

# 非周期扩频 CDMA 系统中时空信道的盲估计

蒋伯峰, 冯爱刚, 殷勤业

(西安交通大学电信学院信息工程研究所, 陕西西安 710049)

**摘要:** 时空信道可以用矢量信道冲激响应(VCIR)来描述, 正确估计 VCIR 是智能天线系统实现的关键技术. 本文从多用户解相关的思想出发, 利用子空间技术实现了非周期扩频的 CDMA 系统时空信道的盲估计, 所给出的时空信道估计方法具有抗远近效应的能力. 计算机仿真实验表明, 时空信道的估计精度完全可以满足 DOA 与相对时延信息提取的要求.

**关键词:** 时空信道; 非周期扩频; 盲估计

**中图分类号:** TN929.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112(2001)06-0778-04

## Blind Space-Time Channel Estimation for CDMA with Aperiodic Spreading Code

JIANG Bo-feng, FENG Ai-gang, YIN Qin-ye

(Information Engineering Institute, School of Electronics and Information Engineering Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shanxi 710049, China)

**Abstract:** Space time channel can be described by vector channel impulse response (VCIR). Estimation of the VCIR is very important for Smart Antenna Systems. In this paper, based on multi user decorrelation, a blind VCIR estimation method for CDMA with aperiodic spreading code is proposed. The new method has the ability to resist near far effect. Computer simulation demonstrates that the accuracy of the VCIR estimated by the new method can meet the need to extract DOA and time delay information.

**Key words:** space time channel; aperiodic spreading; blind estimation

### 1 引言

智能天线技术可以充分利用移动用户的空间方位信息抑制共信道干扰或 CDMA 系统中的多址干扰(MAI), 达到提高系统的通信质量及容量的目的, 它已成为第三代移动通信系统中的一项关键技术<sup>[1]</sup>. 接收时实现时空二维处理, 发送时实现选择性发送是智能天线系统实现的核心, 对于不同信息码元采用不同扩频码的非周期扩频系统而言, 接收时实现时空二维处理的有效方法是采用二维 RAKE 接收机. 二维 RAKE 接收机将空域滤波器与码滤波器相级联, 能有效地利用空间与时间分集, 提高接收机接收指定信号的信干噪比(SINR)<sup>[2]</sup>; 选择性发送则是利用阵列天线形成指向用户方向的窄波束, 从而减少对小区中其他用户及相邻小区中用户的干扰<sup>[3]</sup>. 在多径传输环境下, 实现二维 RAKE 接收机及下行选择性发送的关键参数是每个用户各条路径的时延与波达方向(DOA). 就实现 DOA 的 MUSIC、ESPRIT 等常用的子空间方法而言, 工程实现时由于受阵元数目的限制, 很难直接对 CDMA 系统中每个用户各条路径实现 DOA 估计.

另一方面, 当基站采用阵列天线后, 移动台与基站之间的信道为含有多径时延信息与多径波达方向信息的时空二维信道, 小区中的移动台与基站天线阵可以看成是一个单输入多输出(SIMO)系统, 小区中多个用户与基站天线阵可以看成是

多个单输入多输出(MSIMO)系统, 用户与基站之间的时空二维信道可以用矢量信道冲激响应(VCIR)来描述<sup>[1]</sup>, VCIR 中包含了完备的时空二维信息, 可以从中提取出 DOA 及时延参数<sup>[4]</sup>. 因此, VCIR 的估计就成了智能天线系统实现的关键技术.

针对采用周期扩频码的 CDMA 系统, 文献[5, 6]给出了采用子空间技术从采样信号的二阶统计量中估计时空信道的方法. 在实际的 CDMA 系统中, 往往利用很长的伪随机序列进行扰码, 经扰码后的扩频序列可以看成是采用非周期的扩频码进行扩频. 扰码的采用对于频谱的白化及解决多用户的辨识是有利的, 但是, 非周期扩频序列使 VCIR 的估计变得困难, 文献[5, 6]所给出的方法不再适用. 针对非周期扩频系统, 文献[7]从最大似然估计器的思想出发, 给出了一种交替投影的迭代方法, 虽然比直接采用最大似然法减少了运算量, 但是仍然存在所需的采样点多、运算量大的缺点.

本文从多用户解相关的思想出发, 首先将 CDMA 系统上行信道这样一个 MSIMO 的问题转化为 SIMO 的问题, 然后利用子空间技术实现了非周期扩频 CDMA 系统时空信道的盲估计. 由于解相关时充分利用了各用户扩频码的信息, 因此具有抑制多址干扰及抗远近效应的能力. 另外, 本文所提出的方法是针对准同步 CDMA 系统的, 即各用户的直达波到达基站的

时间差在一个码片(chip)之内. 配合各用户扩频序列的捕捉, 本文提出的方也可以推广到异步 CDMA 系统中, 计算机仿真实验验证了方法的有效性.

## 2 问题的数学模型

设第  $i(i=1, \dots, K)$  个用户的信息码为  $\{s_i(n)\}$ , 分配给第  $i$  个用户第  $n$  个信息码的扩频码为  $\{c_{i,n}(1), c_{i,n}(2), \dots, c_{i,n}(L_c)\}$ ,  $L_c$  为扩频码的长度. 第  $i$  个用户到天线阵中第  $m(m=1, \dots, M)$  个阵元的信道冲激响应为  $h_{i,m}(t)$ , 则第  $m$  个阵元收到的第  $i$  个用户的信号为:

$$y_{i,m}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{L_c} s_i(n) c_{i,n}(k) h_{i,m}(t - kT - nT_s) \quad (1)$$

其中  $T$  为码片周期;  $T_s$  为信息码(Symbol)周期. 将式(1)进一步简化为:

$$\begin{aligned} y_{i,m}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_i(n) \sum_{k=1}^{L_c} c_{i,n}(k) h_{i,m}(t - kT - nT_s) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_i(n) w_{i,m}(t - nT_s) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\text{其中 } w_{i,m}(t) = \sum_{k=1}^{L_c} c_{i,n}(k) h_{i,m}(t - kT) \quad (3)$$

$w_{i,m}(t)$  为第  $i$  个用户的扩频码与信道传输函数的卷积, 反映了 CDMA 系统中信息码的传输特性, 称为特征波形(Signature Waveform). 在观测时间内(一般为十几~几十个  $T_s$ ),  $h_{i,m}(t)$  可以看成是线性时不变 FIR 滤波器, 设  $h_{i,m}(t)$  在  $[0, LT]$  内有效, 这样  $w_{i,m}(t)$  将在  $[0, (L_c + L)T]$  内有效.

将  $y_{i,m}(t)$  按码片周期  $T$  进行采样( $t = iT - T/2, i = 1, 2, \dots$ ), 并将  $L_c$  个采样点写成  $L_c \times 1$  的矢量:

$$y_{i,m}(n) = [y_{i,m}(n, 1), y_{i,m}(n, 2), \dots, y_{i,m}(n, L_c)]^T,$$

$n$  为信息码元序号. 同时将  $w_{i,m}(t)$ 、 $h_{i,m}(t)$  也按码片周期  $T$  进行离散化, 写成矢量形式为

$$w_{i,m} = [w_{i,m}(1), w_{i,m}(2), \dots, w_{i,m}(L_c + L - 1)]^T$$

$w_{i,m}$  为  $(L_c + L - 1) \times 1$  的矢量;

$$h_{i,m} = [h_{i,m}(1), h_{i,m}(2), \dots, h_{i,m}(L)]^T$$

$h_{i,m}$  为  $L \times 1$  的矢量;

则有

$$y_{i,m}(n) = \begin{bmatrix} w_{i,m}(1) & w_{i,m}(L_c + 1) \\ \vdots & \vdots \\ w_{i,m}(L - 1) & w_{i,m}(L_c + L - 1) \\ w_{i,m}(L) & 0 \\ \vdots & \vdots \\ w_{i,m}(L_c) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_i(n) \\ s_i(n - 1) \end{bmatrix} \quad (4)$$

从式(4)可以看出, 由于  $w_{i,m}(t)$  超出了  $T_s$ , 因此存在着码间串扰(ISI). 一般可以认为  $L \ll L_c$ , 所以 CDMA 系统中码间串扰可以忽略.

取  $y_{i,m}(n)$  中无码间串扰的一段, 定义为  $x_{i,m}(n)$ ,

$$x_{i,m}(n) = \begin{bmatrix} y_{i,m}(n, L) \\ \vdots \\ y_{i,m}(n, L_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{i,m}(L) \\ \vdots \\ w_{i,m}(L_c) \end{bmatrix} \cdot s_i(n) = \bar{\mathbf{C}}_{i,n} \mathbf{h}_{i,m} s_i(n)$$

$$\text{其中 } \bar{\mathbf{C}}_{i,n} = \begin{bmatrix} c_{i,n}(L) & \dots & c_{i,n}(1) \\ c_{i,n}(L+1) & \dots & c_{i,n}(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{i,n}(L_c) & \dots & c_{i,n}(L_c - L + 1) \end{bmatrix} \quad (5)$$

为  $(L_c - L + 1) \times L$  维的矩阵.

当小区中有  $K$  个用户时, 基站收到的信号将是  $K$  个用户信号的和, 即

$$\mathbf{x}_m(n) = \sum_{i=1}^K \bar{\mathbf{C}}_{i,n} \mathbf{h}_{i,m} s_i(n) \quad (6)$$

当基站采用具有  $M$  个阵元的阵列天线时, 阵列天线的输出可以看成是  $M$  个阵元输出信号的组合

$$\mathbf{x}^{(p)}(n) = [\mathbf{x}_1(n) \quad \mathbf{x}_2(n) \quad \dots \quad \mathbf{x}_M(n)]^T$$

$$\mathbf{h}_i^{(p)} = [\mathbf{h}_{i,1} \quad \mathbf{h}_{i,2} \quad \dots \quad \mathbf{h}_{i,M}]^T$$

其中的上标  $[^{(p)}]$  表示在一个码片周期中的第  $p$  个采样点.

将式(6)推广到阵列天线的情况下:

$$\mathbf{x}^{(p)}(n) = \sum_{i=1}^K \bar{\mathbf{C}}'_{i,n} \mathbf{h}_i^{(p)} s_i(n) \quad (7)$$

其中  $\bar{\mathbf{C}}'_{i,n} = \text{diag}(\underbrace{\bar{\mathbf{C}}_{i,n} \quad \dots \quad \bar{\mathbf{C}}_{i,n}}_{M \text{ 个块}})$  为  $M(L_c - L + 1) \times ML$  维矩阵.

同理, 当对天线阵的输出进行  $P$  次时间上的过采样时(一个码片周期内采  $P$  个点), 天线阵的输出也可以看成是  $P$  个天线阵输出信号的组合

$$\mathbf{x}(n) = [\mathbf{x}^{(1)}(n) \quad \mathbf{x}^{(2)}(n) \quad \dots \quad \mathbf{x}^{(P)}(n)]^T$$

$$\mathbf{h}_i = [\mathbf{h}_i^{(1)} \quad \mathbf{h}_i^{(2)} \quad \dots \quad \mathbf{h}_i^{(P)}]^T$$

经过时间与空间上的过采样,  $\mathbf{h}_i$  中包含了完备的时空信息, 称其为时空二维信道矢量冲激响应.

经时空过采样后, 在一个  $T_s$  内, 基站得到的采样点为

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{i=1}^K \bar{\mathbf{C}}_{i,n} \mathbf{h}_i s_i(n) \quad (8)$$

其中

$$\bar{\mathbf{C}}_{i,n} = \text{diag}(\underbrace{\bar{\mathbf{C}}'_{i,n} \quad \dots \quad \bar{\mathbf{C}}'_{i,n}}_{P \text{ 个块}})$$

为  $MP(L_c - L + 1) \times MPL$  维矩阵;  $\mathbf{x}(n)$  为  $MP(L_c - L + 1) \times 1$  的矢量;  $\mathbf{h}_i$  为  $MPL \times 1$  的矢量; 当有噪声存在时, 式(8)变为

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{i=1}^K \bar{\mathbf{C}}_{i,n} \mathbf{h}_i s_i(n) + \mathbf{n}(n) \quad (9)$$

所谓信道盲估计就是从接收的数据  $\mathbf{x}(n)$  ( $n = 1, \dots, N$ ) 中估计各用户的  $\mathbf{h}_i$ ,  $N$  表示采样次数.

## 3 时空信道盲估计

将式(9)写成矩阵的形式为

$$\mathbf{x}(n) = \bar{\mathbf{C}}_n \mathbf{H} \mathbf{s}(n) + \mathbf{n}(n) \quad (10)$$

其中

$$\bar{\mathbf{C}}_n = [\bar{\mathbf{C}}_{1,n} \quad \bar{\mathbf{C}}_{2,n} \quad \dots \quad \bar{\mathbf{C}}_{K,n}];$$

$$\mathbf{s}(n) = [s_1(n) \quad s_2(n) \quad \dots \quad s_K(n)]^T;$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{h}_2 & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{h}_K \end{bmatrix} \text{ 为 } LPMK \times K \text{ 维矩阵.}$$

对于基站而言,在完成扩频码捕获的过程后,各用户不同 bit 所使用的扩频码就是已知的,即  $\mathcal{C}_n$  是已知的. 由于  $\mathcal{C}_n$  随 bit 的序号而变化,使反映  $s(n)$  传输特性的  $\mathcal{C}_n \mathbf{H}$  在不同 bit 的具有不同的特性,即为时变量,这样就得不到其统计特性. 为了消除  $\mathcal{C}_n$  的影响,将式(10)两边同时乘以  $\mathcal{C}_n$  的伪逆  $\mathcal{C}_n^+$

$$\tilde{\mathbf{x}}(n) = \mathcal{C}_n^+ \mathbf{x}(n) = \mathbf{H} \mathbf{s}(n) + \mathcal{C}_n^+ \mathbf{n}(n) = \mathbf{H} \mathbf{s}(n) + \tilde{\mathbf{n}}(n) \quad (11)$$

从式(11)可以看出,对于接收的多用户数据,乘以  $\mathcal{C}_n^+$  的过程相当于解相关的过程. 解相关的过程消除了  $\mathcal{C}_n$  的影响,保留了相对稳定的时空信道矢量冲激响应,同时实现了将各用户的 VCIR 分离. 由于解相关时充分利用了各用户扩频码的信息,因此具有消除多址干扰、抗远近效应的能力.

采集  $N$  个  $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ , 得到采样数据的矩阵形式

$$\tilde{\mathbf{X}} = [\tilde{\mathbf{x}}(1) \quad \tilde{\mathbf{x}}(2) \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{x}}(N)] = \mathbf{H} \mathbf{S} + \tilde{\mathbf{N}} \quad (12)$$

其中  $\mathbf{S} = [s(1) \quad s(2) \quad \dots \quad s(N)]$ ;

$$\tilde{\mathbf{N}} = [\tilde{\mathbf{n}}(1) \quad \tilde{\mathbf{n}}(2) \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{n}}(N)].$$

对式(12)进行奇异值分解(SVD)

$$\tilde{\mathbf{X}} = [\mathbf{U}_S \quad \mathbf{U}_N] \begin{bmatrix} \Sigma & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_S^H \\ \mathbf{V}_N^H \end{bmatrix} \quad (13)$$

$K$  个大特征值对应的特征向量张成  $\mathbf{H}$  的列构成的信号子空间  $\mathbf{U}_S$ ,  $LPMK - K$  个小特征值对应的特征向量张成  $\mathbf{H}$  的信号子空间的正交补空间. 由于噪声的污染,只能得到信号正交补空间的近似,即当噪声功率  $\sigma^2$  较小时,下方方程近似成立

$$\mathbf{U}_N^H \mathbf{H} = \mathbf{0} \quad (14)$$

直接按式(14)求解  $\mathbf{H}$  会使估计的  $\mathbf{H}$  与实际的  $\mathbf{H}$  之间相差一个  $LPM \times LPM$  维任意满秩矩阵,而这样一个任意矩阵的存在会影响从估计的  $\mathbf{h}_i$  中进一步提取 DOA 及时延信息. 因此需将式(14)做进一步变换. 将  $K(LPM - 1) \times LPMK$  维矩阵  $\mathbf{U}_N^H$  划分为  $K$  个  $K(LPM - 1) \times LPM$  的子阵,即

$$\mathbf{U}_N^H = [\mathbf{D}_1 \quad \mathbf{D}_2 \quad \dots \quad \mathbf{D}_K]$$

根据式(14),有

$$[\mathbf{D}_1 \quad \mathbf{D}_2 \quad \dots \quad \mathbf{D}_K] \mathbf{H} = \mathbf{0} \quad (15)$$

又根据  $\mathbf{H}$  的定义,有

$$[\mathbf{D}_1 \mathbf{h}_1 \quad \mathbf{D}_2 \mathbf{h}_2 \quad \dots \quad \mathbf{D}_K \mathbf{h}_K] = \mathbf{0}$$

表示成矩阵的形式为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & & & \\ & \mathbf{D}_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{D}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_K \end{bmatrix} = \mathbf{D} \mathbf{h} = \mathbf{0} \quad (16)$$

从式(16)估计出的  $\mathbf{h}_i$  与实际的  $\mathbf{h}_i$  之间只会相差一个任意的系数. 由于这一任意的系数是同时作用于所有的阵元上,不会改变各阵元接收信号间的相对位置,因此这一任意的系数不会对 DOA 及时延估计造成影响,式(16)的非零解即为  $K$  个用户的矢量信道冲激响应  $\mathbf{h}_i (i = 1, \dots, K)$  的估计.

讨论

(1) 信道阶数  $L$  的选取: 在以上的分析中,都是假设各用户的  $L$  是相等的,而实际中,各用户的  $L$  是不同的. 我们可以

根据统计规律确定最大的信道阶数作为  $L$ , 对于小于  $L$  的信道,估计出的  $\mathbf{h}_i$  中不足  $L$  的项为零,这样不会影响对  $\mathbf{h}_i$  的正确描述.

(2) 对于同步 CDMA 系统(Synchronous CDMA),各用户的直达波到达基站的时间差不会超过一个码片,这时可以直接使用以上的算法进行多用户时空二维信道的估计;对于异步 CDMA 系统(Asynchronous CDMA),各用户的直达波到达基站的时间差较大,一般会有几个码片. 靠接收端扩频序列捕捉(Acquisition),可以粗略得到各用户相互之间的时间差,将这几个码片的影响去掉,这时式(6)的叠加关系仍然成立,即本文的方法可以推广到异步 CDMA 系统中.

(3) 本文所提出的算法运算量主要由两部分组成,其一为解相关的过程,其二为奇异值分解的过程. 为了描述方便,解相关的过程采用了直接用  $\mathcal{C}_n$  的伪逆  $\mathcal{C}_n^+$  相乘的方式. 实际上,由于  $\mathcal{C}_n$  是由对角矩阵构成的,因此可以将  $\mathcal{C}_n^+$  的相乘运算分解为各个子矩阵的伪逆的相乘运算,即解相关的运算可以在单个阵元上按 chip 采样速率进行,最后将分别解出的各部分拼接成式(11)的形式. 这样算法在具体实现时可以采用并行处理,实际上解相关部分的运算量只是一般解相关方法的  $PM$  倍. 对于奇异值分解部分,可以采用文献[8]中的单阵元并行处理结构进一步降低运算量.

## 4 计算机仿真实验结果

设基站采用 4 单元均匀线阵,阵元之间的距离为半波长,CDMA 系统所采用的载频为 1.8GHz,调制方式为 BPSK,基带信号经升余弦滚降滤波器成型,滚降系数为 0.5. 仿真实验中采用  $2^{15} - 1$  的  $m$  序列进行扰码,小区中有 10 个用户,不同用户的扰码为不同相位的同一个  $m$  序列,可以等效地看作作用码长  $L_c = 31$  的非周期扩频序列进行扩频,各用户经三条路径到达基站;其中用户 1 三条路径的时延分别为  $[2.1 \quad 0 \quad 3.1]T$ ,入射角分别为  $[-15^\circ \quad 0^\circ \quad 20^\circ]$ ;用户 2 三条路径的时延分别为  $[1.2 \quad 0 \quad 3.4]T$ ,入射角分别为  $[-20^\circ \quad 10^\circ \quad 25^\circ]$ ;其他用户各条路径的时延为  $(0, 4T)$  内服从均匀分布的随机变量,入射角为  $(-90^\circ, 90^\circ)$  内服从均匀分布的随机变量. 可以认为各路径的最大时延不超过  $4T$ ,即信道的阶数可以取  $L = 4$ ;各路径的幅度为  $(0, 1)$  内服从均匀分布的随机量;各用户的扩频序列捕捉已完成,每次对 50 个码元按 2 倍码片周期进行采样.

### 实验 1 时空信道估计精度

为了检验对各用户 VCIR 估计的性能,定义均方根误差

$$RMSE = \frac{1}{\|\mathbf{H}_n\|} \sqrt{\frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \|\mathbf{H}_n(i) - \mathbf{H}_n\|^2}$$

其中  $N_t$  为 Monte Carlo 实验次数,在本次实验中,  $N_t = 30$ ;  $\mathbf{H}_n$  的各列由各用户的 VCIR 构成,并按第一行进行归一化;  $\mathbf{H}_n(i)$  的各列由第  $i$  次 Monte Carlo 实验中所估计的各用户 VCIR 构成,为了与  $\mathbf{H}_n$  进行比较,同样对其按第一行进行归一化, RMSE 实际上反映了各用户 VCIR 的总体估计效果. 图 1 为 RMSE 与信噪比(SNR)的关系.

### 实验 2 从时空信道中估计 DOA 及时延

二维 RAKE 接收机中直接使用是各用户每条路径的时延及 DOA 信息, 为了检验从估计的 VCIR 中提取时延及 DOA 信息的效果, 采用[4]中的方法实现角度与时延的联合估计。

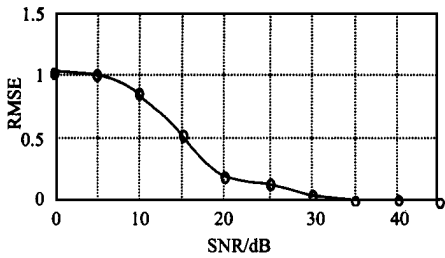


图 1 RMSE 与信噪比的关系

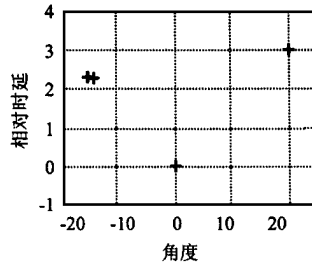


图 2 用户 1 角度与相对时延的估计

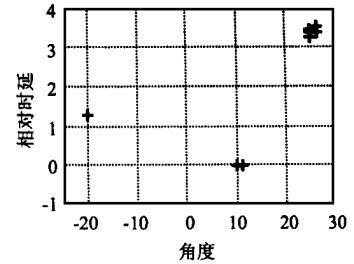


图 3 用户 2 角度与相对时延的估计

从实验 1、实验 2 中可以看出, 在信噪比为 20dB 时, 利用本文提出的方法可以得到满意的 DOA 与时延估计。由于各个用户三条多径的幅度为(0, 1)内服从均匀分布的随机量, 从实验结果可以看出, 时空信道参数的估计结果并不受各个用户信号功率的影响, 即解相关的过程具有抗远近效应的能力。

## 5 结论

本文利用多用户解相关的思想, 采用子空间的方法实现了非周期扩频 CDMA 系统中上行多用户时空信道的盲估计, 结合文献[4]中的角度与时延联合估计方法, 解决了非周期扩频系统中各用户多径时延与方向角的估计问题, 从而为二维 RAKE 接收机及下行选择性发送的实现提供了必备的参数。由于对各用户 VCIR 的估计利用了解相关的思想, 因此本文提出的时空信道冲激响应的估计方法具有抗多址干扰及远近效应的能力, 该方法适用于同步 CDMA 系统, 在完成扩频序列捕捉的前提下, 可以推广到异步 CDMA 系统中。计算机仿真实验证实了方法的有效性。

## 参考文献:

- [1] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, Smart Antennas for Wireless Communications [M], Prentice Hall NJ, 1999: 88-90.
- [2] B. Surd, A. Naguib, G. Xu and T. Kailath, Performance analysis of CDMA mobile communication systems using antenna arrays [C]. In Proc. ICASSP 1993, vol. VI, Apr. 1993: 153-156.
- [3] 金梁, 殷勤业. 多用户波束优化设计在智能天线中的应用 [J]. 通信学报, 1998, 19(6): 13-19.
- [4] 蒋伯峰, 王文杰, 殷勤业. 适用于任意阵列的多径信道二维方向角与相对时延的联合估计方法 [J]. 电子学报, 2000, 28(12): 1-4.

图 2、图 3 分别给出了在信噪比为 20dB, 即对应的 RMSE 约为 0.2 时, 估计出的用户 1 与用户 2 三条路径的 DOA 与时延。

- [5] 蒋伯峰, 王文杰, 殷勤业. CDMA 系统中时空信道冲激响应的估计与跟踪 [J]. 电子科学学刊, 录用待发.
- [6] H. Liu, G. Xu, A Subspace Method for Signature Waveform Estimation in Synchronous CDMA Systems [J]. IEEE Trans. Commun, Oct. 1996, 44(10): 1346-1354.
- [7] Kenin Li and Hui Liu. Channel estimation for DS CDMA with aperiodic spreading codes [C]. In Proc ICASSP 99, 1999, 5: 2129-2132.
- [8] 蒋伯峰. 基于时空信道估计的智能天线技术研究 [D]. 博士学位论文. 西安: 西安交通大学研究生院.

## 作者简介:



蒋伯峰 男, 1962 年出生于宁夏银川, 副教授。1983 年、1988 年分别获西安交通大学学士、硕士学位, 现为西安交通大学通信与信息系统专业博士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理、信道盲估计、通信中的时空信号处理等。已在国内外发表论文十余篇。



冯爱刚 男, 1974 年出生于宁夏银川, 1996 年、1999 年分别获西安交通大学学士、硕士学位, 现为西安交通大学通信与信息系统专业博士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理、CDMA、通信中的时空信号处理等。已在国内外发表论文多篇。

殷勤业 男, 1950 年出生于江苏南京, 教授、博士生导师。1982 年、1985 年和 1989 年分别获西安交通大学获学士、硕士和博士学位, 现为西安交通大学信息工程研究所所长, 主要从事空间谱估计、智能天线、神经网络理论及应用和时频分析等方面的研究工作。