

# 过饱和多址系统中部分相干多用户 信码/相位最佳联合检测

毕见鑫,田红心,易克初

(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室,西安 710071)

**摘要:** 本文主要研究了过饱和多址系统中低复杂度部分相干多用户信码/相位最佳联合检测的问题. 本文首先基于最大后验概率准则从理论上推导出了部分相干多用户信码/相位联合估计子的表达式;然后给出了低复杂度最佳联合检测算法用以计算此估计子,而且该算法适用于具有二维星座的线性调制方式;同时通过计算机仿真分析了该接收机的误码性能及相位提取误差等有关问题,并与相干、非相干解调两种情况作了比较,得出了一些有益的结论.

**关键词:** 过饱和多址通信;部分相干检测;相位偏差

**中图分类号:** TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 01-0009-05

## Partially Coherent Multiuser Weight/Phase Optimal Joint Detection in Over-Saturated MA Communication

BI Jian-xin, TIAN Hong-xin, YI Ke-chu

(The National Key Lab. on ISN in Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** This paper explores the problem of partially coherent multi-user weight/phase optimal joint detection in over-saturated multiple access communication. Firstly, based on maximum a posteriori criterion, partially coherent multi-user weight/phase estimator is given via theoretical analysis. Then, we present the low complexity partially coherent multi-user weight/phase optimal joint detection algorithm which is applicable to linear modulation methods with two-dimensional constellation. Finally, we analyze the performance of the receiver and the phase estimated error via computer simulation and make comparison with coherent and non-coherent detection. Some useful conclusions are drawn.

**Key words:** over-saturated multiple access communication (OSMA); partially coherent detection; phase offset.

### 1 引言

对于直接序列/码分多址系统来说,最佳联合检测接收机因复杂度太高(随用户数的增长呈指数增长<sup>[1,4]</sup>)而不切实用,只能作为理论性能限;而次最佳接收机是以牺牲性能来换取复杂度的降低,且在过饱和的情况下(即用户数大于发射信号空间维数),其性能很差.因此,过饱和多址通信<sup>[1,6]</sup>是当前通信信号处理的研究热点之一.文献[3,6]提出了用于过饱和多址通信的递归估计次最佳检测算法;R. E. Learned等人<sup>[2]</sup>将发射信号集与接收机统一考虑,基于子波包树型相关结构的信号集,提出了一种低复杂的二进制移相键控(BPSK, Binary Phase Shift Keying)同步相干最佳联合检测算法<sup>[2]</sup>.

上述两种检测算法都是假设已获得了完全的相位信息,我们将这种解调方式称之为“相干”解调.而在过饱和多址通信当中,当一个新的用户要接入系统时,其载波相位是未知的,通常要求这个用户发一段训练序列来估计载波相位,以达

到系统所要求的精度,这个过程称为相位捕获.在这一过程,还要检测其他用户的信码,将相位捕获过程的解调方法称为“非相干”解调.这样,通过相位捕获可以获得新用户初始相位 $\phi_k$ 的信息,即它服从下列分布<sup>[5]</sup>:

$$P_{\phi_k}(\phi) = \frac{e^{-\cos\phi}}{2 I_0(\cdot)}, \quad -\pi \leq \phi \leq \pi \quad (1)$$

式中 $\phi$ 的取值与相位捕获的精度有关.相位捕获完毕后,新用户就开始发信息,如何充分利用所获得的关于相位的这一部分信息来进一步提高各个用户下一个符号信码及新用户相位偏差估计的质量是本文研究的重点.相应的,将这种解调方式称之为“部分相干”解调.需说明的是:在式(1)中,当 $\phi = 0$ 时, $\phi_k$ 在 $[-\pi, \pi]$ 上服从均匀分布;当 $\phi = \pi$ 时, $\phi_k$ 成为一个确定的值,这时“部分相干”解调退化成“相干”解调.“部分相干”、“非相干”和“相干”的定义是相对而言的,与传统的定义有些不同,“相干”的含义指系统在解调前已获得了完全准确的相位信息,不需再估计;“非相干”是指系统在解调前无任何

的相位知识,需估计以获得相位的分布信息;“部分相干”是指系统在解调前已获得了相位的分布信息(通过“非相干”获得的),然后利用这一信息来进一步提高解调的性能.这三个概念与传统的相干解调是类似的.

本文首先针对四相键控 QPSK(Quadri-Phase Shift Keying)信号,从理论上推导出了部分相干多用户信码/相位联合估计子的表达式;然后给出了低复杂度最佳联合检测算法来计算估计子,该算法的特色是复杂度低和检测性能最佳,能满足实际系统的需要,具有一定的应用价值;同时通过计算机仿真分析了该最佳接收机的误码性能及相位提取误差等有关问题,得出了一些有益的结论.

## 2 过饱和和低复杂度部分相干最佳联合检测

### 2.1 问题的提出

通信系统的时间带宽积限制了用户波形信号空间的维数.假定信号空间的维数为  $N$ ,所以具有树型互相关结构的用户波形  $\{s_k\}_1^K \in R^N$ ,如图 1 所示,并假设新用户是逐个接入系统的.那么,一般的未编码同步过饱和和多用户部分相干最佳检测问题可归结为:已知观察向量  $r \in R^N$  和新用户  $K$  初始相位的部分信息,根据某一准则来联合估计其他用户信息向量  $b$ 、新用户信码  $b_K$  和新的载波相位  $\phi_K$  估值,使系统所付出的代价最小.本文的检测方法采用了最大后验概率准则,其接收信号  $r$  可表示为:

$$r = \sum_{k=1}^{K-1} b_{kS_k} e^{j\phi_k} + b_{KS_K} e^{j\phi_K} + n \quad (2)$$

式中:  $K$  表示接入到系统的用户总数,也表示新用户的序号;  $b = [b_1, \dots, b_{K-1}]^T$  为有限的符号集;  $b_i$  为独立同均匀分布的随机变量,表示用户  $i$  所发的信息序列;  $S = [s_1, \dots, s_{K-1}]$  是  $N \times (K-1)$  维的用户波形矩阵;  $\cdot$  表示其他用户的初始相位所构成的对角矩阵;  $n$  表示服从白高斯分布的单位复随机噪声向量;  $\sigma$  是噪声的标准偏差.

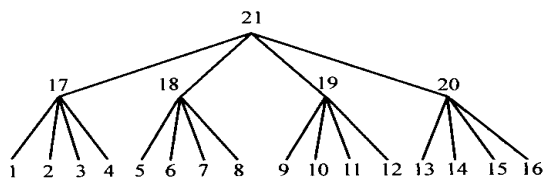


图 1 21 个用户波形采用最小距离集时,其树型相关结构图

### 2.2 过饱和和低复杂度部分相干最佳联合检测算法

2.2.1 多用户信码/相位联合估计子 下面来推导如何获得多用户信码/相位联合估计子,其中符号的含义分别为:  $p_n$  表示节点  $n$  的父节点,  $p^m n$  表示节点  $n$  的第  $m$  代上代节点,  $an = \{p_n, p^1 n, \dots\}$  表示节点  $n$  的所有上代节点,  $cn_i$  表示节点  $n$  的第  $i$  个子节点;  $Kn$  表示节点  $n$  的子节点的数目,  $cn = \{cn_1, cn_2, \dots, cn_{Kn}\}$  表示节点  $n$  所有的子节点;  $dn = \{cn_1, dcn_1, \dots, cn_{Kn}, dcn_{Kn}\}$  表示节点  $n$  的所有后代节点;  $fn = \{n, dn\}$  表示节点  $n$  和其所有后代节点之和;  $S_{an} (S_{dn})$  表示位于节点  $n$  的所有上代(后代)节点处用户对应的发射波形矩阵;  $b_{an} (b_{dn})$  表示位于节点  $n$  的所有上代(后代)节点处用户对应的信码的

估计.

最大后验概率准则是信号检测和估计理论中的一种性能最佳的准则,其他的很多准则都是这一准则在某些特殊条件下的简化.据此,有:

$$P(b, b_K, \phi | r) = P(r | b, b_K, \phi) P_{\phi_K}(\phi) \frac{\text{Prob}(b, b_K)}{P_r(r)} \quad (3)$$

在信息序列向量  $b, b_K$  先验等概的条件下,最大后验概率准则等效为最大似然准则,可得:

$$\begin{aligned} \{b, b_K, \phi_K\} &= \arg \max_{\{b, b_K, \phi\}} \ln P(b, b_K, \phi | r) \quad (4) \\ \ln P(b, b_K, \phi | r) &= P(r | b, b_K, \phi) P_{\phi_K}(\phi) \\ &= \frac{e^{-\frac{1}{2} [ \mathbf{R} \{ d(b, b_K, \phi) \}^2 + \mathbf{J} \{ d(b, b_K, \phi) \}^2 ]}}{(\sqrt{2})^{2N}} \\ &= \frac{e^{-\cos \phi}}{2 I_0(\cdot)} \quad (5) \end{aligned}$$

式中:  $d(b, b_K, \phi) = (r - S b - b_{KS_K} e^{j\phi})$ ;  $\mathbf{R}(x)$  和  $\mathbf{J}(x)$  分别取复数  $x$  的实部和虚部.

将式(4)和(5)经过简单推导可得:

$$\{b, b_K, \phi_K\} = \arg \max_{\{b, b_K, \phi\}} \ln P(b, b_K, \phi | r) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \ln P(b, b_K, \phi | r) &= -\frac{1}{2} [ \mathbf{R} \{ d(b, b_K, \phi) \}^2 \\ &+ \mathbf{J} \{ d(b, b_K, \phi) \}^2 ] + \cos \phi \quad (7) \end{aligned}$$

再对式(7)进行变换,并忽略相乘因子可得:

$$\begin{aligned} \ln P(b, b_K, \phi | r) &= -\frac{F_K(b | r)}{2} - \frac{\kappa(b_K)}{2} + \frac{2}{2} \mathbf{R} \{ y(b, b_K | r) \} \\ &\quad \cos \phi + \frac{2}{2} \mathbf{J} \{ y(b, b_K | r) \} \sin \phi + 2 \cos \phi \quad (8) \end{aligned}$$

其中:  $F_K(b | r) = r - S b$ ;  $\kappa(b_K) = b_{KS_K} e^{j\phi} = |b_K| s_K$ ;  $y(b, b_K | r) = b_{KS_K}^T (r - S b)$  (\*表示复共轭).

因为变量  $b, b_K$  和  $\phi$  的取值是独立的,  $\arg \max(\cdot)$  只起了判决的作用,所以对式(6)可分两步进行优化,即:

$$\{b, b_K, \phi_K\} = \arg \max_{\{b, b_K, \phi\}} \ln P(b, b_K, \phi | r) \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \ln \frac{\partial}{\partial \phi} \ln P(b, b_K, \phi | r) &= 0 \Rightarrow \tan \{ \phi_K(b, b_K | r) \} \\ &= \frac{\frac{2}{2} \mathbf{J} \{ y(b, b_K | r) \}}{\frac{2}{2} \mathbf{R} \{ y(b, b_K | r) \} + 2} \quad (11) \end{aligned}$$

$$\phi_K(b, b_K | r) = \tan^{-1} \frac{\frac{2}{2} \mathbf{J} \{ y(b, b_K | r) \}}{\frac{2}{2} \mathbf{R} \{ y(b, b_K | r) \} + 2} + n, n \in Z \quad (12)$$

由于所估计的相位值存在 180 度的相位模糊,为了解决这个问题,可以把式(2)代入式(9),当  $b$  和  $b_K$  完全估计时,

$$y(b, b_K | r) = b_{KS_K}^T (r - S b) = b_{KS_K}^T (b_{KS_K} e^{j\phi_K} + n) \quad (13)$$

对于 QPSK 信号,式(15)可简化为

$$y(b, b_K | r) = 2e^{j\phi_K} + b_{KS_K}^T n \quad (14)$$

式(14)中,第一项含有载波相位,第二项为噪声,所以根据此式来判断  $\phi_K$  属于那一个象限,然后结合式(12)来估计  $\phi_K$ .

现在的问题是如何估计  $b$  和  $b_K$ ? 当获得  $\phi_K(b, b_K | r)$  之后,可以将式(14)和(12)结合,并利用三角恒等式可得:

$$\begin{aligned} & \cos(\phi_K(b, b_{kl}|r)) \\ &= \frac{\frac{1}{2} \mathbf{J}\{y(b, b_{kl}|r)\}}{\sqrt{\frac{1}{2}(\mathbf{R}\{y(b, b_{kl}|r)\} + 2)^2 + (\frac{1}{2} \mathbf{J}\{y(b, b_{kl}|r)\})^2}} \quad (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \sin(\phi_K(b, b_{kl}|r)) \\ &= \frac{\frac{1}{2} \mathbf{R}\{y(b, b_{kl}|r)\} + 2}{\sqrt{(\frac{1}{2} \mathbf{R}\{y(b, b_{kl}|r)\} + 2)^2 + (\frac{1}{2} \mathbf{J}\{y(b, b_{kl}|r)\})^2}} \quad (16) \end{aligned}$$

将式(15)和(16)代入式(8),可得:

$$z_3(b, b_{kl}|r) = -\frac{1}{2} \mathbf{R}\{y(b, b_{kl}|r)\} + \phi_K(b, b_{kl}|r) \quad (17)$$

$$\begin{aligned} z_3(b, b_{kl}|r) &= \frac{F_K(b|r)}{2} + \frac{\kappa(b_{kl})}{2} \\ &- \sqrt{\frac{1}{2}(\mathbf{R}\{y(b, b_{kl}|r)\} + 2)^2 + (\frac{1}{2} \mathbf{J}\{y(b, b_{kl}|r)\})^2} \\ &= \frac{F_K(b|r)}{2} + \frac{\kappa(b_{kl})}{2} - \left| \frac{1}{2} y(b, b_{kl}|r) + 2 \right| \quad (18) \end{aligned}$$

所以,有:

$$\begin{aligned} \{\theta, \theta_K\} &= \arg \min_{\{\theta, \theta_K\}} z_3(b, b_{kl}|r) = \arg \min_{\{\theta, \theta_K\}} \left\{ \frac{F_K(b|r)}{2} + \frac{\kappa(b_{kl})}{2} \right. \\ &\quad \left. - \left| \frac{1}{2} y(b, b_{kl}|r) + 2 \right| \right\} \quad (19) \end{aligned}$$

至此,已获得了联合估计子  $\theta, \theta_K$  和  $\phi_K$  的表达式,不过直接计算式(19)的复杂度是很高的.所以在实际工程当中我们需采用高效的算法来估计  $\theta, \theta_K$  和  $\phi_K$ .

**2.2.2 过饱和和低复杂度部分相干最佳联合检测算法** 如果用户的发射波形呈树型的互相关结构<sup>[2]</sup>,那么在计算式(19)时,就可以节省很大的计算量.计算  $F_K(b|r)$  可以利用文献[2]的方法,根据条件估计量来分离  $F_K(b|r)$ ,从发射波形树的低层往上为树中每一个结点建立一个表,最后利用最小路径算法来估计信码.而在优化计算式(19),同时还要考虑后两项.对于 QPSK 信号,第二项是恒定的,所以只考虑第三项.由于

$$s_{kS_n}^T = 0 \quad \forall n \notin adK = dK \quad aK \quad (20)$$

所以,

$$y(b, b_{kl}|r) = y(b_{adK}, b_{kl}|r) = b_{kl}^* s_K^T (r - S_{adK} b_{adK}) \quad (21)$$

那么,式(19)可以简化为:

$$\{\theta, \theta_K\} = \arg \min_{\{\theta, \theta_K\}} \left\{ \frac{F_K(b|r)}{2} - \left| \frac{1}{2} y(b_{adK}, b_{kl}|r) + 2 \right| \right\} \quad (22)$$

所以,在计算式(22)时,对于树中不同的结点,应该建立不同的表.

本文算法的主要思想是从式(22)出发,基于树型相关的信号集,针对每个结点  $n$  来计算条件估计量  $\theta_n(r|b_{an})$ ,计算顺序是从树的低层结点出发,从下往上;计算完最顶层的结点后,再从上往下依次查表,得到估计的信码.这一点与文献[2]类似.所不同的是在建表时还要考虑式(22)右边第二项,这主要是由新用户的相位不确定性所带来的.下面给出算法的具体内容、解释:

(a)从树的低层结点出发,从下往上,对每个结点按照下

述三种情况进行分类,并依次为每个结点建立一张相应的表,表分为三类:标准表、a表、上代表.

(1)对于既不是结点的上代结点也不是结点  $K$  的子代结点  $n$ (即  $\forall n \notin adK$ ),可以不考虑式(22)中的第二项,采用与文献[2]相同的算法为结点  $n$  建一个标准表,表中存有以下条件估计值:

$$\begin{aligned} \theta_n(r|b_{an}) &= \arg \min_{b_n} \left\{ r - s_n b_n e^{j\phi_n} - S_{an} a_n b_{an} \right. \\ &\quad \left. - S_{dn} d_n \theta_{dn}(r|b_n, b_{an}) \right\}^2 \quad (23) \end{aligned}$$

式中,  $\theta_{dn}(r|b_n, b_{an})$  是已知的,因为树中的结点建表是从低层向上的.

(2)令集合  $a = dK \quad K$ ,对于结点  $K$  的子代结点  $dK$  及结点  $K$ ,必须考虑式(22)中的第二项,这样,在优化计算式(22)时,需要将结点及其所有子代结点一起考虑,建立一个 a 表,表中存有以下条件估计值:

$$\begin{aligned} \theta_a(r|b_{aK}) &= \arg \min_{\{b_{dK}, b_K\}} \left\{ r - S_{aK} a_K b_{aK} - S_{dK} d_K b_{dK} \right. \\ &\quad \left. - 2 \left| y(b_{aK}, b_{dK}, b_K|r) + 2 \right| \right\} \quad (24) \end{aligned}$$

(3)同理,对于结点的上代结点  $i$ ,也必须考虑式(22)中的第二项,这样,在优化计算式(22)时,需要将结点的所有子代结点一起考虑,建立一个上代表,表中存有以下条件估计值:

$$\begin{aligned} \theta_i(r|b_{ai}) &= \arg \min_{b_i} \left\{ F_i(b_i, b_{ai}|r) - 2 \left| y(\theta_a(r|b_i, b_{ai})) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \theta(r|b_i, b_{ai}), b_i, b_{ai}|r) + 2 \right| \right\} \quad (25) \end{aligned}$$

$$F_i(b_i, b_{ai}|r) = \left\{ r - b_i s_i e^{j\phi_i} - S_{ai} a_i b_{ai} - S_{dK} d_K \theta_{dK}(r|b_i, b_{ai}), b_i, b_{ai} \right\}^2 - S_{\theta} \theta(r|b_i, b_{ai})^2 \quad (26)$$

上式中,  $\theta$  表示结点  $K$  的上代结点集合与集合  $\{i, ai\}$  的差集,而  $\theta_{dK}$  表示集合  $di$  与集合  $dK$  的差集.式(23)至(26)都是利用式(22)而得到的,由于篇幅有限,具体的推导过程没有给出.

(b)当估计出最顶层的结点用户的信码后,从上往下,依次查表,得到信息向量  $\theta$  和  $\theta_K$ .

(c)最后,利用式(14)和(12)计算出  $\phi_K$ .

从建表的过程看,新用户的位置对算法的计算复杂度有很大的影响.新用户的位置越靠近树顶,与之相关的子代结点越多.由于相关的节点不能分离以分别进行优化,而只能联合优化,导致算法的复杂度提高.其极限情况是:当新用户位于树顶,算法的复杂度与用户数呈指数关系;当新用户位于树底,算法的复杂度与用户数呈低阶多项式关系<sup>[2]</sup>.

### 3 实验研究

由于理论分析多用户信码/相位部分相干最佳接收机的性能比较困难,本文采用蒙特卡洛计算机模拟仿真的方法来研究此接收机的误码性能和相位估计误差等问题.

在模拟实验中,采用文献[2]中的最小距离集(子波包的一个特例)作为用户波形,并假定系统中容纳了 21 个用户,这 21 个用户的波形矩阵可用  $s_1$  表示.

矩阵的每一列对应于一个用户的码序列,其相应的树型相关结构图如图 1 所示.假定用户 17 为新用户,它的相位分布知识是由式(1)所决定,其他 20 个用户的波形和相位是已知的.

$$s_1 = \begin{bmatrix} 1/2 & 0 & 0 & 0 & 1/4 \\ 1/2 & 0 & 0 & 0 & 1/4 \\ 1/2 & 0 & 0 & 0 & 1/4 \\ 1/2 & 0 & 0 & 0 & 1/4 \\ 0 & 1/2 & 0 & 0 & 1/4 \\ 0 & 1/2 & 0 & 0 & 1/4 \\ 0 & 1/2 & 0 & 0 & 1/4 \\ 0 & 1/2 & 0 & 0 & 1/4 \\ I_{16} & 0 & 0 & 1/2 & 0 & 1/4 \\ 0 & 0 & 1/2 & 0 & 1/4 \\ 0 & 0 & 1/2 & 0 & 1/4 \\ 0 & 0 & 1/2 & 0 & 1/4 \\ 0 & 0 & 1/2 & 0 & 1/4 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/4 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/4 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/4 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/4 \end{bmatrix}$$

在实验中,当 分别取 50 和 10 时,分别简称部分相干 1 和部分相干 2,其标准偏差 分别为 8.14 和 18.62;在发射端,假定新用户的相位在区间  $[-\pi, +\pi]$  内呈均匀分布.发射信号采用 QPSK 调制方式,实验结果如图 2~5 所示.

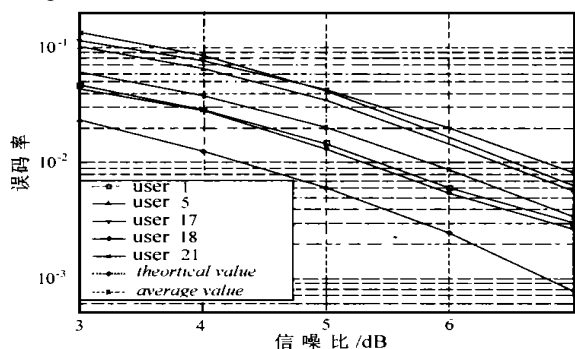


图 2 多用户信码/相位部分相干最佳接收机的误码性能(注:“theoretical value”表示正交多用户系统中用户的误码性能;“average value”表示多用户信码/相位部分相干最佳接收机的平均误码性能.)

图 2 给出了多用户信码/相位部分相干最佳接收机的误码性能,包括用户 1、用户 5、用户 17、用户 18、用户 21 的误码性能和所有用户的平均误码性能,计算每一点的实验次数为 10000.为了比较起见,图 2 还给出相应的正交多用户系统的

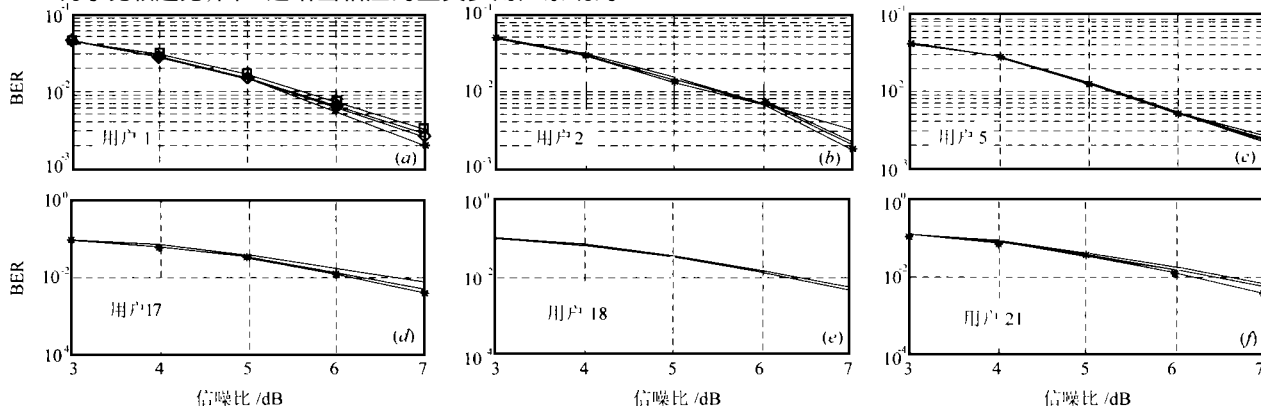


图 4 多用户信息部分相干解调与相干、非相干解调的各用户误码性能对比。(注:此图中的曲线对应关系与图 3 相同)

最后,还给出了当  $\sigma = 10$  时,不同信噪比下,相位估计误差的近似分布图,如图 5 所示.经过计算可知,当信噪比为

误码性能.从图 2 当中,可以得出如下结论:

(1)对于部分相干最佳接收机而言,各个用户的性能是不同的,用户的位置越靠近树底,与之相关的用户数越少,其性能越好.这一特点也给多址协议的设计带来了一定的灵活性.

(2)此接收机的误码性能要低于相应的正交多址系统,可以说,它在系统信息传输速率和可靠性之间达到了一种折衷.

(3)由于接收机只含有关于用户 17 相位的部分信息,而估计值又有误差,所以,其子结点用户 1 的性能要低于用户 5.

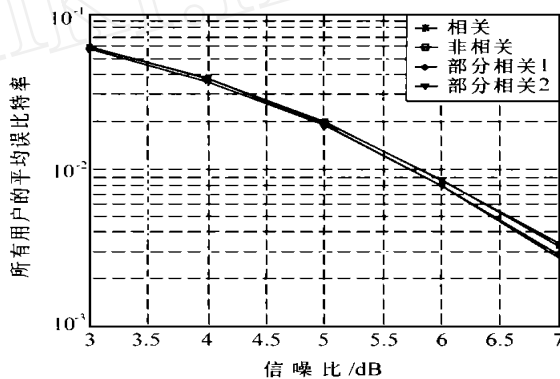


图 3 部分相干解调与相干和非相干解调平均误码性能的比较

图 3、图 4 分别给出了多用户信码/相位部分相干最佳接收机与相干接收机<sup>[1]</sup>、非相干接收机的平均误码性能及各个用户误码性能的对比.从中我们可以看出,相干最佳接收机的性能最好,部分相干最佳接收机的性能次之,非相干接收机的性能最差;不过,其性能差异并不大.所以,接收机获得新用户相位的知识越多,解调的性能越好.对于不同的用户来说,这三种接收机的性能差异是不同的.用户 1、2、17、21 的性能差异较明显,而对于与用户 17 不相关的其他用户来说,这三种接收机的性能几乎是相同的.要定量分析这三种解调方法的性能差异是很困难的,只能从图 3 和图 4 的仿真结果得到性能差异的度.

4dB 时,相位估计误差的标准偏差为 12.95;当信噪比为 5dB 时,相位估计误差的标准偏差为 12.03;当信噪比为 6dB 时,相

位估计误差的标准偏差为 11.25;当信噪比为 7dB 时,相位估计误差的标准偏差为 10.08.

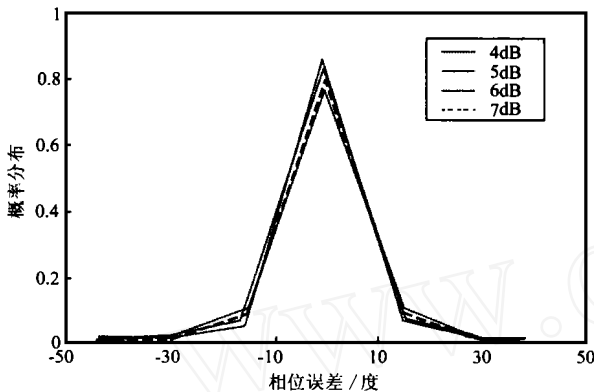


图 5 不同信噪比下,部分相干解调相位估计误差的近似分布图

为了进一步提高载波相位估计的精度,可以采用多个符号联合估计的方法.由于最大似然序列估计的复杂度太高,无法实用.这里简单介绍一个较简单的方法——递归估计法,即利用单符号估计的方法,每估计一个符号就获得了更多的相位知识,然后利用这些知识实现下个符号的部分相干解调,直至相位估计的精度达到系统的要求.

#### 4 结束语

本文将载波相位提取和多用户信息的检测同时考虑,利用了已获得的新用户的相位信息,实现了下一个符号的低复杂度部分相干多用户信码/相位最佳联合检测;而且此算法还适用于具有二维星座的线性调制方式.同时,本文通过计算机仿真分析了此最佳接收机的误码性能及相位提取的精度等有关问题,并与相干解调和非相干解调做了比较,得到了一些有用的结论.

#### 参考文献:

- [ 1 ] Verdu Sergio. Multiuser Detection [ M ]. Cambridge University Press , London ,1998.
- [ 2 ] R. E. Learned , A. S. Willsky , D. M. Boroson. Low complexity signal processing and optimal joint detection for over-saturated multiple access communications [ J ]. IEEE Tran. On SP ,1997 (1) :113 - 123.
- [ 3 ] R. E. Learned et. al. Wavelet-Packet-Based Multiple Access Communication [ J ]. in SPIE on mathematical imaging : Wavelet Application in Signal and Image Processing July 1994 :1236 - 1245.
- [ 4 ] Verdu Sergio. Computational complexity of optimum multiuser detection , in Algorithmica. New York :Springer-Verlag ,1989.
- [ 5 ] J. G. Proakis. Digital Communications [ M ]. third edition ,McGraw-Hill ,Inc. ,1995.
- [ 6 ] H. Sari ,F. Vanhaverbeke and M. Moeneclaey. Extending the capacity of multiple access channels [ J ]. IEEE Communications Magazine ,2000 (1) :74 - 82.

#### 作者简介:



毕见鑫 1972 年出生.1994 年和 1997 年在合肥炮兵学院分别获得学士和硕士学位,现为西安电子科技大学博士研究生.目前主要研究方向为通信信号处理和 DSP 实现.

田红心 1990 年和 1997 年分别在西安电子科技大学获学士和硕士学位,现为西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室讲师,主要研究方向为卫星通信,信号处理及 DSP 应用研究.