} \right] + F \left(T_c \frac{I_s}{e} + \sigma_{th}^2 \right) \quad (9)$$

$$i_{M_e} = \begin{cases} 1 & \text{while } N \geq M_e \\ 0 & \text{while } N < M_e \end{cases} \quad (10)$$

式中 M_e 是消光比,下面支路相关器的概率密度函数为

$$P_{Y(I^*(l))} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_2^2}} \exp\left(-\frac{(y-\mu_2)^2}{2\sigma_2^2}\right) \quad (11)$$

根据文献[9],期望用户接收正确比特时,其他用户产生的多址干扰 $I^*(l^*)$ 的概率密度函数为

$$P_{I^*(l^*)} = \sum_{i=0}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{W^2}{2F}\right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2F}\right)^{N-1-i} \delta(I^* - i) \quad (12)$$

当期望用户接收错误比特时,其他非期望用户产生的多址干扰 $I^*(l)$ 的概率密度函数为

$$P_{I^*(l)} = \sum_{i=0}^N C_N^i \left(\frac{W^2}{2F}\right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2F}\right)^{N-i} \delta(I^* - i) \quad (13)$$

当发送比特“1”时,如果 $Y(1) > Y(0)$ 则判决正确,否则判决错误;同样对于比特“0”被发送的情况.假设比特“1”和比特“0”等概率出现,即 $P(b_0^1 = 1) = P(b_0^1 = 0) = 1/2$,易得 $P\{Y(1) > Y(0)/b_0^1 = 0\} = P\{Y(0) > Y(1)/b_0^1 = 1\}$,则比特错误概率为

$$P_E = P\{Y(1) > Y(0)/b_0^1 = 0\} P(b_0^1 = 0) + P\{Y(0) > Y(1)/b_0^1 = 1\} P(b_0^1 = 1) = P\{Y(0) > Y(1)/b_0^1 = 1\} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} P_E &= P\{Y(0) > Y(1)/b_0^1 = 1\} = P\{Y(0) > Y(1), I^*(l^*) = m/I^*(l) = n, b_0^1 = 1\} P_{I^*(l)} P_{I^*(l^*)} = \\ &= P\{Y(0) > Y(1), I^*(l^*) = m/I^*(l) = n, |i| = \alpha, b_0^1 = 1\} P_{I^*(l^*)} P_{I^*(l)} P_r(|i| = \alpha/I^*(l) = n) = \\ &= \sum_{n=0}^N \left\{ C_N^n \left(\frac{W^2}{2F}\right)^n \left[1 - \frac{W^2}{2F}\right]^{N-n} \left\{ \sum_{m=0}^n C_{N-1}^m \left(\frac{W^2}{2F}\right)^m \left[1 - \frac{W^2}{2F}\right]^{N-1-m} \sum_{a=0}^{\min(n,W)} P_r(|i| = \alpha/I^*(l) = n) \int_{-\infty}^{\infty} [P_{Y_1(I^*(l))}(y)] \cdot \right. \right. \\ &\quad \left. \int_{-\infty}^y [P_{Y_1(I^*(l^*))}(x)] dx dy \right\} = \sum_{n=0}^N \left\{ C_N^n \left(\frac{W^2}{2F}\right)^n \left[1 - \frac{W^2}{2F}\right]^{N-n} \left\{ \sum_{m=0}^n C_{N-1}^m \left(\frac{W^2}{2F}\right)^m \left[1 - \frac{W^2}{2F}\right]^{N-1-m} \cdot \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \sum_{a=0}^{\min(n,W)} P_r(|i| = \alpha/I^*(l) = n) \left[1 - Q\left(\frac{\sigma_2 x + \mu_2 - \mu_1}{\sigma_1}\right)\right] \right\} \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

式中

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du, \quad P_r(|i| = m/I_2) = \sum_{i \in G_{I_2}} \frac{W!}{\Pi_k R(i_k)!} \cdot \frac{I_2!}{W^{I_2} \Pi_k R(i_k)!} \quad (16)$$

G_{I_2} 是以降幂排列的干扰型集合 i , 定义为

$$G_{I_2} = \{i : \sum_{k=1}^w i_k = I_2, i_1 \geq i_2 \geq \dots \geq i_w \geq 0, i_k = 0, 1, \dots, I_2\} \quad (17)$$

$R(i_k)!$ 为矢量 i 中元素 i_k 的重复次数.

3 仿真结果

仿真参量如表 1.

表 1 仿真参量

Table 1 Simulation parameters

Parameter name	Symbol	Value
Wavelength	λ	1.55 μm
APD quantum efficiency	η	0.6
APD gain	G	100
APD effective ionization ration	k_{eff}	0.02
APD bulk leakage current	I_b	0.1 nA
APD surface leakage current	I_s	10 nA
Background light photon arrival rate	λ_b	$10^9/\text{s}$
Modulation extinction ratio	M_e	100
Data bit rate for 1bit/sequence-period	$R_b = 1/T$	30 Mb/s
Receiver noise temperature	T_r	1 000 K
Receiver load resistor	R_L	1 030 Ω

图 2 给出了 $F=1\ 000, N=10, W=10$ 时 HL-PICMVD OCDMA 系统及 PICMVD OCDMA 系统误比特率关于接收信号功率的曲线.

从中可以看出,当接收功率大于 -55 dBw 时, HL-PICMVD 系统比 PICMVD 系统的误码性能改

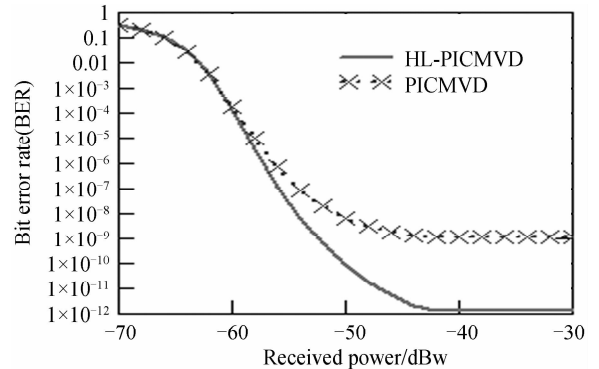


图 2 HL-PICMVD 系统及 PICMVD 系统误比特率关于接收信号 $r(t)$ 功率曲线

Fig. 2 Bit error rate of HL-PICMVD system and PICMVD system versus received power of signal $r(t)$

善 3 个数量级.这是因为 HL-PICMVD 系统在进行相关处理前,光硬限幅器将多址干扰及噪音在每个码片内进行了限幅,减少了因噪音及多址干扰累积的光强大于判决门限而引起误码的可能.因此,引入光硬限幅器可以进一步改善系统性能.

图 3 给出了 $W=10$ 及 $W=5$ 时, HL-PICMVD OCDMA 系统及 PICMVD OCDMA 系统误比特率关于接收信号功率的曲线.图中可以看出, $W=10$ 时的误比特率改善量优于 $W=5$ 时的情况.这是因

为 HL-PICMVD OCDMA 系统,随着码重 W 增加,多址干扰及噪音被分布在更多的码片,单个码片内的多址干扰及噪音减少,码片内干扰及噪音累积的光强大于硬限幅器判决门限的码片数目减小,和码重小的情况相比,光硬限幅器可以将更多码片内的多址干扰及噪音限制为 0;而当码重较小时,存在多址干扰及噪音集中分布在某几个码片中,干扰及噪音累积的光强大于限幅器判决电平的码片数目较多,而限幅器无法对这些码片限幅,所以限幅器的作用不如码重较大的场合明显。

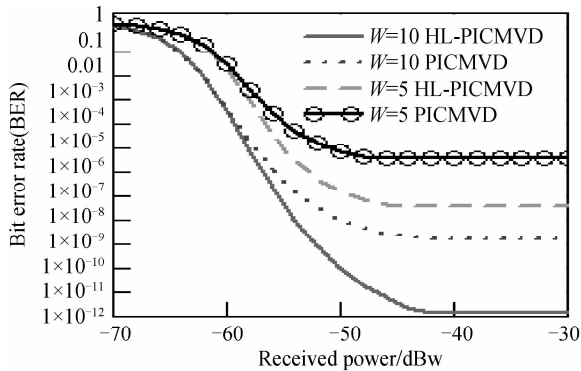


图 3 $W=10$ 及 $W=5$ 时 HL-PICMVD 及 PICMVD 系统误比特率关于接收信号 $r(t)$ 功率曲线

Fig. 3 Bit error rate of HL-PICMVD system and PICMVD system versus received power of signal $r(t)$ at $W=10$ and $W=5$

图 4 给出了 $W=10$ 时 HL-PICMVD 系统和其他方法的误比特率比较,包括:单比特引入两个光硬限幅器、多比特传输、多比特引入一个光硬限幅器、PICMVD 系统、单比特引入一个光硬限幅器方法。

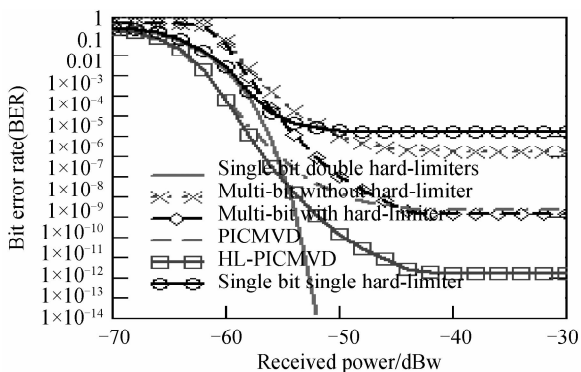


图 4 $W=10$ 时不同方法的误比特率关于接收信号 $r(t)$ 功率比较

Fig. 4 Comparison of different methods' bit error rate versus received power of signal at $W=10$

从中可见,HL-PICMVD 系统比多比特传输、多比特引入一个光硬限幅器、单比特引入一个光硬限幅器、PICMVD 方法具有更好的 MAI 及噪音抑制作用.当接收功率小于 -53 dBw 时,该方法甚至优于单比特引入两个光硬限幅器方法.因此,当接收功率较低时 HL-PICMVD 方法是 MAI 及噪音的最

佳抑制方法;当接收功率较高时,它比双光硬限幅器以外的其他方法具有更好的抑制效果。

这是因为双硬限幅器工作时,第一个限幅器在单个码片内进行限幅,第二个限幅器是对所有码片的和信号进行限幅,采用的是门限判决;而 HL-PICMVD 系统的限幅器也是在单个码片内进行限幅,之后采用了并行干扰抑制、峰值判决的方法.当接收信号较小时,干扰及噪音相对较大,单个码片内累积的光强大于限幅器判决电平的码片较多,双限幅器中的第一个限幅器对这些码片无法完成限幅,致使多址干扰及噪音累积到第二个限幅器的光强较大,第二个限幅器采用的是门限判决,若前面累积的光强大于限幅器的判决门限,会使第二个限幅器也无法通过限幅抑制这些噪音及干扰,致使判决电路误判.而对于 HL-PICMVD 系统,虽然限幅器同双限幅器系统中的第一个限幅器一样无法对这些码片限幅,但累积的多址干扰及噪音是同时送到比特“1”和比特“0”两个支路,判决电路是基于两个支路的峰值判决,即是通过比较“1”支路和“0”支路的光强大小来进行比特判决,所以误码的可能性较低.当接收功率较高时,多址干扰及噪音被分布在更多的码片,单个码片内的多址干扰及噪音减少,码片内干扰及噪音累积的光强大于硬限幅器判决门限的码片数目减小,双硬限幅器都可以很好的发挥限幅作用,所以对多址干扰及噪音的抑制作用更好。

从图 4 可以发现,HL-PICMVD 及双光硬限幅器方法是上述方法中最好的两种方法,这两种方法有一个交叉点,当接收功率大于交叉点的功率时,双光硬限幅器方法优于 HL-PICMVD 方法;否则,HL-PICMVD 方法更好.图 5 给出了 $W=10$ 及 $W=5$ 时的交叉点。

从图 5 可以看出,随着 W 的增加,交叉点的功率值下降.因此,当码重 W 增加时,HL-PICMVD

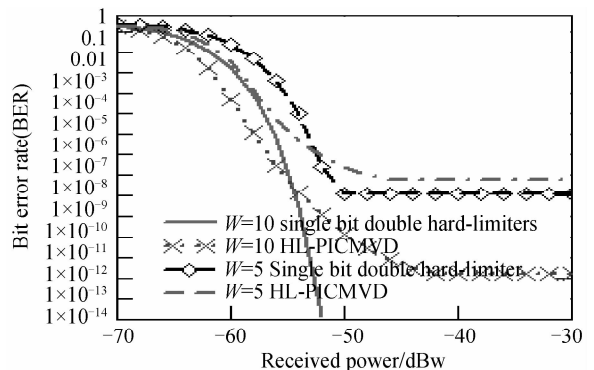


图 5 $W=10$ 及 $W=5$ 时 HL-PICMVD 及双光硬限幅器方法的误比特率关于接收信号 $r(t)$ 功率关系

Fig. 5 Comparison of bit error rate versus received power of signal for HL-PICMVD and optical double hard-limiter method at $W=10$ and $W=5$

方法比双光硬限幅器方法有优势,当信号处于恶劣环境时(接收功率低),HL-PICMVD方法可以通过增加码重 W 以满足误码性能指标要求。

4 结论

提出了一种引入光硬限幅器及基于最大值判决的并行干扰抑制器的光码分多址系统。该系统兼有并行干扰抑制器、最大值判决和光硬限幅器的优点,能避免发送比特“0”时无光脉冲通过的情况,也能防止门限判决产生的误码,并且能在相关运算前对MAI及噪音进行限制。通过仿真证明了该系统的有效性,仿真结果表明:该系统在接收功率较低的环境尤其具有优势,与多比特传输、多比特引入一个光硬限幅器、单比特引入一个光硬限幅器、PICMVD方法相比,该系统具有更好的MAI及噪音抑制作用;当接收功率较低时,该系统甚至优于双限幅器方法;在较好的通信环境,该系统也具有较好的性能,仅逊于双光硬限幅器方法。

参考文献

- [1] JONATHAN P H, ANDREW M W. Advances in spectral optical code-division multiple-access communications[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2007, **13** (5):1351-1369.
- [2] WALDIMAR A, DANIEL P, AND JOSÉ C. Modeling of a time-spreading OCDMA system[J]. *Journal of Light Wave Technology*, 2008, **26**(7):768-775.
- [3] JOU Liang-lin, LEE Yan-han. Synchronous optical-CDMA systems using tunable hard limiters [J]. *J Opt Commun*, 2003, **24**(16):217-222.
- [4] CHEN J J, YANG G. CDMA fiber-optic systems with optical hard-limiters [J]. *J Light Wave Technology*, 2001, **19**(6):950-958.
- [5] SALEHI J A. Emerging OCDMA communication systems and data networks [J]. *Journal of Optical Network*, 2007, **6**(9):1138-1178.
- [6] OKASSA-M' FOUBAT A, DAYOUB I, ROUVAEN J M. Optical communications; parallel interference cancellation in DS-CDMA optical networks using bias compensation [J]. *European Transactions on Telecommunications*, 2009, **20**(6):564-571.
- [7] TAWFIG E, HOSSAM M H S, SAHBUDIN S, et al. A novel successive interference cancellation scheme in OCDMA system [C]//Proc ICSE2006. Malaysia: Kuala Lumpur, 2006: 299-303.
- [8] LI Xiao-bin. OCDMA parallel interference canceling system based on maximal value decision [J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 2007, **28**(6):839-843.
李晓滨. 基于最大值判决的 OCDMA 并行干扰抑制系统[J]. *半导体光电*, 2007, **28**(6):839-843.
- [9] WAKAFUJI K, OHTSUKI T. Direct-detection optical CDMA receiver with interference estimation and double optical hardlimiters [J]. *J Light Wave Technology*, 2003, **21**(10):2182-2188.

Optical Code Division Multiple Access System with Optical Hard-limiter and Parallel Interference Cancellers under Multiple Noise Background

LI Xiao-bin, WANG Li-chao, HUANG Huan-bin, WANG Fu-qiang

(College of Information Engineering, Shenzhen University, Shenzhen, Guangdong 518060, China)

Abstract: To suppress multiple access interference and multiple noises existing in optical code division multiple access system, a system with hard-limiter and parallel interference canceller based on maximal value decision is presented. The effect of suppress multiple access interference is examined while APD noise and thermal noise exist. Optical orthogonal code is applied as address code, APD is used as opto-electro detector, and bit error rate of the system is derived and analyzed. Simulations based on the expression are done and comparison with other multi-user interference suppressing methods is made. Compared with other effective methods such as single bit with single hard-limiter, single bit with double hard-limiters, multiple-bit transmitted method, multiple-bit transmitted with hard-limiter method, parallel interference canceller(without hard-limiter) based maximal value decision method and so on, simulation results show that the effect of suppress multiple access interference of the system is superior to parallel interference canceller without hard-limiter and multiple-bit transmitted method with or without hard-limiter. If the received power is low, the system is also superior to double hard-limiters method. So, it is effective for suppressing multiple access interference and multiple noises.

Key words: Optical communications; Multiple access interference; Optical hard-limiter; Parallel interference canceller; Optical code division multiple access



LI Xiao-bin was born in 1966, and is an associate professor. She received her Ph. D. degree in 2003, and her current research interests focus on optical access networks, optical CDMA communication, and the technique and theory of wireless communication.