

双循环相关复倒谱的多用户盲信道辨识方法¹

曹士珂 张力军

(南京邮电学院通信工程系 南京 210003)

摘 要: 该文针对多用户系统提出了一种新颖的盲辨识方法。它利用了调制引入的循环平稳性,可以识别出不同的用户不同的传感器(天线)各自的传输信道。利用循环复倒谱的方法可以给出信道的估计,方法简单明了,与现有的方法相比有一定的优势,适合于多用户上行链路信道。文中还给出了信道可辨识性的条件和证明,提出了辨识算法,并对算法进行了模拟。

关键词: 信道辨识, 循环二阶统计量, 循环复倒谱

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)06-0928-07

Blind Multiuser Channel Identification Based on Cyclic Complex Cepstrum

Cao Shi-ke Zhang Li-jun

(The Dept. of Comm. Eng., Nanjing Univ. of Posts and Telecomm., Nanjing 210003, China)

Abstract In this paper, a novel approach is presented for the multiuser channel identification. The approach makes use of the modulation-induced cyclostationarity and is capable of identifying individual channels of different users. By means of the complex cepstrum of cyclic autocorrelation, the blind estimation of the channel can be achieved. The approach is rather simple, with considerable advantages. The identifiability condition and its proof are also concluded in the paper. Finally, the simulation of identification algorithm demonstrates its convergence.

Key words Channel identification, Cyclic second-order statistics, Cyclic complex cepstrum

1 引言

在多用户信道中,各个用户的信号在不同的信道上传输,接收机往往要把这些不同的信道辨识出来,才能进行多用户信号的检测。本文中我们利用了循环频率域的分离技术^[1,2],将各个用户各个传感器上的二阶统计量分离出来,独立处理各个用户的二阶统计量,既简化了问题又提高了精度,从理论上讲可以彻底消除噪声和多用户干扰。我们使用了独创的双频复调制序列 $\exp(j2\pi\alpha_k(-1)^n n)$ 。一方面因为它具有恒模特性,使信号功率保持不变,功率峰均比(Peak-Average Ratio, PAR)很小,对发射机的功率放大器没有限制^[3];另一方面可以引入循环域上的两个支撑点,形成包含信道信息的充分统计量。利用它们就可以把信道辨识出来。本文的新颖之处还在于使用循环复倒谱^[4,5]方法,将单个用户的信道冲激响应辨识出来。这种方法的优点在于它对信道的定阶具有不敏感性,即不需在辨识前知道信道的阶数。这种循环复倒谱方法适用于各种线性信道,包括 ARMA, FIR 和 IIR 信道。最后,文中还介绍了模拟结果。

2 问题的形成

图 1 为多用户到收传感器(天线)的上行信道的全数字模型,用户的数目为 K 。第 k 个用户的信息序列 $s_k(n)$ 是方差为 1 独立同分布的实二进制序列;实际上由于环形(circularity)的

¹ 2002-12-17 收到, 2003-06-16 改回

问题^[6], $s_k(n)$ 不能是复二维对称的, 例如 QPSK, 即 $s_k(n) \notin \{\pm 1 \pm j\}$, 这可以说是本算法的一个特殊要求. 我们假定用户的复信道为 FIR 型的, 则在收传感器上我们有: $y(n) = \sum_{k=1}^K h_k(n) * [s_k(n) \exp(j2\pi\alpha_k(-1)^n n)] + w(n)$, 其中 “*” 表示卷积, $w(n)$ 为白噪声. 我们的目的是要辨识出信道冲激响应 $h_k(n)$.

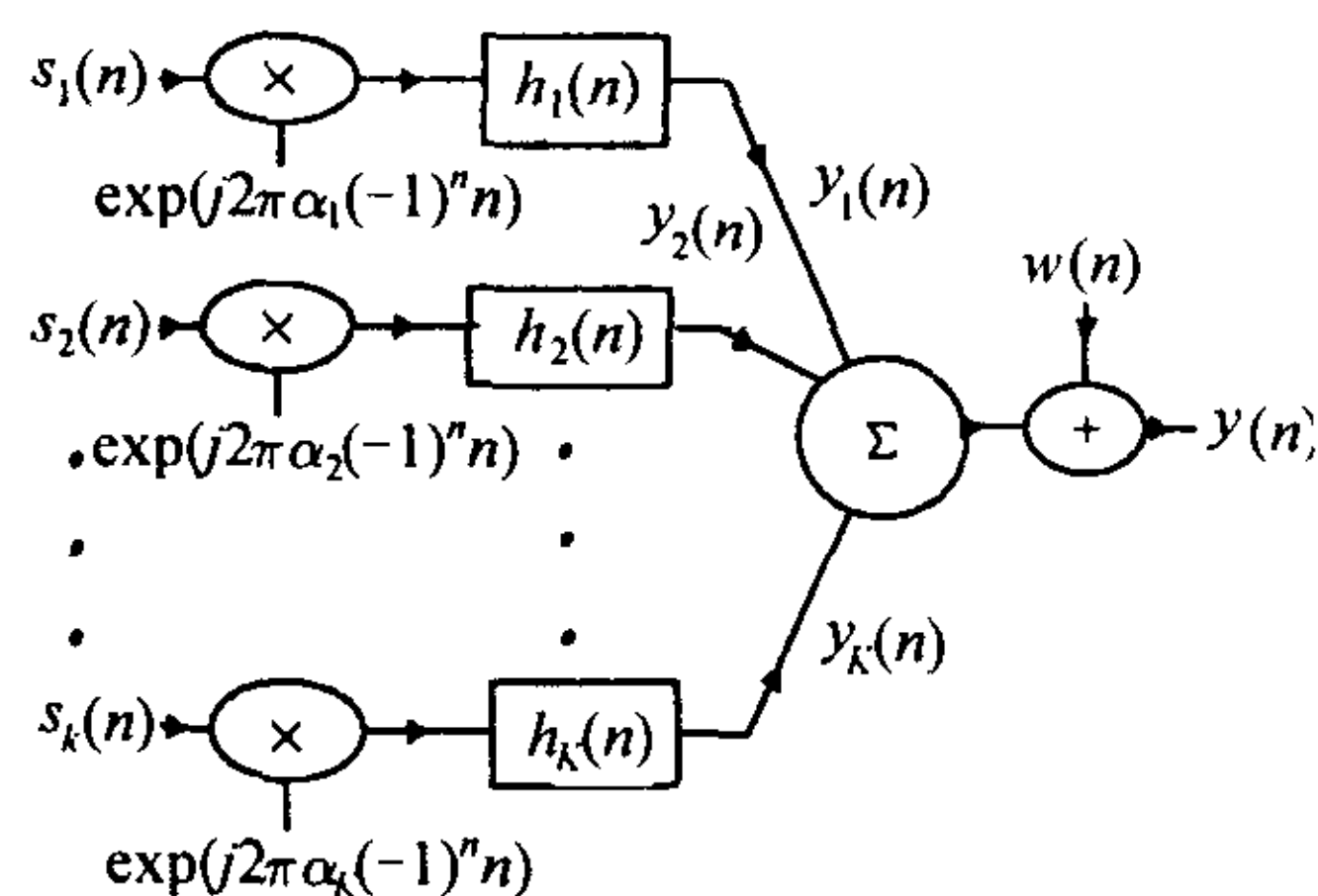


图1 一个传感器(天线)的信道结构

图1中 α_k 是已经归一化的数字调制频率, 可以取主值区 $-0.5 \leq \alpha_k < 0.5$. 如果 α_k 超出了这个主值区, 我们可以通过减去某个整数使它回归到主值区, 这个操作称做模1, 记做 mod1. 所以 $\alpha_k \equiv \alpha_k + n \text{ mod } 1, \forall n \in \mathbb{Z}$. $-\alpha_k \equiv 1 - \alpha_k \text{ mod } 1$. 例如 $-0.7 \equiv 0.3 \text{ mod } 1, 1.1 \equiv 0.1 \text{ mod } 1$. 可以证明我们能在 $\pm 2\alpha_k$ 上引入共轭二阶循环平稳. 为了后面的辨识我们还作如下假定:

假定1 循环频率 α_k 是各不相同的, 并且 $2\alpha_k$ 是各不模1等价的, 且 $0 < \alpha_k < 0.25, k = 1, \dots, K$.

3 多用户信道的可辨识性

3.1 收信号的共轭相关、循环共轭相关和共轭循环谱的分解

接收机某传感器(天线)上的收信号 $y(n)$ 为多循环平稳 (Polycyclostationary) 的随机混合收信号^[7], 它的自相关定义为 $R_{yy}(n; \tau) \equiv E[y(n)y^*(n+\tau)]$, 式中 “ $\equiv$ ” 表示定义或恒等式, 上标 “*” 表示共轭. 易知由于抵消作用, $R_{yy}(n; \tau)$ 中不含调制时变分量, 所以不能采用. 因而只能采用共轭自相关 (又称关系函数), 其定义为 $R_{yy^*}(n; \tau) = E[y(n)y(n+\tau)]$. 根据各个用户信号及噪声的独立性, 容易看出 $R_{yy^*}(n; \tau) = \sum_{k=1}^K R_{y_k y_k^*}(n; \tau) + R_{ww^*}(\tau)$, 其中 $R_{ww^*}(\tau) = \sigma_w^2 \delta(\tau)$ 为噪声的自相关, $\delta(\tau)$ 为离散冲激函数.

命题1^[1] 第 k 个用户的接收数据样本的时变共轭自相关与第 k 个用户的信道之间满足以下关系式:

$$R_{y_k y_k^*}(n; \tau) = \sum_{m=0}^{M_k} h_k(m) h_k(m+\tau) \exp(j2\pi\alpha_k(2n-2m)(-1)^{n-m}) \quad (1)$$

其中 M_k 为第 k 个用户的信道的阶数.

以下是一些重要的定义:

定义1 有限时间 (N 个数据样本) 平均算子如下: $\langle \rangle_N \equiv \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1}$; 无限时间平均算子如下: $\langle \rangle \equiv \lim_{N \rightarrow \infty} \langle \rangle_N$.

命题2^[1] $2\alpha_k$ 处的循环共轭自相关为 $R_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(\tau) \equiv \langle R_{y_k y_k^*}(n; \tau) \exp(-j2\pi(2\alpha_k)n) \rangle = 0.5 \sum_{m=0}^{M_k} h_k(m) h_k(m+\tau) \exp(-j4\pi\alpha_k m)$, 对应的循环谱的分解式为 $S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z) = 0.5 H_k(z) \times H_k(z^{-1} \exp(j4\pi\alpha_k))$. 同理 $-2\alpha_k$ 处的循环共轭自相关为 $R_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(\tau) \equiv \langle R_{y_k y_k^*}(n; \tau) \exp(j2\pi \times (2\alpha_k)n) \rangle = 0.5 \sum_{m=0}^{M_k} h_k(m) h_k(m+\tau) \exp(j4\pi\alpha_k m)$, 对应的循环谱的分解式为 $S_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(z) = 0.5 H_k(z) H_k(z^{-1} \exp(-j4\pi\alpha_k))$.

我们有下面的命题:

命题 3(循环频率域可分离性) 在假定 1 的条件下我们可以从混合接收数据样本中分离出第 k 个用户的循环二阶统计量, 即有 $R_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(\tau) = \langle R_{yy^*}(n; \tau) \exp(-j2\pi(2\alpha_k)n) \rangle$, $R_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(\tau) = \langle R_{yy^*}(n; \tau) \exp(j2\pi(2\alpha_k)n) \rangle$.

证明 $\langle R_{yy^*}(n; \tau) \exp(-j2\pi(2\alpha_k)n) \rangle = \langle R_{y_k y_k^*}(n; \tau) \exp(-j2\pi(2\alpha_k)n) \rangle + \sum_{l \neq k} \langle R_{y_l y_l^*}(n; \tau) \exp(-j2\pi(2\alpha_k)n) \rangle$. 前一项即 $R_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(\tau)$, 所以只要证后一项为零. 对于 $l \neq k$ 有: $\langle R_{y_l y_l^*}(n; \tau) \exp(-j2\pi(2\alpha_k)n) \rangle = \sum_{m=0}^{M_k} h_l(m) h_l(m+\tau) \langle \exp(j2\pi\alpha_l(2n-2m)) (-1)^{n-m} \exp(-j2\pi(2\alpha_k)n) \rangle$, 由于 $\alpha_l \neq \pm\alpha_k$, 再利用恒等式 $\langle \exp(j2\pi(\alpha - \beta)n) \rangle \equiv \delta(\alpha - \beta \bmod 1)$, 可得上式为零.

证毕

以上两式是我们分离各个用户的共轭循环统计量的基础, 因为 $y_k(n)$ 是不可观察的, 可观察的是 $y(n)$.

3.2 多用户信道的可辨识性

从根本上说存在的问题只有两个: 一是循环共轭自相关的分离, 二是单信道可辨识性. 由于调制频率不同, 所以每个用户的循环共轭自相关的循环域的支撑是不同的, 利用这一点我们就能把循环共轭自相关分离开来, 把多用户问题转变为单用户问题. 可以证明对于 FIR 信道 $S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z)$ 和 $S_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(z)$ 中已含有该传感器上该用户 k 的信道的所有信息, 当然, 信道辨识允许存在一个常数模糊因子.

命题 4 已知共轭循环二阶谱 $S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z)$ 和 $S_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(z)$, 用户 k 的信道 $H_k(z)$ 为 FIR, 其可辨识的充分和必要条件是 $\text{Zero}(H_k(z^{-1} \exp(-j4\pi\alpha_k))) \cap \text{Zero}(H_k(z^{-1} \exp(j4\pi\alpha_k))) = \varphi$, 式中 $\text{Zero}(\cdot)$ 表示零点集合, φ 表示空集.

证明 (充分性) 若条件式成立, 显然有 $\text{Zero}(H_k(z)) = \text{Zero}(S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z)) \cap \text{Zero}(S_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(z))$. 所以信道的零点可以从这两个循环谱重建起来, 又因为已知信道为 FIR 的, 完全由零点决定传递函数. 即信道是可以辨识出来的.

(必要性) 定义集合: $A \equiv \text{Zero}(H_k(z^{-1} \exp(-j4\pi\alpha_k))) \cap \text{Zero}(H_k(z^{-1} \exp(j4\pi\alpha_k)))$. 如果命题中等式不成立, 那么集合 A 必然是非空集合. 可以令 $z_o \in A$ 且 $z_o \notin \text{Zero}(H_k(z))$. 这时必然有 $z_o \in \text{Zero}(S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z)) \cap \text{Zero}(S_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(z))$. 可见不能从 $\text{Zero}(S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z))$ 和 $\text{Zero}(S_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(z))$ 中辨别出 z_o 到底是不是 $H_k^{(l)}(z)$ 的零点.

证毕

在实际辨识中, 我们只能用样本相关来逼近统计相关. 由检测到的信号数据样本 $y(n)$ 可以得到估计值:

$$\hat{R}_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(\tau) = \langle y(n) y(n+\tau) \exp(-j2\pi(2\alpha_k)n) \rangle_N, \quad \hat{R}_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(\tau) = \langle y(n) y(n+\tau) \exp(j2\pi(2\alpha_k)n) \rangle_N.$$

可以证明, 当 $N \rightarrow \infty$ 时: $\hat{R}_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(\tau) \xrightarrow{\text{ms}} R_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(\tau)$, $\hat{R}_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(\tau) \xrightarrow{\text{ms}} R_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(\tau)$, 其中 $\xrightarrow{\text{ms}}$ 表示在均方意义上收敛.

4 循环复倒谱算法

4.1 传递函数的分解

我们采用文献 [4] 中给出的循环复倒谱的方法. 设信道的非最小相位传递函数有如下的分解: $H_k(z) = A_k z^{-r_k} I_k(z^{-1}) O_k(z)$, 式中 $I_k(z^{-1})$ 代表最小相位部分, $O_k(z)$ 代表最大相位部分, 即 $I_k(z^{-1}) = \prod_{i=1}^{L_1} (1 - a_i z^{-1}) / \prod_{i=1}^{L_2} (1 - c_i z^{-1})$, $O_k(z) = \prod_{i=1}^{L_2} (1 - b_i z)$, 式中 a_i , b_i 和 c_i 的模都小于 1. 为了记法简单, 定义 $z_\alpha \equiv \exp(-j4\pi\alpha_k)$ 和 $z_{-\alpha} \equiv \exp(j4\pi\alpha_k)$.

4.2 循环复倒谱的推导

先研究循环频率 $2\alpha_k$ 处的情况. 将 $H_k(z) = A_k z^{-r_k} I_k(z^{-1}) O_k(z)$ 代入到命题 2 中的循环谱中, 则可以得到 $S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z) = 0.5 A_k z^{-r_k} I_k(z^{-1}) O_k(z) I_k(z z_\alpha) O_k(z^{-1} z_\alpha^{-1})$. 定义上述循环谱的复倒谱为 $c_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(m) \equiv Z^{-1} \{C_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z)\}$, 其中 $C_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z) \equiv \ln S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z) = \ln(0.5 A_k z^{-r_k}) + \sum_{g=1}^{\infty} (-A(g)/g - B(g) z_\alpha^{-g}/g) z^{-g} + \sum_{g=1}^{\infty} (-A(g) z_\alpha^g/g - B(g)/g) z^g$. 上面我们定义了 $A(g) \equiv \sum_{i=1}^{L_1} a_i^g - \sum_{i=1}^{L_3} c_i^g$, $B(g) \equiv \sum_{i=1}^{L_2} b_i^g$, $g = 1, 2, \dots$. 由此可得复倒谱:

$$c_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(m) = \begin{cases} \ln(0.5 A_k z^{-r_k}), & m = 0 \\ -A(m)/m - B(m) z_\alpha^{-m}/m, & m > 0 \\ A(-m) z_\alpha^{-m}/m + B(-m)/m, & m < 0 \end{cases} \quad (2)$$

4.3 差分倒谱的推导

易知 $z \frac{d}{dz} C_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z) = z \frac{d}{dz} \ln S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z) = 1 / S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z) \cdot z \frac{d}{dz} S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z)$, 对上式求反 Z 变换得到时域方程: $m \cdot c_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(m) = Z^{-1} \{Z[m \cdot R_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(m)] / S_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(z)\}$. 定义新的序列:

$$C_\alpha(g) \equiv A(g) + B(g) z_\alpha^{-g} \quad (3)$$

$$D_\alpha(g) \equiv A(g) z_\alpha^g + B(g) \quad (4)$$

则整理可得 $\sum_{g=1}^{\infty} [C_\alpha(g) R_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(m-g) - D_\alpha(g) R_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(m+g)] = -m \cdot R_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(m)$. 与 $A(g)$ 和 $B(g)$ 类似, $D(g)$ 和 $C(g)$ 的近似有效支撑范围 g 的范围是从 1 到 $w_1 \equiv \max(p, q)$, w_1 称作截止长度. 从而可以得到近似等式:

$$\sum_{g=1}^{\max(p, q)} [C_\alpha(g) R_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(m-g) - D_\alpha(g) R_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(m+g)] = -m \cdot R_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(m) \quad (5)$$

令 $w \geq \max(p, q)$, 对于 $m = -w, \dots, -1, 1, \dots, w$, 上式为我们得到的 $2w$ 个线性方程. 可以记做联立方程组矩阵形式:

$$\mathbf{R}_\alpha \cdot \mathbf{a}_\alpha = \mathbf{r}_\alpha, \quad (6)$$

式中 $\mathbf{a}_\alpha \equiv (C_\alpha(1), \dots, C_\alpha(\max(p, q)), D_\alpha(1), \dots, D_\alpha(\max(p, q)))^T$, $\mathbf{R}_\alpha$ 为 $2w \times w_1$ 矩阵, $\mathbf{r}_\alpha$ 为 $2w$ 维矢量. 所以最小二乘解为 $\mathbf{a}_\alpha = \mathbf{R}_\alpha^+ \mathbf{r}_\alpha$. 上式中 ‘+’ 号表示伪逆. 我们的目的是要求出 $A(g), B(g), g = 1, \dots, \max(p, q)$, 但现在得到的是 $C_\alpha(g)$ 和 $D_\alpha(g)$, 并且转换方程式 (3) 和式 (4) 是不独立的, 我们不能解出 $A(g)$ 和 $B(g)$. 所以我们必须用到 $-2\alpha_k$ 处的循环复倒谱, 以补充信息. 方法与上述完全类似, 只要把 α_k 改为 $-\alpha_k$, 下标 α 改为 $-\alpha$. 类似地有

$$C_{-\alpha}(g) \equiv A(g) + B(g) z_{-\alpha}^{-g} \quad (7)$$

$$D_{-\alpha}(g) \equiv A(g) z_{-\alpha}^g + B(g) \quad (8)$$

其中 $z_{-\alpha} \equiv \exp(j4\pi\alpha_k)$. 类似地有

$$\mathbf{R}_{-\alpha} \cdot \mathbf{a}_{-\alpha} = \mathbf{r}_{-\alpha}, \quad (9)$$

同样我们有最小二乘解 $\mathbf{a}_{-\alpha} = \mathbf{R}_{-\alpha}^+ \mathbf{r}_{-\alpha}$, 式中 $\mathbf{a}_{-\alpha} \equiv (C_{-\alpha}(1), \dots, C_{-\alpha}(\max(p, q)), D_{-\alpha}(1), \dots, D_{-\alpha}(\max(p, q)))^T$, 就可以求最小二乘解得到 $C_{-\alpha}(g)$ 和 $D_{-\alpha}(g)$. 将式 (3) 和式 (7) 联立得到双循环频率倒谱系数的联立方程:

$$C_{\alpha}(g) \equiv A(g) + B(g)z_{\alpha}^{-g} \quad (10)$$

$$C_{-\alpha}(g) \equiv A(g) + B(g)z_{-\alpha}^{-g} \quad (11)$$

在一定条件下 (见后) 上面两个方程是独立的, 则可以解出 $A(g)$ 和 $B(g)$, $g = 1, \dots, \max(p, q)$. 这样, 我们实际上已经得到了差分倒谱

$$i_d(n) = \begin{cases} A(n-1), & n \geq 2 \\ 0, & n \leq 1 \end{cases}, \quad o_d(n) = \begin{cases} 0, & n \geq 1 \\ -B(1-n), & n \leq 0 \end{cases} \quad (12)$$

由此得到信道的最小和最大相位分量的对应的冲激响应^[4,8]:

$$i_k(n) = -\frac{1}{n} \sum_{g=2}^{n+1} i_d(g) i_k(n-g+1), \quad n \geq 1 \quad (13)$$

这是一个因果序列, 可以计算到 $n = 1, \dots, N_1$.

$$o_k(n) = -\frac{1}{n} \sum_{g=n+1}^0 o_d(g) o_k(n-g+1), \quad n \leq -1 \quad (14)$$

这是一个非因果序列, 可以计算到 $n = -1, \dots, -N_2$. 令 $i_k(0) = o_k(0) = 1$, 所以信道的冲激响应为 $h_k(n) = i_k(n) * o_k(n)$, 其中 “*” 表示卷积, $-N_2 \leq n \leq N_1$, 而 N_1 和 N_2 可以任意选定.

下面我们来研究可辨识条件. 由式 (10), (11) 解出 $A(g), B(g)$, $g = 1, \dots, \max(p, q)$ 的条件是系数行列式不为零, 即 $\exp(j4\pi\alpha_k g) - \exp(-j4\pi\alpha_k g) \neq 0$, 就是 $\alpha_k \neq l/(4g)$, $g = 1, \dots, \max(p, q)$. 根据假定 1, 我们得到以下结论:

命题 5 循环复倒谱法有解的充分条件是: (1) $0 < \alpha_k < 0.25$, $k = 1, \dots, K$; (2) α_k 可以为小于 0.25 的任何无理数.

完整的算法如下:

(1) 根据收数据样本 $y(n)$ 估计用户 k 的循环自相关 $\hat{R}_{y_k y_k^*}^{2\alpha_k}(\tau)$ 和 $\hat{R}_{y_k y_k^*}^{-2\alpha_k}(\tau)$, $-w - w_1 \leq \tau \leq w + w_1$;

(2) 由式 (6), (9) 解出 $\hat{C}_{\alpha}(g)$ 和 $\hat{C}_{-\alpha}(g)$, $g = 1, \dots, w_1$;

(3) 利用式 (10), (11) 换算为 $\hat{A}(g)$ 和 $\hat{B}(g)$, 由式 (12) 可得到差分倒谱 $\hat{i}_d(n)$ 和 $\hat{o}_d(n)$;

(4) 利用式 (13), (14) 计算出信道的 $\hat{i}_k(n)$ 和 $\hat{o}_k(n)$, 最后得到信道 $\hat{h}_k(n) = \hat{i}_k(n) * \hat{o}_k(n)$.

5 模拟结果

下面讨论算法的计算机模拟. 多用户数目为 3, 并预设 3 用户信道为

$$\begin{aligned} h_1(z) &= -0.103 - 0.011i + (0.956 + 0.072i)z^{-1} + (0.258 + 0.027i)z^{-2} - (0.056 + 0.0059i)z^{-3}, \\ h_2(z) &= -0.132 + 0.042i + (0.743 - 0.216i)z^{-1} + (0.573 - 0.197i)z^{-2} - (0.113 - 0.04i)z^{-3}, \\ h_3(z) &= -0.016 + 0.021i + (0.070 - 0.096i)z^{-1} + (0.877 - 0.461i)z^{-2} - (0.014 - 0.053i)z^{-3}. \end{aligned}$$

以上信道仅仅用于在模拟中产生收方的数据样本, 并与辨识出的信道相比较, 用以评价辨识效果. 调制双频率为 $\alpha_1 = \sqrt{2}/8$, $\alpha_2 = \sqrt{3}/12$ 和 $\alpha_3 = \sqrt{5}/20$, 及其负值. 归一化估计偏差 (NMSE) 为

$$\text{NMSE} = \frac{1}{\|h_1\|^2} \sqrt{\frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \|\hat{h}_1 - h_1\|^2} \quad (15)$$

其中 I 为运行次数; $h_1, \hat{h}_1$ 表示信道系数矢量 (4×1), $\|\cdot\|$ 表示 2 范数. 噪声为加性高斯的. 结果如图 2—图 4 所示, 图中 k 表示用户, 如 $k=2$ 表示第 2 个用户. 由图 2 可以看到, 算法的确可以辨识信道, 同一般二阶统计量算法一样, 在几百个样本时收敛. 由图 3 可以看到, 算法的抗噪声的能力很强, 这是因采用了循环频率域分集的缘故, 天然地具有抗大噪声和干扰的性能, 只要噪声和干扰在循环频率域上与信号不重叠即可. 但是, 随着噪声或干扰的增大, 收敛的速度会变慢, 因为这时需要较多的样本消除噪声和干扰的影响, 提取用户 1 的循环统计量. 另外, 循环频率域也可能有某种影响, 例如, 信号可能从一个循环频率泄漏到另一个循环

频率. 目前还没有弄清楚, 是今后的研究课题. 由图 4 可以看到, 对于不同的截止长度 w_1 估计偏差是不同的: 信道 1 和信道 3 在截止长度为 5 左右就已收敛, 而信道 2 在截止长度为 20 左右才收敛, 这是因为信道 2 有一个零点接近单位圆的缘故 (模大约为 0.82). 这也是图 2, 3, 4 中估计效果对于 $k=1, 2, 3$ 各不相同的原因, 信道的零点越是接近单位圆, 收敛就越慢; 当零点在单位圆上时就要对算法进行必要的处理, 否则算法不收敛, 处理方法请看文献 [4].

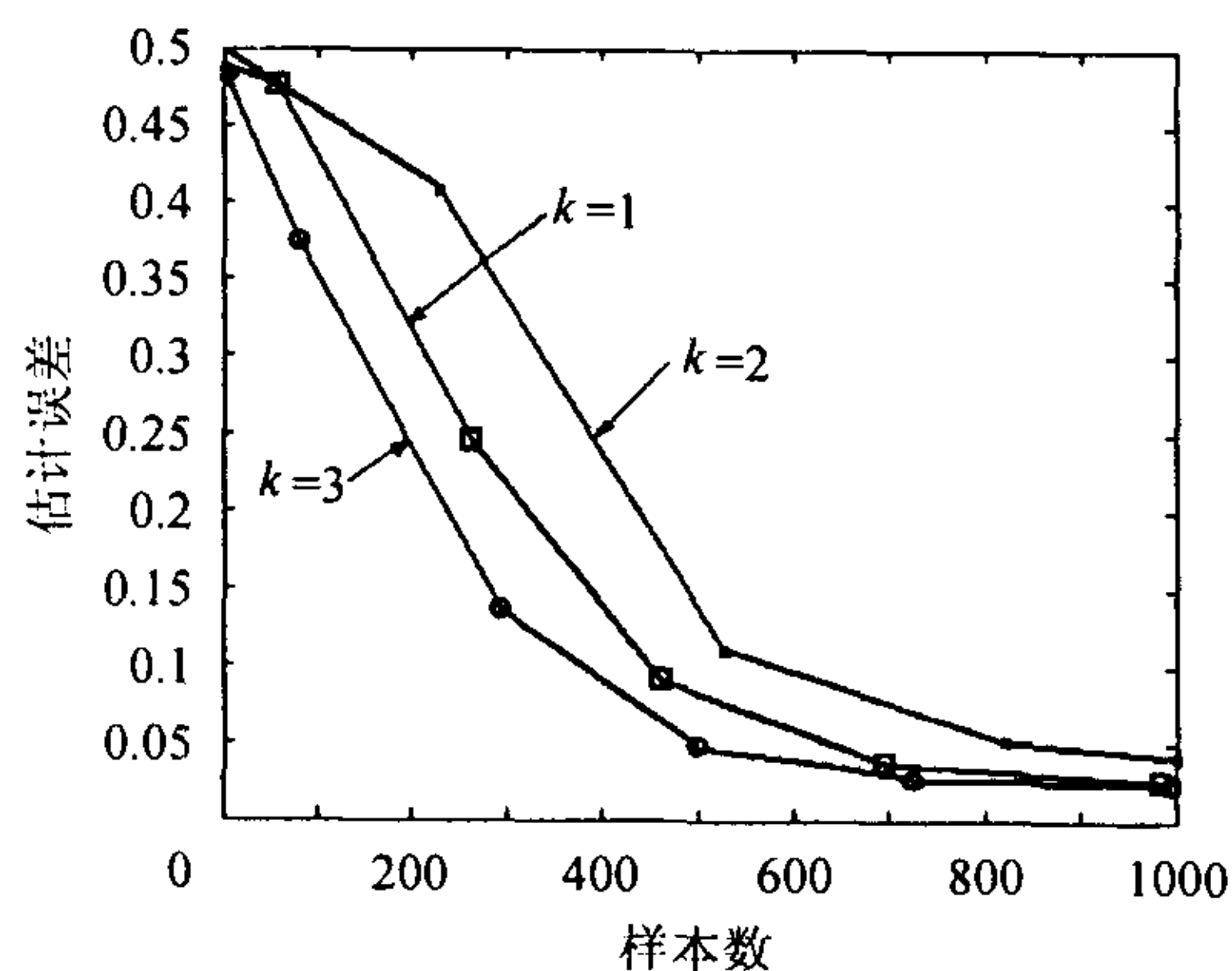


图2 估计偏差随数据样本数的变化 (三用户, SNR=10dB, 100次运行)

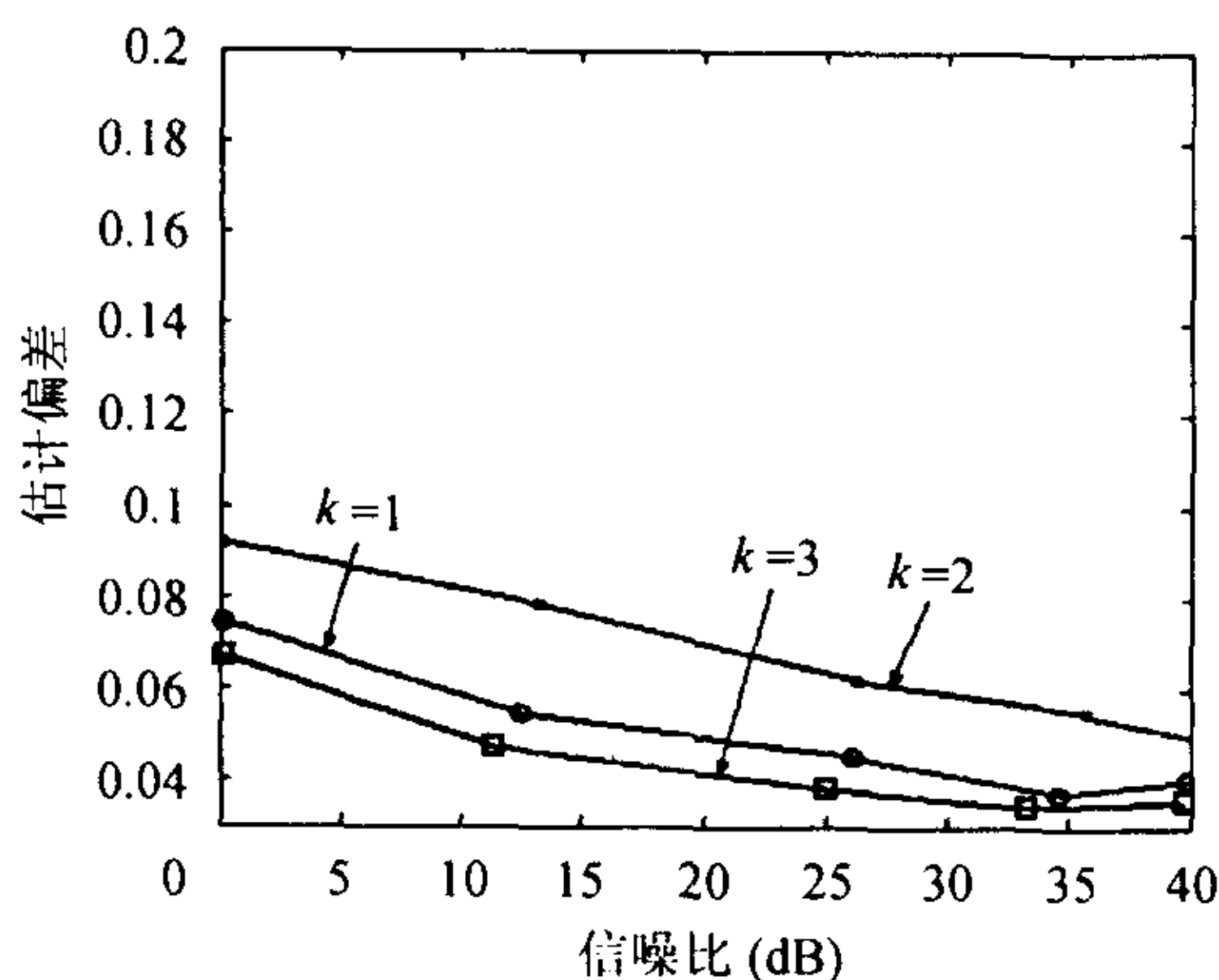


图3 估计偏差随信噪比的变化 (三用户, 100次运行)

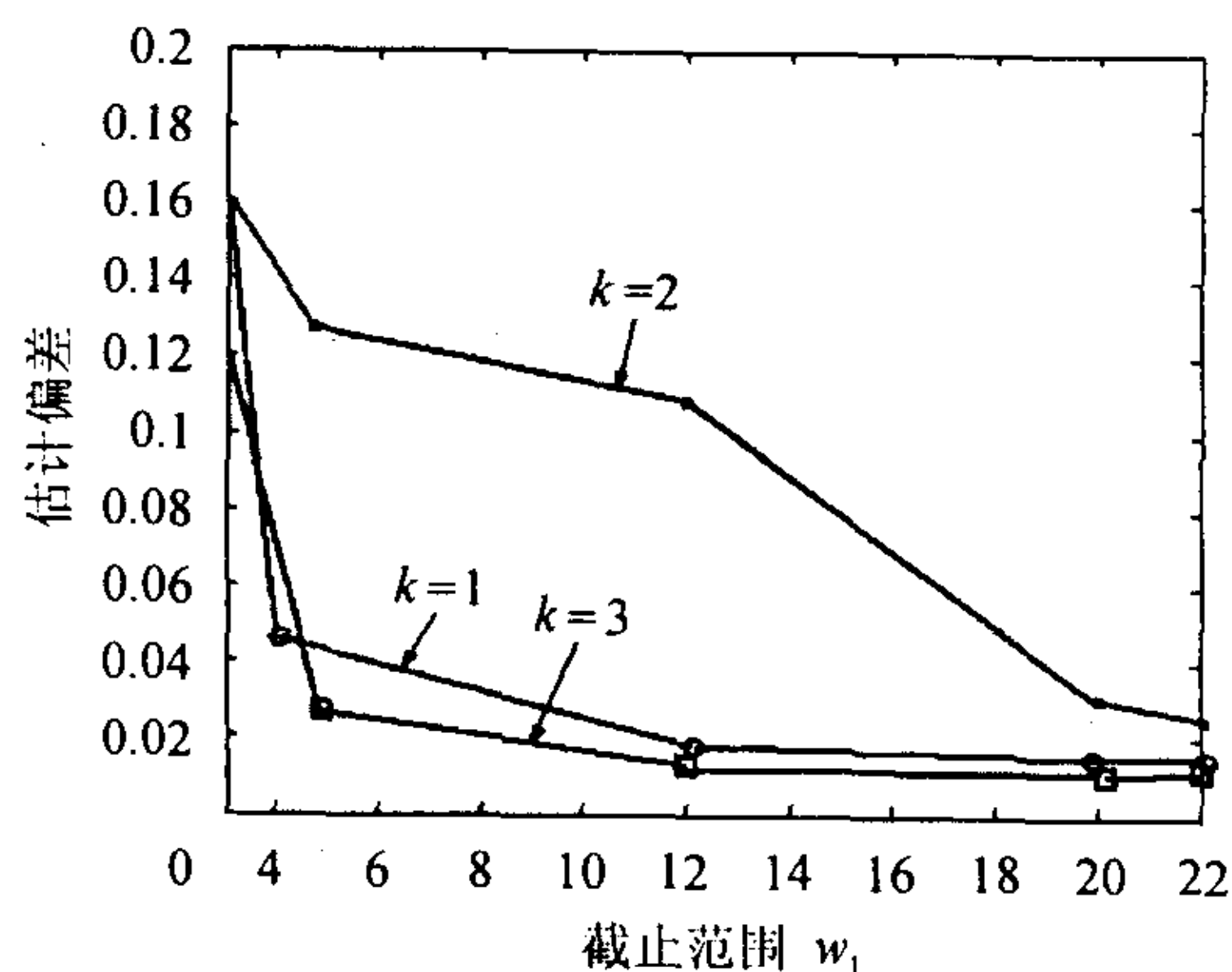


图4 不同的截止点对应的估计偏差

6 结束语

本文给出了一种多用户信道的盲辨识方法,它属于调制引入二阶循环平稳的方法。利用循环频率域的分集,可以得到所需用户的各个循环频率点上的循环相关,从而得到该用户的时变自相关。最后用单信道方法将信道辨识出来。如果将各个传感器上的各个用户的信道都辨识出来,我们就可以对信号进行多用户检测。与现有的多用户信道辨识技术相比较,本文提出的方法具有一定的优势。这主要表现在双频引入循环平稳具有恒模特性,不会使信号功率波动;分离各个用户的循环二阶统计量,提高了辨识的精度,尤其是在用户数 K 大的时候等。模拟结果显示的算法的性能令人满意。

参 考 文 献

- [1] Cao Shi-ke (曹士珂), Zhang Li-jun (张力军). Blind MIMO channel estimation based on modulation-induced two-cycle cyclostationarity. *The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, 2002, 9(4): 38-46.
- [2] Cao Shike(曹士珂), Zhang Lijun(张力军). Blind channel estimation for CDMA based on modulation-induced cyclostationarity, Proceedings of the International Conference on Communication Technology (ICCT2003), Beijing, April 2003: 1804-1808.
- [3] Wang Z, Giannakis G B. Wireless multicarrier communications: where Fourier meets Shannon. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2000, 17(5): 29-48.
- [4] Hatzinakos D. Nonminimum phase channel deconvolution using the complex cepstrum of the cyclic autocorrelation. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1994, SP-42(11): 3026-3042.
- [5] Hatzinakos D, Nikias C L. Estimation of multipath channel response in frequency selective channels. *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, 1989, 7(1): 12-19.
- [6] Picinbono B, Bondon P. Second-order statistics of complex signals. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, SP-45(2): 411-419.
- [7] Giannakis G B. Cyclostationary signal analysis, Chapter in Digital Signal Processing Handbook, V. K. Madisetti, D. Williams, editors-in-chief, CRC Press, 1998.
- [8] Pan R, Nikias C L. The complex cepstrum of higher order cumulants and nonminimum phase system identification. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1988, ASSP-36(2): 186-205.

曹士珂: 男, 1964 年生, 讲师, 博士生, 主要感兴趣的领域是通信信号处理、包括循环平稳信号及其应用、盲均衡和信道辨识。

张力军: 男, 1942 年生, 教授, 博士生导师, 84-86 年及 93-94 年两次赴加拿大皇后大学 (Queen's University) 访问研究。目前研究领域: 无线数据、无线 IP 接入技术与系统、移动计算网络及其应用等。