

一种多人多出 DS/CDMA 系统中的半盲多用户检测算法¹

王 勇 尤肖虎 陈 明 程时昕

(东南大学无线电系移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要 多用户检测技术是 DS/CDMA 中的一项关键技术, 而天线阵的广泛应用也促使对多人多出系统的研究. 该文将两种技术结合在一起, 考虑到基站在一般情况下总是知道本小区的多个用户的扩频码, 在此半盲意义下研究了将子空间方法应用于多用户检测的技术. 这种技术可适用于低速移动台在慢衰落信道下的盲检测. 仿真结果表明这种算法相对于只利用一个用户的扩频码的盲检测算法性能有相当大的提高.

关键词 半盲多用户检测, 子空间方法, 多人多出系统, 天线阵系统

中图分类号 TN914.4

1 引 言

DS/CDMA 技术目前已被实用化, 它具有 TDMA 技术所不具备的诸多优势. 但 DS/CDMA 系统存在着比较严重的多用户干扰, 是一个干扰受限系统. 已有很多文献探讨了 DS/CDMA 系统中的多用户检测技术. Verdu 提出了最佳的多用户接收机^[1], 但其复杂度是用户数的指数倍. 因此大多数文献集中于在性能复杂度之间取折衷的次最优的多用户检测算法^[2,3]. 自适应天线阵技术通过空间分集的概念, 有很大的分集增益, 因此也是未来通信的趋势之一. 目前不少有关自适应天线在 CDMA 中的应用的文章集中于单纯的空时二维 RAKE 技术上^[4-6], 而未考虑与多用户检测技术的结合. 也有一些文献描述了二维的多用户检测, 但大多需要训练序列, 或者需同时知道所有用户的时间空间码分信息^[7,8]. 对天线阵的研究从另一个方向上而言, 也是对一种多人多出系统的研究^[9-11]. 但一般在研究多人多出系统的时候, 并未针对 DS/CDMA 系统, 因此未考虑短码扩频系统的循环平稳性. 考虑到基站一般知道本小区多个用户的扩频码, 而不知道邻近小区用户的扩频码, 在此半盲意义下, 本文拓展了文献 [12] 的子空间算法. 仿真表明相比于只利用一个用户的扩频码的信息的算法, 其性能有相当大的提高.

2 信号模型

2.1 多径多接收天线 CDMA 信道模型

考虑一个有 K 个用户, M 个基站接收天线的二进制通信系统, 各用户能量归一化的扩频波形为 $S_1(t), S_2(t), \dots, S_K(t)$, 设每个天线接收到的信号是经过了不同的高斯白噪多径信道. 因此, 第 k 个用户的发送信号为

$$x_k(t) = A_k \sum_{i=-\infty}^{+\infty} b_k(i) S_k(t - iT - \tau_k) \quad (1)$$

式中 T 为信息符号间隔, A_k , $\{b_k(i)\}_{i=-\infty}^{\infty}$, 和 τ_k 分别是第 k 个用户的信息幅度, 信息符号序列和延时, 且 $0 \leq \tau_k \leq T$. 在直扩序列扩频通信 (DS/SS) 中, 扩频波形为

$$S_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} C_k(j) \psi(t - jT_c) \quad (2)$$

¹ 1999-09-20 收到, 2000-05-15 定稿

其中 N 为处理增益, $\{C_k(j)\}_{j=0}^{N-1}$ 是用户 k 的幅值为 ± 1 的扩频码序列, $\psi(t)$ 是归一化切普(chirp)成形波形, 有限支撑为 $T_c = T/N$. 对第 m 个接收天线而言, 第 k 个用户的信号经过一具有复脉冲响应为 $g_k^{(m)}(t)$ 的多径信道后, 接收信号为

$$y_k^{(m)}(t) = x_k(t) * g_k^{(m)}(t) = A_k \sum_{i=-\infty}^{+\infty} b_k(i) \sum_{j=0}^{N-1} C_k(j) \bar{g}_k^{(m)}(t - iT - jT_c) \quad (3)$$

式中 $*$ 表示卷积,

$$\bar{g}_k^{(m)}(t) \triangleq \psi(t - \tau_k) * g_k^{(m)}(t) \quad (4)$$

总的接收信号为 K 个用户信号的叠加, 即

$$r^{(m)}(t) = \sum_{k=1}^K y_k^{(m)}(t) + v^{(m)}(t) \quad (5)$$

式中 $v^{(m)}(t)$ 为零均值复高斯白噪声, 方差为 σ^2 .

2.2 离散时间 MIMO 模型

设 (4) 式中 $\bar{g}_k^{(m)}(t)$ 具有有限支撑 $(L_k^{(m)} - 1)T$, 即: 其在 $[0, (L_k^{(m)} - 1)T]$ 中不为零. 在接收机中, 接收信号 $r^{(m)}(t)$ 首先经过一个切普匹配滤波器, 然后依切普速率进行采样, 这样, 对第 k 个用户, 第 l 个符号第 n 个切普的采样结果为

$$\begin{aligned} y_{nk}^{(m)}(l) &\triangleq \int_{lT+nT_c}^{lT+(n+1)T_c} y_k^{(m)}(t) \psi(t - lT - nT_c) dt \\ &\triangleq \sum_{i=0}^{L_k^{(m)}-1} h_{nk}^{(m)}(i) b_k(l-i), \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad 1 \leq k \leq K, \quad 1 \leq m \leq M \end{aligned} \quad (6)$$

式中对于 $1 \leq k \leq K$, $1 \leq m \leq M$, 有

$$h_{nk}^{(m)}(i) \triangleq h_k^{(m)}(iN+n), \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad 0 \leq i \leq L_k^{(m)}-1 \quad (7)$$

$$h_k^{(m)}(p) \triangleq A_k \sum_{j=0}^{N-1} C_k(j) f_k^{(m)}(p-j), \quad 0 \leq p \leq L_k^{(m)}N-1 \quad (8)$$

$$f_k^{(m)}(p) \triangleq \int_0^{T_c} \bar{g}_k^{(m)}(t + pT_c) \psi(t) dt, \quad 0 \leq p \leq L_k^{(m)}N-1 \quad (9)$$

(8) 式中的 $h_k^{(m)}(p)$ 是第 k 个用户的信息比特的等效调制波形. 因此, 第 l 个信息比特时间里第 n 个切普采样信号为

$$\begin{aligned} r_n^{(m)}(l) &\triangleq \int_{lT+nT_c}^{lT+(n+1)T_c} r^{(m)}(t) \psi(t - lT - nT_c) dt \triangleq \sum_{k=1}^K y_{nk}^{(m)}(l) + v_n^{(m)}(l) \\ &\triangleq y_n^{(m)}(l) + v_n^{(m)}(l), \quad 0 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $y_n^{(m)}(l) \triangleq \sum_{k=1}^K y_{nk}^{(m)}(l)$, $v_n^{(m)}(l) \triangleq \int_{lT+nT_c}^{lT+(n+1)T_c} v^{(m)}(t) \psi(t - lT - nT_c) dt$. 定义

$$r_n(l) = \begin{bmatrix} r_n^{(1)}(l) \\ \vdots \\ r_n^{(M)}(l) \end{bmatrix}, \quad \underline{r}(l) = \begin{bmatrix} r_0(l) \\ \vdots \\ r_{N-1}(l) \end{bmatrix} \quad (11)$$

依此类似, 可得到 $y_n(l), v_n(l), \underline{y}(l), \underline{v}(l)$ 。定义

$$\underline{b}(l) \triangleq \begin{bmatrix} b_1(l) \\ \vdots \\ b_K(l) \end{bmatrix}, \quad \underline{H}(l) \triangleq \begin{bmatrix} h_{0,1}^{(1)}(l) & \cdots & h_{0,K}^{(1)}(l) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{0,1}^{(M)}(l) & \cdots & h_{0,K}^{(M)}(l) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N-1,1}^{(M)}(l) & \cdots & h_{N-1,K}^{(M)}(l) \end{bmatrix} \quad (12)$$

则有 $\underline{y}(l) = \underline{H}(l) \star \underline{b}(l)$, $\underline{r}(l) = \underline{y}(l) + \underline{v}(l)$ 。定义 $L \triangleq \max_{\substack{1 \leq k \leq K \\ 1 \leq m \leq M}} L_k^{(m)}$ 。将 q 个连续的采样叠加在一起, 其中, q 称为平滑因子, 有下式: $y_q(l) = \mathcal{H}_q b_q(l)$, $r_q(l) = y_q(l) + v_q(l)$, 其中

$$r_q(l) \triangleq \begin{bmatrix} r(l) \\ \vdots \\ r(l+q-1) \end{bmatrix}, \quad y_q(l) \triangleq \begin{bmatrix} y(l) \\ \vdots \\ y(l+q-1) \end{bmatrix}, \quad v_q(l) \triangleq \begin{bmatrix} v(l) \\ \vdots \\ v(l+q-1) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$b_q(l) \triangleq \begin{bmatrix} b(l-L+1) \\ \vdots \\ b(l+q-1) \end{bmatrix}, \quad \mathcal{H}_q \triangleq \begin{bmatrix} \underline{H}(L-1) & \cdots & \underline{H}(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \underline{H}(L-1) & \cdots & \underline{H}(0) \end{bmatrix} \quad (14)$$

3 多用户检测

3.1 多用户情况下的盲单用户检测

由文献 [9] 可知, 系统可辨识的条件之一即是: \mathcal{H}_q 矩阵满列秩。使 \mathcal{H}_q 矩阵满列秩的一个充分条件为 [12]

命题 若下列条件同时满足, 则 \mathcal{H}_q 矩阵满列秩: (1) $\underline{H}(L-1)$ 满列秩, (2) $\underline{H}(z)$ 满列秩, $\forall z \in \mathbb{C}$, (3) $NMq > K(q+L-1)$ 。

这里 $\underline{H}(z)$ 为 $\underline{H}(l)$ 的 Z 变换。而由文献 [12, 13] 可见, 基于二阶统计量的估计的性能比对即时数据作确定型盲检测算法的性能要好。采用类似文献 [12] 中的算法, 可作盲信道辨识和多用户检测。因为 $v_q(l)$ 满足高斯白噪的条件, 所以

$$C_r \triangleq E\{r_q(l)r_q(l)^*\} = \mathcal{H}_q \mathcal{H}_q^* + \sigma^2 I_{NMq} \quad (15)$$

对 C_r 作特征值分解, 有

$$C_r = U \Lambda U^* = [U_s \ U_n] \begin{bmatrix} \Lambda_s & \\ & \Lambda_n \end{bmatrix} [U_s \ U_n]^* \quad (16)$$

假设用户延时及信道延时扩展已知, 根据以下性质之一: (1) 用户的等效符号响应应该落在信号子空间里; (2) 用户的等效符号响应应该正交于噪声子空间。通过罚函数法作 LMS 实时跟踪, 或者采用直接寻找最小特征值的办法可作信道估计, 得到第 k 个用户的等效符号响应 h_k , 这里 h_k 为一 $NMq \times 1$ 的矢量。当信道的多径延时扩展不大时, 也可以采用最大特征值的办法来估计信道响应 h_k 。不失一般性, 设多用户接收机对用户 k 的第一径同步, 第 m 个天线上的用户 k 的

延时扩展为 $P_m T_c$ 。由 (8) 式可见: 第 m 个天线上的用户 k 的信道响应为 $h_k^{(m)} = A_k C_{km} f_k^{(m)}$, 其中, $C_{km} = [C_{k0}, C_{k1}, \dots, C_{kP_m}]$, $f_k^{(m)} = [f_k^{(m)}(0), f_k^{(m)}(1), \dots, f_k^{(m)}(P_m)]^T$, C_{km} 的第 $(i+1)$ 列向量是用户 k 的扩频码的移了 i 位的列向量。将 M 个天线上的信道估计列在一起, 有 $h_k = A_k C_k f_k \triangleq C_k Z_k$, 其中, $h_k = [h_k^{(1)T}, \dots, h_k^{(M)T}]^T$, $C_k = \text{diag}(C_{k1}, \dots, C_{kM})$, $f_k = [f_k^{(1)T}, \dots, f_k^{(M)T}]^T$ 。由上述指明的 h_k 具有的性质, 可以列出下列代价函数: (不妨忽略常数倍数, 令 $h_k^* h_k = 1$)

$$\min_{h_k} h_k^* U_n U_n^* h_k \quad \text{约束条件 } h_k^* h_k = 1 \quad (17)$$

利用 $U_s U_s^* + U_n U_n^* = I$, 则代价函数为

$$\max_{h_k} h_k^* U_s U_s^* h_k \quad \text{约束条件 } h_k^* h_k = 1 \quad (18)$$

将 $h_k = C_k Z_k$ 代入, 则代价函数为

$$\max_{Z_k} Z_k^* C_k^* U_s U_s^* C_k Z_k \quad \text{约束条件 } Z_k^* C_k^* C_k Z_k = 1 \quad (19)$$

显而易见, C_k 为列满秩矩阵, 所以 $C_k^* C_k$ 为满秩正定矩阵。由此上述代价函数可化为

$$\max_{Z_k} \frac{Z_k^* C_k^* U_s U_s^* C_k Z_k}{Z_k^* C_k^* C_k Z_k} \quad (20)$$

因为 $B \triangleq C_k^* C_k$ 为已知恒定矩阵, 所以可以利用线性代数中有关最大广义特征值的算法来变换实现, 即: 若 \tilde{Z}_k 是对应矩阵 $A \triangleq B^{-1/2} C_k^* U_s U_s^* C_k B^{-1/2}$ 的最大特征值, 则 $Z_k = B^{-1/2} \tilde{Z}_k$, $h_k = C_k B^{-1/2} \tilde{Z}_k$ 。 \tilde{Z}_k 可以通过最常用的乘幂法来计算。因 $C_k B^{-1/2}$ 是已知固定矩阵, 可以预先计算出来, 减少了计算量。当 h_k 估计出来后就作多用户情况下的盲单用户检测, 其 MMSE 的解为^[12]: $m_k = U_s \Lambda_s^{-1} U_s^* h_k$ 。

3.2 多用户情况下的半盲检测

即使采用上述的盲单用户检测, 其误码率的性能还不太理想。幸运的是, 在基站, 我们往往知道不止一个用户的扩频码: 显然, 若能将这部分信息也利用上, 则会进一步提高性能。这里我们假设基站已知 S 个用户的扩频码, 由此采用上述办法可得到落在当前滑动窗里的 S 个用户的所有发送数据的等效符号响应 $\{h_{1,1}, \dots, h_{S,q+L-1}\}$, 其中 $h_{i,l}$ 表示第 i 个用户滑动窗内第 l 个符号的等效符号响应, 可由 h_i 适当地移位得到。按 MMSE 极限解的性质^[14], 若想具有抗远近效应, 则必须有: $m_{k,l} \perp \text{span}\{\overline{h_{k',l'}}\}, \forall (k', l') \neq (k, l), 1 \leq k' \leq K, 1 \leq l' \leq q+L-1$ 。因此, 按此约束进一步有下面的结果: 设

$$\overline{H}_{kl} = [h_{1,1} \cdots h_{1,q+L-1} \cdots h_{k,l-1} \ h_{k,l+1} \cdots h_{S,1} \cdots h_{S,q+L-1}] \quad (21)$$

则

$$m'_{k,l} = [I - \overline{H}_{k,l} (\overline{H}_{k,l}^* \overline{H}_{k,l})^{-1} \overline{H}_{k,l}^*] m_{k,l} \quad (22)$$

这里 $*$ 表示共轭转置。可见如此选择的 $m'_{k,l}$ 既满足了正交于已知用户的等效符号响应, 又 (有一定误差地) 正交于未知用户的等效符号响应, 因此具有抗远近干扰的能力。采用上面的办法, 则每个用户需要分别做一次逆矩阵运算; 这可采用下面的办法简化: 设

$$\tilde{H} = [h_{1,1} \cdots h_{1,q+L-1} \cdots h_{k,l-1} \ h_{k,l} \ h_{k,l+1} \cdots h_{S,1} \cdots h_{S,q+L-1}] \quad (23)$$

则 $W = [W_{1,1} \cdots W_{1,q+L-1} \cdots W_{S,1} \cdots W_{S,q+L-1}]$, 其中 $W_{m,n}$ 是用户 m 的针对符号 n 的线性接收机。采用以下准则:

$$\min E[||W^* r_q(l)||^2] \text{ 约束条件 } W^* \tilde{H} = I \quad (24)$$

采用拉格朗日乘法, 有结论:

$$W = C_r^{-1} \tilde{H} (\tilde{H}^* C_r^{-1} \tilde{H})^{-1} \quad (25)$$

考虑到 $h_{m,n} \forall m, n$ 都正交于噪声子空间, 因此有

$$W = U_s \Lambda_s^{-1} U_s^* \tilde{H} (\tilde{H}^* U_s \Lambda_s^{-1} U_s^* \tilde{H})^{-1} \quad (26)$$

为区别起见, 称采用 (22) 式中定义的半盲算法为单用户半盲算法, 而称采用 (26) 式中定义的半盲算法为多用户半盲算法。

4 性能仿真

为了分析本方法的性能, 我们在均匀直线天线阵的情况下进行了仿真。仿真中, 子空间方法采用 MDL 准则来判断用户数目, 采用差分解调。我们设系统有三根接收天线 ($M = 3$), 阵元间距为半波长。扩频增益为 $N = 15$, 采用长为 15 的伪随机码为各用户的扩频码, 并设有 $K = 10$ 个同步同频干扰用户, 其中有 7 个用户的扩频码已知。其到达角均匀分布在 $\theta \in [0, 2\pi]$ 之间, 每个用户有三个多径, 各多径时延在 $[0, T]$ 之间均匀分布, 并假定第一径的能量是第二径能量的 2 倍, 是第三径能量的 4 倍, 用户 k 第一径的方向角 $\theta_{k1} = (k - 1) \times 360/K + \theta_0$, θ_0 为固定偏差。其余二径的到达角 θ_{k2} 在 θ_{k1} 的 $\Delta = 10^\circ$ 邻域内随机确定。并设各用户能量相等 (即每个用户的等效符号响应的波形能量相等)。平滑因子 $q = 2$ 满足 $NMq > K(q + L - 1)$ 的条件。

仿真结果如图 1 所示, 图中的横坐标为第一径的信噪比。图中仅显示了仿真中最好的和最差的用户性能。从图中可见半盲子空间方法得到的误码率性能相比于盲子空间方法的性能为优, 而其中多用户半盲算法的性能则有显著提高。选用更大的平滑因子则会带来更多的性能增益, 但也会带来更多的计算复杂度。

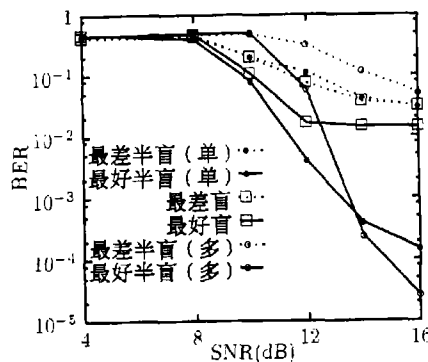


图 1 已知扩频码用户中最好和最差的 BER 性能

5 结 论

本文通过天线阵和多入多出系统的类似关系, 扩展了文献 [12] 中的子空间算法, 将其利用到 DS/CDMA 系统的基站多天线多用户接收机中, 并利用了基站知道多个用户的扩频码这个性质, 得到了性能上的显著提高。由于文中的可辨识准则是保证多用户干扰可尽量消除的条件之一, 若不满足这个条件, 则不可能有非 0 的抗远近效应能力和抑制码间干扰的能力。我们在仿真中发现: 文中的方法 (即使是单用户盲算法) 要比文献 [15] 中的对每一天线上的每一径作 CMOE 方法再作最大特征值合并的方法要好, 且也比文献 [4] 中的广义特征值的方法要好。文献 [16] 文中介绍了一种不用估计信道的盲检测算法, 但是也失去了作半盲算法的条件。

但本文算法的缺点也是很显然的: 与其它的采用二阶统计量的算法一样, 该算法仅在慢衰落信道下才适用; 另外, 随着天线数目的增多, 本算法也会变得更加复杂, 因此有必要将该天线阵分成几个组, 每组分别作本文中的算法, 然后再作判决引导的合并措施。

参 考 文 献

- [1] S. Verdu, Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels, *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1986, 32(1), 85-96.
- [2] R. Lupas, S. Verdu, Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels, *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1989, 35(1), 123-136.
- [3] R. Lupas, S. Verdu, Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels, *IEEE Trans. on Comm.*, 1990, 38(4), 496-508.
- [4] Vafa Ghazi-Moghadam, Mostafa Kaveh, A CDMA interference canceling receiver with an adaptive blind array, *IEEE J. on SAC*, 1998, 16(8), 1542-1554.
- [5] T. F. Wong, T. M. Lok, J. S. Lehnert, M. D. Zoltovski, A linear receiver for direct-sequence spread-spectrum multiple-access systems with antenna arrays and blind adaptation, *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1998, 44(2), 659-676.
- [6] Hui Liu, Michael D. Zoltowski, Blind equalization in antenna array CDMA systems, *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(1), 161-171.
- [7] S. Y. Miller, S. C. Schwartz, Integrated spatial-temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple-access channels, *IEEE Trans. on Comm.*, 1995, 43(2/3/4), 396-411.
- [8] 李国通, CDMA 系统中的空间时间处理, [博士论文], 杭州, 浙江大学, 1999.3.
- [9] Hui Liu, Guanghan Xu, Smart antennas in wireless systems: Uplink multiuser blind channel and sequence detection, *IEEE Trans. on Comm.*, 1997, 45(2), 187-199.
- [10] Ye Li, K. J. Ray Liu, Adaptive blind source separation and equalization for multiple-input/multiple-output systems, *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1997, 44(10), 2864-2876.
- [11] A. J. Veen, S. Talwar, A. Paulraj, A subspace approach to blind space-time signal processing for wireless communication systems, *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(1), 173-190.
- [12] X. Wang, H. V. Poor, Blind equalization and multiuser detection in dispersive CDMA channels, *IEEE Trans. on Comm.*, 1998, 46(1), 91-103.
- [13] E. Moulines, P. Duhamel, J. F. Cardoso, S. Mayrargue, Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters, *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(2), 516-525.
- [14] M. Honig, U. Madhow, S. Verdu, Blind adaptive multiuser detection, *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1995, 41(4), 944-960.
- [15] Xiaodong Wang, H. Vincent Poor, Space-time multiuser detection in multipath CDMA channels, *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(9), 2356-2374.

- [16] David Gesbert, Joakim Sorelius, Petre Stoica, A. Paulraj, Blind multiuser MMSE detector for CDMA signals in ISI channels, *IEEE Comm. Lett.*, 1999, 3(8), 233-235.

A SEMIBLIND MULTIUSER DETECTION ALGORITHM IN MIMO DS/CDMA SYSTEMS

Wang Yong You Xiaohu Chen Ming Cheng Shixin

(*Dept. of Radio Eng., Southeast University, Nanjing 210096*)

Abstract MultiUser Detection(MUD) is a key technique in DS/CDMA systems. Antenna array has also promoted the investigation of Multiple Input Multiple Output(MIMO) system. In this paper a MUD method combined with MIMO considerations is proposed for multiuser interference reduction in antenna array DS/CDMA system. The knowledge that the base station knows many users' spreading codes is utilized to form a semiblind MUD algorithm. This algorithm can work under slow fading environment, and simulation proves the superiority of the semiblind algorithm over the conventional blind algorithm.

Key words Semiblind multiuser detection, Subspace method, MIMO system, Antenna array

- 王 勇: 男, 1972 年生, 博士生, 目前研究方向为未来个人通信网中的关键技术研究, 神经网络在通信中的应用, CDMA 系统中的多用户检测技术.
- 陈 明: 男, 1968 年生, 博士, 副教授, 目前研究方向为智能信号处理与通信, 自适应天线阵在未来个人通信系统中的应用, CDMA 系统中的多用户检测技术, 随机信号处理理论与技术.
- 程时昕: 男, 1936 年生, 教授, 现为移动通信国家重点实验室主任. 曾在国内外学术刊物上发表论文 100 余篇, 在国内外均有较高的影响.
- 尤肖虎: 男, 1962 年生, 博士, 教授, 作为课题主要负责人承担了多项国家自然科学基金、国家八五攻关、国家 863 通信高技术研究等方面的课题, 在 *IEEE Transaction* 上发表论文十余篇.