

## 异步 DS-CDMA 系统中相对时延对多用户检测的性能影响: 分析与评估

王 伶 焦李成 陶海红\* 刘 芳\*\*

(西安电子科技大学智能信息处理研究所 西安 710071)

\*(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

\*\* (西安电子科技大学计算机学院 西安 710071)

**摘 要:** 多用户检测技术是 DS-CDMA 系统中的关键技术之一。在反向链路的基站接收机一端, 接收信号是各用户异步发射信号经传输信道后的叠加, 许多多用户检测器的输入是对系统中各用户用特征波形匹配滤波后以符号速率采样的信号。然而, 异步用户间不同的相对时延将引起不等的部分互相关系数, 从而也导致不一样的多用户检测性能。该文分析了平均部分互相关系数的解析表达式并给出了计算方法, 采用进化算法求解最大以及最小部分互相关系数存在的相对时延条件, 提出了异步系统中多用户检测在平均、最大以及最小部分互相关系数条件下的性能分析与评估方法, 对分析和比较多用户检测接收机整体性能具有很大意义。

**关键词:** DS-CDMA, 进化算法, 异步系统, 多用户检测, 多址干扰, “远近”效应

中图分类号: TN911.23, TN914.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)10-1605-08

## Effect of Relative Delay on Performance of Multiuser Detection in Asynchronous DS-CDMA Systems: Analysis and Evaluation

Wang Ling Jiao Li-cheng Tao Hai-hong\* Liu Fang\*\*

(Institute of Intelligent Information Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

\*(National Key Lab. for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

\*\* (School of Computer Science and Technology, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract** Multiuser detection is a key technique in DS-CDMA systems. The received signal of uplink receiver is superposition of the spreading signal transmitted by users over asynchronous channels. Many multiuser detectors deal with discrete signal sampled at symbol or chip rate after passing through matched filterers. However, different relative delay between users results in distinct partial correlation coefficients thus bringing about distinct performance of multiuser detectors. It is very important to effectively evaluate the average and extreme performance of system. In this paper, the expression of average partial correlation coefficients is analyzed and the corresponding numerical computation method is proposed. On the other hand, relative delay corresponding to the maximal and minimal correlation coefficients is also solved by the evolution algorithm. Based on the obtained results, the performance of the decorrelating and Minimum Mean Square Error (MMSE) multiuser detectors in asynchronous DS-CDMA systems are evaluated by numerical simulation.

**Key words** DS-CDMA, Evolution algorithm, Asynchronous system, Multiuser detection, Multiple access interference, “Near-far” effect

### 1 引言

直接序列码分多址(DS-CDMA)是第三代移动通信系统中广受欢迎的一种多址技术<sup>[1]</sup>, 与多载波技术的结合也是未来后三代或第四代移动通信系统的有力竞争者<sup>[1-3]</sup>。它支持

大容量和高数据速率业务, 能够满足未来移动通信大容量、廉价、高效率的需求。然而, DS-CDMA 系统在个人通信、室内通信、当前以及未来移动通信的应用中存在两个主要问题: 多址干扰以及“远近”效应问题<sup>[4]</sup>。为了有效地抑制多址干扰, 提高DS-CDMA系统的业务质量、容量以及覆盖率,

多用户检测技术是一种强有力的方法<sup>[4-13]</sup>。

嵌入先进信号处理技术的多用户检测已被认为是CDMA系统中的关键技术之一<sup>[4]</sup>，各国学者已提出了许多典型的多用户检测器<sup>[5-13]</sup>，均有良好的多址干扰抑制以及抗“远近”效应能力。其中，许多多用户检测器的输入信号是用系统中各用户特征波形匹配滤波后以符号速率采样的数据<sup>[5-11]</sup>。然而，在上行链路的异步系统中，各个用户的部分互相关函数取决于用户间的相对时延，因此，异步用户间不同的相对时延将引起不等多址干扰(MAI)，从而也导致不一样的多用户检测性能；另一方面，实际移动通信系统中用户的随机接入导致相对时延也是随机变化的，因此，合理有效地评价异步系统在平均、最大以及最小部分互相关系数条件下的性能将是非常有意义而艰巨的任务，尤其是系统容量较大且各用户扩频增益也很大时更是如此。

本文分析了平均部分互相关系数的解析表达式并给出了计算方法，采用进化算法求解最大以及最小部分互相关系数存在的相对时延条件，提出了异步系统中多用户检测在平均、最大以及最小部分互相关系数条件下的性能分析和评估方法。该方法对于输入信号是匹配滤波输出的多用户检测接收机是非常有用的，文中将该方法用于MMSE多用户检测器<sup>[7, 13]</sup>、去偏解相关检测器以及缓解边缘影响MMSE多用户检测器<sup>[6, 14]</sup>的误码率性能评估。

## 2 异步传输信号模型及问题描述

假设小区中有  $K$  个同频干扰用户，采用 BPSK 调制方式，则异步信道下接收的基带信号为

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^K \sqrt{w_k} b_k(i) s_k(t - iT - \tau_k) + n(t) \quad (1)$$

式中  $s_k(t)$ ,  $\sqrt{w_k}$ ,  $b_k(i)$ ,  $T$  以及  $\tau_k$  分别表示用户  $k$  的归一化特征波形、信号幅度、第  $i$  个信息码、数据比特持续时间和信道传输时延； $n(t)$  是零均值加性高斯白噪声，双边功率谱密度为  $N_0/2 = \sigma^2$ 。设  $\{b_k(i)\}$  是独立等概率的  $\pm 1$  随机变量，特征波形  $s_k(t)$  仅在区间  $[0, T]$  内取值且具有单位能量，形式如下

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \beta_n^k \psi(t - nT_c), \quad t \in [0, T] \quad (2)$$

式中  $(\beta_0^k, \beta_1^k, \dots, \beta_{N-1}^k)$  是用户  $k$  的  $\pm 1$  特征序列； $\psi(t)$  是归一化码片波形，仅在区间  $[0, T_c]$  内取值； $T_c$  以及  $N$  分别表示码片周期和扩频增益，满足  $T = NT_c$ 。设用户相对时延满足  $0 \leq \tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_K \leq T$ 。对用户  $k$ ，经匹配滤波器后，在  $t = (i+1)T + \tau_k$  ( $i = 0, 1, \dots$ ) 时采样，由于是异步情况，接收信号  $y_k(i)$  中含有其它用户  $(i-1)$  或  $(i+1)$  时刻的信息，所以

$$y_k(i) = \int_{iT+\tau_k}^{(i+1)T+\tau_k} r(t) s_k(t - iT - \tau_k) dt \quad (3a)$$

$$= \sum_{m=k+1}^K \sqrt{w_m} b_m(i-1) \rho_{k,m}(1) + \sum_{m=1}^K \sqrt{w_m} b_m(i) \rho_{k,m}(0)$$

$$+ \sum_{m=1}^{k-1} \sqrt{w_m} b_m(i+1) \rho_{k,m}(-1) + n_k(i) \quad (3b)$$

式中  $\rho_{k,m}(q)$  ( $q = 0, 1, -1$ ) 是特征波形间的部分互相关函数，表示用户  $m$  在第  $i+q$  比特间隔的数据对用户  $k$  在第  $i$  个比特间隔的数据干扰； $n_k(i)$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ ) 是噪声经匹配滤波后的输出，其中

$$\rho_{k,m}(q) = \int_{\tau_k}^{T+\tau_k} s_k(t - \tau_k) s_m(t + qT - \tau_m) dt \quad (4)$$

设  $\mathbf{y}(i) = [y_1(i), y_2(i), \dots, y_K(i)]^T$ ,  $\mathbf{b}(i) = [b_1(i), b_2(i), \dots, b_K(i)]^T$ ,  $\mathbf{n}(i) = [n_1(i), n_2(i), \dots, n_K(i)]^T$ ，则

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{R}(-1)\mathbf{W}\mathbf{b}(i+1) + \mathbf{R}(0)\mathbf{W}\mathbf{b}(i) + \mathbf{R}(1)\mathbf{W}\mathbf{b}(i-1) + \mathbf{n}(i) \quad (5a)$$

$$= [\mathbf{R}(1) \quad \mathbf{R}(0) \quad \mathbf{R}(-1)] [\mathbf{I}_3 \otimes \mathbf{W}] \begin{bmatrix} \mathbf{b}(i-1) \\ \mathbf{b}(i) \\ \mathbf{b}(i+1) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(i) \quad (5b)$$

式中  $\mathbf{I}_p$  表示维数为  $p$  的单位阵；“ $\otimes$ ”表示 Kronecker 积；部分相关矩阵  $\mathbf{R}(q)$  的第  $(k, m)$  个元素是  $\rho_{k,m}(q)$ ， $\mathbf{W} = \text{diag}(\sqrt{w_1}, \sqrt{w_2}, \dots, \sqrt{w_K})$  是正定对角矩阵；零均值高斯过程  $\mathbf{n}(i)$  具有如下自相关矩阵

$$E\{\mathbf{n}(i)\mathbf{n}^T(j)\} = \begin{cases} \sigma^2 \mathbf{R}(1), & j = i - 1 \\ \sigma^2 \mathbf{R}(0), & j = i \\ \sigma^2 \mathbf{R}(-1), & j = i + 1 \\ \mathbf{0}, & \text{其它} \end{cases} \quad (6)$$

由式(4)可知， $\mathbf{R}(0)$  是对称正定矩阵； $\mathbf{R}(1)$ ,  $\mathbf{R}(-1)$  分别是对角元素均为零的上、下三角矩阵，且  $\mathbf{R}(1) = \mathbf{R}(-1)^T$ ；特别地，由于当  $k \neq m$  时， $\tau_k < \tau_m$  或者  $\tau_k > \tau_m$ ，因此  $\rho_{k,m}(1)$  与  $\rho_{k,m}(-1)$  间其中之一必为零。

当所有用户的时延相等时，式(5b)就转化成了同步传输的情况。异步传输时，多址干扰(MAI)分量比同步系统复杂得多。若检测器处理的数据长度为  $P$ ，令正定矩阵  $\mathbf{A}_P = \mathbf{I}_P \otimes \mathbf{W}$ ，则基于模型式(5b)，将匹配滤波器输出的  $P$  个数据向量排列成  $PK \times 1$  的向量，如下所示

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}(i) \\ \mathbf{y}(i+1) \\ \mathbf{y}(i+2) \\ \vdots \\ \mathbf{y}(i+P-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{A}_{P+2} \begin{bmatrix} \mathbf{b}(i-1) \\ \mathbf{b}(i) \\ \mathbf{b}(i+1) \\ \vdots \\ \mathbf{b}(i+P) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}(i) \\ \mathbf{n}(i+1) \\ \mathbf{n}(i+2) \\ \vdots \\ \mathbf{n}(i+P-1) \end{bmatrix} \quad (7a)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) \end{bmatrix} \mathbf{A}_P \begin{bmatrix} \mathbf{b}(i) \\ \mathbf{b}(i+1) \\ \mathbf{b}(i+2) \\ \vdots \\ \mathbf{b}(i+P-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{R}(1)\mathbf{W}\mathbf{b}(i-1) \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{R}(-1)\mathbf{W}\mathbf{b}(i+P) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}(i) \\ \mathbf{n}(i+1) \\ \mathbf{n}(i+2) \\ \vdots \\ \mathbf{n}(i+P-1) \end{bmatrix} \quad (7b)$$

将式(7a)等号左边向量以及式(7b)等号右边各项分别写成如下的简化形式:

$$\bar{\mathbf{y}}(i) = \mathbf{R}\mathbf{A}_P\bar{\mathbf{b}}(i) + \bar{\mathbf{e}}(i) + \bar{\mathbf{n}}(i) \quad (8)$$

对比式(8)与式(7b)可知,  $\mathbf{R}$  是一个对称正定块对角矩阵,  $\bar{\mathbf{e}}$  表示用  $\mathbf{R}$  近似后的偏差,  $\bar{\mathbf{n}}(i) \sim N(\mathbf{0}, \sigma^2\mathbf{R})$ 。从式(5a)和式(7a)中可以看出, 匹配滤波器输出信号中, 不同的用户相对时延将直接影响 MAI 的大小, 分别对每一种时延组合仿真后再计算系统平均以及最差 BER 性能将是非常繁琐的任务, 尤其是扩频增益较大且用户数较多的情况。另一方面, 存在 MAI 时, 较准确地直接求出系统平均 BER 的显示表达式也将是非常困难。

### 3 相对时延与平均、最大、最小部分互相关系数

#### 3.1 相对时延对多用户检测的性能影响

在异步 DS-CDMA 系统中, 直接采用特征波形的传统接收机时, 其性能好坏主要取决于各用户特征波形的部分互相关系数矩阵。用户相对时延改变时, 系统 BER 性能变化较大, 尤其当系统用户数接近饱和时, 系统 BER 性能变化更大。

许多多用户检测器的输入信号是用系统中各用户特征波形匹配滤波后以符号速率采样的数据  $\mathbf{y}(i)$  [5-11]。虽然采用多用户检测的接收机利用MAI结构的先验知识来试图消除MAI, 而对于部分互相关特性不如传统接收机敏感, 但多用户检测抑制多址干扰以及抗“远近”效应的能力也是有限的, 多用户检测输入数据向量  $\mathbf{y}(i)$  中的MAI仍将影响系统的BER性能。部分互相关系数矩阵  $\mathbf{R}(q)$  (其中,  $q = -1, 0, 1$ ) 将直接影响MAI的大小, 而不同的相对时延对应于不同的部分互相关系数, 从而导致多用户检测的性能也不一样, 仿真实验 2 和 3 中说明了这一点。虽然解相关检测器能完全消除MAI, 但同时也增强了背景噪声的影响[5,6]; MMSE多用户检测器在MAI与噪声抑制间寻求折中, 但不同的部分互相关矩阵也对不同的性能[4,7]; 在连续干扰抵消、多级检测器以及神经网络接收机中同样存在这样的问题[8-11]。

#### 3.2 平均部分互相关系数

考虑与式(3b)等价的如下系统:

$$y_k(i) = \sum_{m=k+1}^K \sqrt{w_m} b'_m(i-1) |\rho_{k,m}(1)| + \sum_{m=1}^K \sqrt{w_m} b'_m(i) |\rho_{k,m}(0)| + \sum_{m=1}^{k-1} \sqrt{w_m} b'_m(i+1) |\rho_{k,m}(-1)| + n_k(i) \quad (9)$$

式中  $b'_m(i-q) = \text{sgn}[\rho_{k,m}(q)] \cdot b_m(i-q)$ , ( $q = 0, 1, -1$ );  $\text{sign}[\cdot]$  表示符号函数;  $|\cdot|$  表示绝对值运算。BPSK 系统中, 由于  $\{b_k(i)\}$  是独立等概率的  $\pm 1$  随机变量, 故  $\{b'_m(i)\}$  也是独立等概率的  $\pm 1$  随机变量。因此, 性能分析和系统仿真时, 式(3b)中的部分互相关系数可直接用其绝对值替代。由式(9)可知, 在各用户发射功率一定的情况下, 多址干扰的大小取决于部分互相关系数绝对值的大小, 而与其符号无关, 因此, 平均 MAI 条件等价于平均部分互相关系数的绝对值。

本文假设采用的码片波形  $\psi(t)$  为理想矩形窗函数, 则由式(4), 得

$$\rho_{k,m}(q) = \frac{1}{N} \int_{\tau_k}^{T+\tau_k} \left( \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^k \psi(t-iT_c - \tau_k) \right) \cdot \left( \sum_{j=0}^{N-1} \beta_j^m \psi(t+qT - jT_c - \tau_m) \right) dt \quad (10a)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \beta_i^k \beta_j^m \int_0^T \psi(t-iT_c) \psi(t+qT - jT_c - \tau) dt \quad (\text{令 } \tau = \tau_m - \tau_k) \quad (10b)$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{NT_c} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \beta_i^k \beta_j^m [(i+1-j)T_c + qT - \tau], \\ \quad \text{s.t. } iT_c \leq \tau + jT_c - qT < (i+1)T_c \\ \frac{1}{NT_c} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \beta_i^k \beta_j^m [\tau + (j+1)T_c - qT - iT_c] \\ \quad \text{s.t. } \tau + jT_c - qT \leq iT_c < \tau + (j+1)T_c - qT \\ 0, \quad \text{其它} \end{cases} \quad (10c)$$

式中  $\tau_k$  与  $\tau_m$  是均匀分布的随机变量, 但若假设独立服从  $[0, T]$  的均匀分布, 则当分别计算  $\rho_{k,m}(q)$  时, 不满足  $\rho_{k,m}(1)$  与  $\rho_{k,m}(-1)$  间其中之一必为零的条件。因此, 设  $\tau_k$  服从  $[0, T]$  的均匀分布, 而  $\tau_m$  服从  $\tau_k \leq \tau_m \leq T$  的均匀分布, 即设  $\rho_{k,m}(-1) = 0$ , 则  $\tau_k$  与  $\tau_m$  的联合概率密度函数为

$$f_{\tau_k, \tau_m}(\tau_k, \tau_m) = \begin{cases} \frac{1}{T(T-\tau_k)}, & 0 \leq \tau_k < \tau_m \leq T \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (11)$$

令  $\tau = \tau_m - \tau_k$ , 其联合分布函数为

$$F_{\tau}(\tau) = \iint_D f_{\tau_k, \tau_m}(\tau_k, \tau_m) d\tau_k d\tau_m \quad (12)$$

其中  $D = \{(\tau_k, \tau_m), 0 \leq \tau_k < \tau_m \leq T\}$ 。

将式(11)带入式(12), 可得

$$F_{\tau}(\tau) = \begin{cases} 0, & \tau \leq 0 \\ \frac{\tau(-\ln(\tau) + \ln(T) + 1)}{T}, & 0 < \tau \leq T \\ 1, & \tau > T \end{cases} \quad (13)$$

从而进一步可得  $\tau$  的概率密度函数:

$$f_{\tau}(\tau) = \begin{cases} \frac{-\ln(\tau) + \ln(T)}{T}, & 0 < \tau \leq T \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (14)$$

根据式 10(a) - 10(c) 以及式(14), 令  $g_{k,m,q}(\tau) = |\rho_{k,m}(q)| f_{\tau}(\tau)$ , 则部分互相关系数绝对值的均值为

$$E[|\rho_{k,m}(q)|] = \int_0^T g_{k,m,q}(\tau) d\tau \quad (15)$$

图 1 中示出了  $g_{1,2,0}(\tau)$  和  $g_{1,2,1}(\tau)$  的曲线, 条件与第 5 节的仿真实验一致。从图中可见, 直接写出式(15)的详细显示表达式比较繁琐, 可以采用矩形逼近、梯形逼近、辛普生以及龙贝格等数值积分方法求解<sup>[15]</sup>, 本文采用广受欢迎的辛普生递推方法求解。将该系数构成的部分互相关矩阵代入式(5b)可得平均MAI影响时以符号速率对匹配滤波器输出采样的接收数据向量, 因此, 利用这一结果, 可以很容易评估和仿真平均部分互相关系数条件下多用户检测系统的性能。

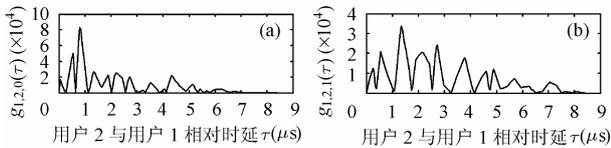


图 1 用户 2 与用户 1 部分互相关函数绝对值与相对时延  $\tau$  的 PDF 乘积

### 3.3 最大与最小部分互相关系数

为了获得用户数为  $K$  的异步系统中存在最大和最小部分互相关系数的相对时延条件, 考虑下面的多元非凸目标函数:

$$f(\tau_1, \dots, \tau_K) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^K \sum_{q=-1}^1 |\rho_{k,m}(q)| \quad (16)$$

则相应的相对时延分别如下:

$$(\tau_1, \dots, \tau_K)_{\max} = \arg \max_{\tau_k, k=1, \dots, K} f(\tau_1, \dots, \tau_K) \quad (17)$$

$$(\tau_1, \dots, \tau_K)_{\min} = \arg \max_{\tau_k, k=1, \dots, K} \frac{1}{f(\tau_1, \dots, \tau_K)} \quad (18)$$

式(17)和式(18)是两个复杂的非线性优化问题。图 2, 图 3 中分别示出了 3 用户系统中用户 1 的时延恒为零时  $f(0, \tau_2, \tau_3)$  的曲线及其等高线图, 条件与第 5 节的仿真实验一致。从图中可见, 式(16)是高度非线性的函数, 存在很多局部极值, 用基于梯度的传统优化方法很难求解该问题。

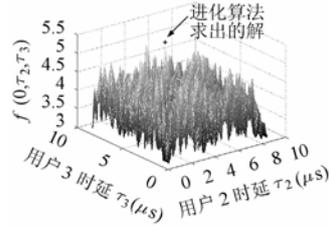


图 2 函数值曲线

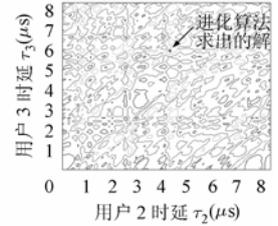


图 3 函数等高线图

进化算法和模拟退火算法很适合求解这类优化问题<sup>[16]</sup>, 本文采用进化算法来求解, 算法流程如图 4 所示。下面讨论进化算法求解式(17)以及式(18)的几个关键问题:

**适应度函数选取** 根据目标优化函数, 分别选取  $f(\tau_1, \dots, \tau_K)$  以及  $1/f(\tau_1, \dots, \tau_K)$  作为最大与最小部分互相关系数存在条件的适应度函数;

**编码** 设种群数为  $M$ , 表示为

$$\Pi = \{\Pi_m\}, m=1, \dots, M \quad (19)$$

其中  $\Pi_m$  表示种群中第  $m$  个个体, 定义如下:

$$\Pi_m = \left\{ \left\{ \tau_k^m \right\}_{k=1, \dots, K}, f_m \right\} \quad (20)$$

$K$  表示染色体长度, 与系统用户数相等;  $\tau_k^m$  表示第  $m$  个个体中第  $k$  个基因位, 与时延相对应;  $f_m$  表示第  $m$  个染色体的适应度, 每个个体的存活依赖于这个值。最大与最小 MAI 条件下的适应度分别按如下计算:

$$f_m = f(\tau_1^m, \dots, \tau_K^m) \quad (21)$$

$$g_m = 1/f(\tau_1^m, \dots, \tau_K^m) \quad (22)$$

求解式(17)时, 算法中用  $g_m$  替代  $f_m$ , 算法步骤均相同, 因此, 下面主要讨论求解式(17)的算法实现。

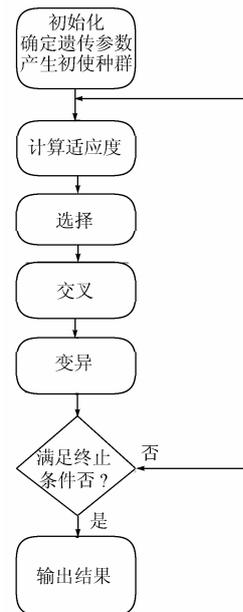


图 4 求解最强和最弱 MAI 条件进化算法框图

**最优解获取** 设  $n$  表示进化过程的第  $n$  代, 则相应的种群、第  $m$  个个体及其基因位和适应度分别表示为  $\Pi^n$ ,  $\Pi_m^n$ 、 $\tau_k^{m,n}$ ,  $f_m^n$ ;  $m_{\max}$  表示第  $n$  代最佳个体标号, 则第  $n$  代最佳解为  $\{\tau_k^{m_{\max},n}\}_{k=1,\dots,K}$ 。

**交叉算子** 设  $(\Pi_a^n, \Pi_b^n)_{\text{Parent}}$  是第  $n$  代的“父代”个体, 且其适应度满足  $f_a^n \geq f_b^n$ , 若不满足这一要求, 首先交换这两个“父代”个体的顺序;  $P_c$  是交叉概率, 一般选择在 0.25~0.75 之间;  $r = U(0,1)$ , 其中  $U(a,b)$  表示服从  $[a,b]$  的均匀分布随机变量, 则不满足交叉概率时,  $(\Pi_a^n, \Pi_b^n)_{\text{Child}} = (\Pi_a^n, \Pi_b^n)_{\text{Parent}}$ ; 满足交叉概率时, 按下式进行启发式交叉操作

$$\left. \begin{aligned} (\Pi_a^n)_{\text{Child}} &= (\Pi_a^n)_{\text{Parent}} + r \cdot [(\Pi_a^n)_{\text{Parent}} - (\Pi_b^n)_{\text{Parent}}] \\ (\Pi_b^n)_{\text{Child}} &= (\Pi_b^n)_{\text{Parent}} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

上式中, 若  $(\Pi_a^n)_{\text{Child}}$  不在解空间中, 即若式(24)中  $s = 0$ , 则重新产生随机数  $r$ , 再利用式(23)获取新的个体, 为避免陷入死循环, 进行  $t$  步操作后,  $(\Pi_a^n)_{\text{Child}}$  仍不在解空间中, 则  $(\Pi_a^n, \Pi_b^n)_{\text{Child}} = (\Pi_a^n, \Pi_b^n)_{\text{Parent}}$ 。

$$s = \begin{cases} 1, & 0 \leq (\tau_k)_{\text{Child}} \leq T, \forall k \in \{1, \dots, K\} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (24)$$

**变异算子** 设  $(\tau_k^m)_{\text{Parent}}$  是“父代”第  $m$  个染色体第  $k$  个基因位, 采用如下的均匀变异算子:

$$(\tau_k^m)_{\text{Child}} = \begin{cases} U(0,T), & \text{满足 } P_m \\ (\tau_k^m)_{\text{Parent}}, & \text{其它} \end{cases} \quad (25)$$

式中  $P_m$  表示变异概率。

**选择算子** 第  $n$  代个体的“父代”通过选择算子  $S(\cdot)$  从第  $n-1$  代获得, 即

$$(\Pi_m^n)_{\text{Parent}} = S(\Pi^{n-1}), \quad m = 1, \dots, M \quad (26)$$

常用的选择算子有  $(\mu, \lambda)$  确定性选择、轮盘赌选择、排序选择、排挤选择等方法<sup>[13]</sup>, 本文采用第一种选择算子, 即。设第  $n$  代所有个体适应度之和为  $f_{\text{sum}}^n = \sum_{m=1}^M f_m^n$ , 则第  $n-1$  代第  $m$  个个体被选中的概率为  $P_s(m) = f_m^{n-1} / f_{\text{sum}}^{n-1}$ 。

**终止条件** 本文设置终止条件为进化代数。进化算法是一种采用“生成+检测”的多点全局并行搜索方法, 虽然在全局搜索方面具有较强能力, 但在局部空间的搜索效果却不明显<sup>[17]</sup>。从图 2 可知, 本文欲求解的目标函数具有较多的局部极值, 每个极值点都存在一定的邻域, 若算法保证全局搜索的同时, 其局部搜索能力也较强, 则求解本文的问题将进一步提高收敛速度。从上述进化算法的流程中不难发现, 算

法中起到关键作用的两个算子(即交叉和变异)都是在一定发生概率的条件下, 随机地、没有指导地迭代搜索。因此, 它们在为群体中的个体提供了进化机会的同时, 也无可避免地产生了退化的可能。Wang<sup>[17]</sup>等人在借鉴自然免疫形态中的免疫应答机制与细胞个体之间离散度与亲和度等机理的基础上提出了一种免疫进化算法, 与进化算法相比, 该算法提高了局部搜索能力, 从而也加快了算法的收敛。

利用上述算法求解的最大、最小部分互相关系数存在的相对时延条件, 可以代入异步传输信号模型以计算和仿真采用多用户检测技术的系统在最大、最小部分互相关系数条件下性能。与评估平均部分互相关系数条件下系统性能不同的是, 进化算法获取的是相对时延值, 因此, 也适用于计算和仿真以符号和码片速率对匹配滤波器输出采样的数据作为输入的多用户检测系统的性能。

#### 4 缓解边缘影响的解相关与 MMSE 多用户检测器

异步 DS-CDMA 系统的接收信号较同步系统复杂许多, 直接将适用于同步系统的多用户检测方法用于异步系统时, 其性能均不同程度地降低<sup>[6,13]</sup>。作者在文献[6,14]中利用  $\mathbf{R}$  是正定对角占优矩阵这一特点, 提出了异步系统中缓解了边缘数据影响的去偏解相关以及 MMSE 多用户检测器, 具有较强的抑制多址干扰和抗“远近”效应能力, 且复杂度和处理时延均很小。选择处理的数据长度  $P=3$ , 则缓解边缘影响的解相关(DAEE)以及 MMSE 多用户检测器(MMSEAE)分别为  $\mathbf{M}_{\text{DAEE}} = [\mathbf{F}_{21} \ \mathbf{F}_{22} \ \mathbf{F}_{23}]$  (与文献[6]中的  $\mathbf{M}_{\text{DBD}}$  等价),  $\mathbf{M}_{\text{MMSEAE}} = [\bar{\mathbf{F}}_{21} \ \bar{\mathbf{F}}_{22} \ \bar{\mathbf{F}}_{23}]$ , 其中

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{F}_{21} &= -[\mathbf{R}(0) - \mathbf{R}(1)\mathbf{R}(0)^{-1}\mathbf{R}(-1) \\ &\quad - \mathbf{R}(-1)\mathbf{R}(0)^{-1}\mathbf{R}(1)]^{-1}[\mathbf{R}(1)\mathbf{R}(0)^{-1}] \\ \mathbf{F}_{22} &= [\mathbf{R}(0) - \mathbf{R}(1)\mathbf{R}(0)^{-1}\mathbf{R}(-1) \\ &\quad - \mathbf{R}(-1)\mathbf{R}(0)^{-1}\mathbf{R}(1)]^{-1} \\ \mathbf{F}_{23} &= -[\mathbf{R}(0) - \mathbf{R}(1)\mathbf{R}(0)^{-1}\mathbf{R}(-1) \\ &\quad - \mathbf{R}(-1)\mathbf{R}(0)^{-1}\mathbf{R}(1)]^{-1}[\mathbf{R}(-1)\mathbf{R}(0)^{-1}] \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

$$\left. \begin{aligned} \bar{\mathbf{F}}_{21} &= -[\bar{\mathbf{R}}(0) - \mathbf{R}(1)\bar{\mathbf{R}}(0)^{-1}\mathbf{R}(-1) \\ &\quad - \mathbf{R}(-1)\bar{\mathbf{R}}(0)^{-1}\mathbf{R}(1)]^{-1}[\mathbf{R}(1)\bar{\mathbf{R}}(0)^{-1}] \\ \bar{\mathbf{F}}_{22} &= [\bar{\mathbf{R}}(0) - \mathbf{R}(1)\bar{\mathbf{R}}(0)^{-1}\mathbf{R}(-1) \\ &\quad - \mathbf{R}(-1)\bar{\mathbf{R}}(0)^{-1}\mathbf{R}(1)]^{-1} \\ \bar{\mathbf{F}}_{23} &= -[\bar{\mathbf{R}}(0) - \mathbf{R}(1)\bar{\mathbf{R}}(0)^{-1}\mathbf{R}(-1) \\ &\quad - \mathbf{R}(-1)\bar{\mathbf{R}}(0)^{-1}\mathbf{R}(1)]^{-1}[\mathbf{R}(-1)\bar{\mathbf{R}}(0)^{-1}] \\ \bar{\mathbf{R}}(0) &= \mathbf{R}(0) + \sigma^2 \mathbf{W}^{-2} \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

与同步系统中解相关和 MMSE 检测器的关系类似<sup>[4,13]</sup>, 在高信噪比条件下,  $\bar{\mathbf{R}}(0) = \mathbf{R}(0) + \sigma^2 \mathbf{W}^{-2} \approx \mathbf{R}(0)$ , 因此 MMSEAE 检测器与 DAEE 检测器性能接近, 但在低信噪比条件下, MMSEAE 检测器综合考虑了多址干扰和背景噪声的影响,

其性能优于 DAEE 检测器。令矩阵  $F_{21}R(1)$ ,  $F_{23}R(-1)$ ,  $M_{MMSEAEER}$ ,  $\bar{F}_{21}R(1)$ ,  $\bar{F}_{23}R(-1)$  的第  $k$  行向量分别为  $\mathbf{g}_k^{21} = [g_{k,1}^{21}, g_{k,2}^{21}, \dots, g_{k,K}^{21}]$ ,  $\mathbf{g}_k^{23} = [g_{k,1}^{23}, g_{k,2}^{23}, \dots, g_{k,K}^{23}]$ ,  $\mathbf{m}_k = [m_{k,1}, m_{k,2}, \dots, m_{k,3K}]$ ,  $\bar{\mathbf{g}}_k^{21} = [\bar{g}_{k,1}^{21}, \bar{g}_{k,2}^{21}, \dots, \bar{g}_{k,K}^{21}]$ ,  $\bar{\mathbf{g}}_k^{23} = [\bar{g}_{k,1}^{23}, \bar{g}_{k,2}^{23}, \dots, \bar{g}_{k,K}^{23}]$ , 且  $\mathbf{g}_k^{\text{DAEE}} = [\mathbf{g}_k^{21}, \mathbf{g}_k^{23}]$ ,  $\mathbf{g}_k^{\text{MMSEAEER}} = [\bar{\mathbf{g}}_k^{21}, \mathbf{m}_k, \bar{\mathbf{g}}_k^{23}]$ , 则 DAEE, MMSEAEER 检测器的渐进多用户有效性(AME)分别为

$$\eta_k^{\text{DAEE}} \approx \max^2 \left\{ 0, 1 - \sum_{j=1}^K \left[ |(\mathbf{g}_k)_j| + |(\mathbf{g}_k)_{K+j}| \right] \cdot \sqrt{w_j/w_k} \right\} / (F_{22})_{k,k} \quad (29)$$

$$\eta_k^{\text{MMSEAEER}} \approx \max^2 \left\{ 0, (\mathbf{g}_k)_{2K+k} - \sum_{m=1}^K \sum_{n=0}^4 |(\mathbf{g}_k)_{nK+m}| \cdot \sqrt{w_m/w_k} \right\} / (M_{\text{MMSEAEER}})_{k,k} \quad (30)$$

式中  $(\cdot)_j$ ,  $(\cdot)_{k,k}$  分别表示向量的第  $j$  个元素以及矩阵的第  $(k,k)$  个元素。作者在文献[6,14]中仅详细分析了给定任意时延条件下受多址干扰影响时两种检测器的性能,但未评估存在平均、最大和最小部分互相关系数条件下的性能。

### 5 仿真实验

在 CDMA2000 系统中,码片速率可选择为  $L \times 1.2288$  Mcps ( $L=1,3,6,9,12$ )<sup>[18]</sup>,本文选择  $L=3$ ,即  $T_c=0.2713\mu\text{s}$ 。考虑 10 用户的异步系统,采用扩频增益为 31 的 Gold 码,与用户对应关系如表 1 所示。定义用户  $k$  的信噪比为

$$\text{SNR}_k = w_k / N_0 \quad (31)$$

设期望用户为用户 1,其余用户均为干扰用户,便于比较,仿真中假设各干扰用户信噪比均相等,即  $\text{SNR}_E = \text{SNR}_1$ ,  $\text{SNR}_I = \text{SNR}_{\text{other}}$ 。

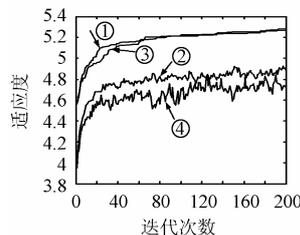
表 1 仿真中采用的 Gold 码

用户	31 位 Gold 码
1	0111000010000110010010111100000
2	0101101110001000001001000110001
3	0000110110010100111110110010011
4	1010000110101101010001011010111
5	1111100111011110001110001011110
6	0100100100111000110000101001100
7	0010100011110101001101101101001
8	111010110110111011011011110010011
9	0110110001011001000011110110110
10	0110001000110110101011010011101

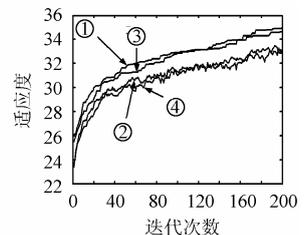
实验 1 仿真采用进化算法和免疫进化算法<sup>[17]</sup>求解 3 用

户和 10 用户异步系统中存在最强 MAI 的相对时延条件,时延单位均为(微秒)。均设用户 1 时延  $\tau_1=0$ ,进化算法参数分别为  $M=20$ ,  $P_c=0.6$ ,  $P_m=0.4$ 。进化算法求出的解和相应适应度值如表 2 中所示。图 2,图 3 中用“\*”示出了 3 用户系统中的解,进化曲线如图 5,图 6 所示。

从图中可见,3 用户系统比 10 用户系统收敛快,这是因为处理维数增加的原因,但具有全局并行搜索能力的进化算法仍能获取满意解;免疫进化算法加强了局部收敛能力,收敛速度较进化算法略有提高。最近,进化算法的一些改进形式已能处理 2000 维甚至更高维的函数优化<sup>[19]</sup>,利用这些新的研究成果可以更好地解决本文的优化问题。



① 免疫进化算法最大适应度  
② 免疫进化算法平均适应度  
③ 进化算法最大适应度  
④ 进化算法平均适应度



① 免疫进化算法最大适应度  
② 免疫进化算法平均适应度  
③ 进化算法最大适应度  
④ 进化算法平均适应度

图 5 3 用户系统进化曲线 图 6 10 用户系统进化曲线

实验 2 仿真了用户数为 10 的异步系统中信干比不变而期望用户信噪比  $\text{SNR}_E$  变化时 DAEE, MMSEAEER, MMSE 多用户检测器和传统的匹配滤波单用户检测器(MFSUD)在平均、最大和最小部分互相关系数条件对应的平均、最差以及最优比特误码率(BER)性能,并与系统仅有一个期望用户时 MF 检测器的单用户界(SUB)性能作了比较,如图 7 所示,图中曲线标识如表 3 所示。其中,信干比  $\text{SNR}_I/\text{SNR}_E = 3\text{dB}$ ,即存在一定的多址干扰;平均部分互相关系数条件对应于 3.2 节利用数值积分方法得到的平均部分互相关矩阵;最大部分互相关系数对应的相对时延如实验 1 中表 2 所示;由于采用 Gold 码,系统同步时部分互相关性最小,若采用随机码作为扩频码,则需要用 3.3 节介绍的进化算法求解该条件对应的时延信息,这里不在赘述。同步系统中,式(8)中无边数据项,因此,MMSE 与 MMSEAEER 具有相同的 BER 性能,图中仅画出了 MMSEAEER 检测器的最优性能。采用  $10^6$  个数据统计性能。

实验 3 仿真了期望用户信噪比  $\text{SNR}_E$  不变而信干比变化时的 BER 变化情况,如图 8 所示。其中  $\text{SNR}_E = 9\text{dB}$ ;其余仿真条件同实验 2。

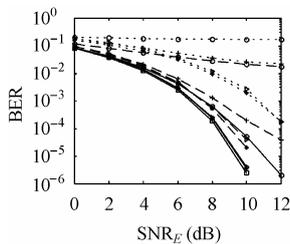
从图 7 和图 8 中可知,MMSEAEER 与 DAEE 检测器在平均、最大和最小部分互相关系数条件下的平均、最差和最优

表 2 进化算法求解出的最大部分互相关系数时延条件

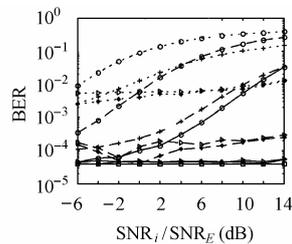
时延	$\tau_2$	$\tau_3$	$\tau_4$	$\tau_5$	$\tau_6$	$\tau_7$	$\tau_8$	$\tau_9$	$\tau_{10}$	$f$
3 用户系统	403408	5.9686								5.3871
10 用户系统	0.7885	8.1134	0.2407	6.2051	4.5827	7.5740	1.5930	5.1185	6.2029	36.275

表 3 BER 性能曲线图中标识与含义对应表

标识	含义	标识	含义
DAEEWORST	缓解边缘影响的解相关多用户检测最差性能	MMSEWORST	最小均方误差多用户检测最差性能
DAEEAVG	缓解边缘影响的解相关多用户检测平均性能	MMSEAVG	最小均方误差多用户检测平均性能
DAEEBEST	缓解边缘影响的解相关多用户检测最优性能	MFSUDWORST	匹配滤波单用户检测最差性能
MMSEAEWORST	缓解边缘影响的最小均方误差多用户检测最差性能	MFSUDAVG	匹配滤波单用户检测平均性能
MMSEAEAVG	缓解边缘影响的最小均方误差多用户检测平均性能	MFSUDBEST	匹配滤波单用户检测最优性能
MMSEAEBEST	缓解边缘影响的最小均方误差多用户检测最优性能	SUB	单用户界



- MFSUDWORST
- ◇ MFSUDAVG
- ▽ MFSUDBEST
- ✦ MMSEWORST
- ✧ MMSEAVG
- ▷ DMUDAEEWORST
- ◁ DMUDAEEAVG
- ◂ DMUDAEEBEST
- ✪ MMSEAEWORST
- ✩ MMSEAEAVG
- ✫ MMSEAEBEST
- ✬ SUB



- MFSUDWORST
- ◇ MFSUDAVG
- ▽ MFSUDBEST
- ✦ MMSEWORST
- ✧ MMSEAVG
- ▷ DMUDAEEWORST
- ◁ DMUDAEEAVG
- ◂ DMUDAEEBEST
- ✪ MMSEAEWORST
- ✩ MMSEAEAVG
- ✫ MMSEAEBEST
- ✬ SUB

图 7 期望用户信噪比与误码率

图 8 信干比与误码率

BER 性能均大大优于匹配滤波单用户检测器和 MMSE 检测器, 且其平均性能接近最优性能, 表现出优异的抗多址干扰、“远近”效应能力; 从 MMSEAE 检测器的最优与最差性能比较可知, 不同用户时延条件下的性能差异很大, 评估系统在时延条件下的平均性能是非常必要的; MMSEAE 检测器由于同时考虑了背景噪声和 MAI 的影响, 在一定信干比情况下, 低信噪比时 MMSEAE 检测器的 BER 性能优于 DAEE 检测器的, 而在高信噪比时, 两种检测器的 BER 性能接近相等; 当期望用户存在一定信噪比情况下, 低信干比时, MMSEAE 检测器的 BER 性能优于 DAEE 检测器的, 而在高信干比时, 两种检测器 BER 性能接近相等; 从 MMSEAE 与 MMSE 的性能比较可知, 前者大大缓解了边缘数据比特的影响, 获取了较大的性能增益且降低了计算复杂度。

## 6 结束语

异步 DS-CDMA 系统中, 用户间不同的相对时延对应不等的部分互相关系数, 从而导致多用户检测器以及匹配滤波

器的性能差异较大, 本文从信号模型入手, 分析并利用数值方法计算了等效的平均部分互相关系数矩阵, 采用进化算法这一先进的优化工具求解最大和最小部分互相关系数存在的条件, 然后对采用多用户检测技术的系统进行性能评估仿真。平均部分互相关系数条件下性能评估方法适用于计算和仿真以码片速率对匹配滤波器输出采样的数据作为输入的多用户检测系统, 而最大和最小部分互相关系数条件下的性能评估方法适用于计算和仿真以符号以及码片速率对匹配滤波器输出采样的数据作为输入的多用户检测系统。通过对缓解边缘影响的去相关和 MMSE 多用户检测系统评估表明, 在平均部分互相关系数条件下, 这两种多用户检测技术的 BER 性能比较接近于在最小部分互相关系数条件下的性能, 具有良好的抑制多址干扰和抗“远近”效应能力。

## 参 考 文 献

- [1] Adachi F, Sawahashi M, Suda H. Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems. *IEEE Communication Magazine*, 1998, 36(9): 56 – 69.
- [2] McCormick A C, Al-Susa E A. Multicarrier CDMA for future generation mobile communication. *Electronics & Communication Engineering Journal*, 2002, 14(2): 52 – 60.
- [3] 尤肖虎, 曹淑敏, 李建东. 第三代移动通信系统发展现状与展望. *电子学报*, 1999, 27(11A): 3 – 8.
- [4] Verdu S. *Multuser Detection*. UK: Cambridge University Press, 1998, Chapter 1 – Chapter 6.
- [5] Paris B P. Finite precision decorrelating receivers for multiusers CDMA communication systems. *IEEE Trans. on Comm.*, 1996, 44(4): 496 – 507.
- [6] 王伶, 焦李成, 刘芳. 一种去偏解相关多用户检测器. *信号处*

- 理, 2002, 18(3): 208 — 211.
- [7] Madhow U. MMSE interference suppression for timing acquisition and demodulation in direct-sequence CDMA systems. *IEEE Trans. on Communications*, 1998, 46(8): 1065 — 1075.
- [8] Patel P, Holtzman J. Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in DS/CDMA system. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1994, 12(5): 796 — 807.
- [9] Varanasi M K, Aazhang B. Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications. *IEEE Trans. on Communications*, 1990, 38(4): 509 — 519.
- [10] Aazhang B, Paris B P, Orsak G C. Neural networks for multiuser detection in CDMA communications. *IEEE Trans. on Comm.*, 1992, 40(7): 1212 — 1222.
- [11] 王伶, 焦李成, 刘芳. 一种子波网络空时多用户检测器. *自然科学进展*, 2002, 12(1): 90-94.
- [12] Zhang X D, Wei W. Blind adaptive multiuser detection based on Kalman filtering. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(1): 87 — 95.
- [13] 张贤达, 保铮. 通信信号处理. 北京: 国防工业出版社, 2000: 420 — 482.
- [14] 王伶. 移动通信中的多用户检测与自适应空时接收机研究. [博士论文], 西安: 西安电子科技大学, 2004.
- [15] 归行茂, 李重华, 柴常智. 数学手册. 上海: 上海科学普及出版社, 1993: 623 — 627.
- [16] 陈国良, 王煦法, 庄镇泉等. 进化算法及其应用. 北京: 人民邮电出版社, 1996: 1 — 163.
- [17] Wang L, Jiao L C. Evolutionary algorithm based on immune strategy. *Chinese Journal of Electronics*, 2001, 10(2): 170 — 174.
- [18] Earg V K. IS-95 CDMA and CDMA2000: Cellular/PCS systems implementation (影印板). 北京: 电子工业出版社, 2002: 353 — 398.
- [19] Du H F, Jiao L C, Liu R C. Adaptive polyclonal programming algorithm with applications. Proceeding of the Fifth International Conference on Computational Intelligence and Multimedia Applications, Xi'an, 2003: 350 — 355.
- 王 伶: 男, 1978 年生, 博士, 研究方向为多用户检测、空时信号处理.
- 焦李成: 男, 1959 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为智能信号处理、通信信号处理以及模式识别.
- 陶海红: 女, 1976 年生, 博士, 研究方向为雷达信号处理、进化计算.
- 刘 芳: 女, 1963 年生, 教授, 研究方向为智能信号处理、模式识别.