

CDMA 系统中时空信道冲激响应的估计与跟踪¹

蒋伯峰 王文杰 殷勤业

(西安交通大学电信学院信息工程研究所 西安 710049)

摘 要 时空信道可以用矢量信道冲激响应 (VCIR) 来描述, 正确估计与跟踪时变的 VCIR 是智能天线技术实现的关键。本文利用子空间技术得到 CDMA 系统中各用户 VCIR 的估计值, 结合近似子空间跟踪方法实现了对 VCIR 的跟踪, 跟踪过程所需的运算量小, 计算机仿真实验表明, 跟踪的速度及精度基本可以满足智能天线系统的要求。

关键词 智能天线, 时空信道, 子空间跟踪

中图分类号 TN914.4

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 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的关键技术之一^[1]。时空二维处理技术是智能天线系统实现的核心, 用户与基站之间的信道可以采用矢量信道冲激响应 (VCIR)^[1] 来描述, VCIR 可以利用子空间技术从采样信号的二阶统计量中估计出来^[2]。由于 VCIR 中包含了信道完备的时空信息, 因此可以从中提取出下行选择发送时所需的时延及波达方向 (DOA)。

文献 [3] 利用子空间技术给出了一种基于二阶统计量的准同步 CDMA 系统多用户信道冲激响应的盲估计方法, 配合扩频序列捕捉也可以推广到异步 CDMA 系统中^[4]。本文将文献 [3] 的方法扩展到采用阵列天线时 VCIR 的估计中。为使 VCIR 中含有时空二维信息, 必须对接收信号同时进行时间与空间上的过采样, 而时间与空间上的过采样必然造成数据矩阵过于庞大, 导致运算量太大而无法实时实现。为减少运算量, 采用了近似子空间跟踪技术, 为了验证利用近似矩阵后对 VCIR 估计的影响, 利用角度与时延的联合估计方法^[5] 从估计的 VCIR 中进行了信道参数 (多径的 DOA 及相对时延) 提取。计算机仿真实验验证了方法的有效性。

2 CDMA 系统中信道冲激响应估计的基本方法

设第 $i (i = 1, \dots, K)$ 个用户的信息码为 $\{s_i(n)\}$, 分配给第 i 个用户的扩频码为 $\{c_i(1), c_i(2), \dots, c_i(L_c)\}$, L_c 为扩频码的长度。第 i 个用户到第 $m (m = 1, \dots, M)$ 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

$$y_{i,m}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_i(n)w_{i,m}(t - nT_s) \quad (1)$$

其中 $w_{i,m}(t) = \sum_{k=1}^{L_c} c_i(k)h_{i,m}(t - kT)$, T 为码片周期; T_s 为信息码 (Symbol) 周期。

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

$$\mathbf{w}_{i,m} = [w_{i,m}(1), w_{i,m}(2), \dots, w_{i,m}(L_c + L - 1)]^T, \quad \mathbf{w}_{i,m} \in (L_c + L - 1) \times 1$$
$$\mathbf{h}_{i,m} = [h_{i,m}(1), h_{i,m}(2), \dots, h_{i,m}(L)]^T, \quad \mathbf{h}_{i,m} \in L \times 1$$

¹ 1999-10-19 收到, 2000-02-18 定稿

国家自然科学基金与国家“863”计划联合资助课题

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

$$\mathbf{x}_{i,m}(n) = \bar{\mathbf{w}}_{i,m} s_i(n) \quad (2)$$

其中

$$\bar{\mathbf{w}}_{i,m} = \begin{bmatrix} c_i(L) & \cdots & c_i(1) \\ c_i(L+1) & & c_i(2) \\ \vdots & & \vdots \\ c_i(L_c) & \cdots & c_i(L_c - L + 1) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{h}_{i,m} = \bar{\mathbf{C}}_i' \mathbf{h}_{i,m} \quad (3)$$

$\bar{\mathbf{C}}_i'$ 为 $(L_c - L + 1) \times L$ 维矩阵。

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

$$\mathbf{x}_m(n) = \sum_{i=1}^K \bar{\mathbf{w}}_{i,m} s_i(n) \quad (4)$$

将 N 个 \mathbf{x}_m 矢量构成矩阵, 得到

$$\mathbf{X}_m = \bar{\mathbf{W}}_m \mathbf{S} \quad (5)$$

其中 $\bar{\mathbf{W}}_m$ 为 $(L_c - L + 1) \times K$ 维矩阵。 \mathbf{S} 为由各用户连续的 N 个码元构成的 $K \times N$ 维矩阵, \mathbf{X}_m 为第 m 个阵元收到的以码片为周期采样后截取无码间串扰的一段所构成的 $(L_c - L + 1) \times N$ 维矩阵。

当考虑有背景白噪声时

$$\mathbf{X}_m = \bar{\mathbf{W}}_m \mathbf{S} + \mathbf{N}_m \quad (6)$$

在不考虑噪声的情况下对 \mathbf{X}_m 进行 SVD(Singular Value Decomposition) 分解得

$$\mathbf{X}_m = [\bar{\mathbf{U}}_S \quad \bar{\mathbf{U}}_N] \cdot \begin{bmatrix} \Sigma_S & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{V}}_S^H \\ \bar{\mathbf{V}}_N^H \end{bmatrix} \quad (7)$$

$\bar{\mathbf{U}}_S$ 中的各列对应于 K 个不为零的大特征值, 张成由 $\bar{\mathbf{W}}_m$ 的列构成的信号空间, $\bar{\mathbf{U}}_N$ 中的各列对应于 $(L_c - L + 1 - K)$ 个小特征值, 张成信号空间的正交补空间, 因此有

$$\bar{\mathbf{U}}_N^H \bar{\mathbf{w}}_{i,m} = \mathbf{0} \quad (8)$$

将 (3) 式代入 (8) 式得

$$\bar{\mathbf{U}}_N^H \bar{\mathbf{C}}_i' \mathbf{h}_{i,m} = \mathbf{0}, \quad i = 1, \dots, K \quad (9)$$

由 (9) 式可见, 靠用户扩频码的不同, 已将多个用户信道估计的问题转化为对 K 个单用户信道估计的问题, 从而极大地减少了运算量, 同时也使算法具有了并行处理的能力。

3 CDMA 系统中 VCIR 的估计与跟踪

3.1 时空过采样的数据矩阵及 VCIR 估计

为使信道冲激响应中含有用户的空间方位信息, 必须采用阵列天线对信道冲激响应进行空间上的过采样, 为了能从用户的 VCIR 中提取时间信息, 必须在时间上进行过采样。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

$$\mathbf{x}^{(p)}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(n) \\ \mathbf{x}_2(n) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_M(n) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{X}^{(p)} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{X}_M \end{bmatrix}; \quad \bar{\mathbf{W}}_i^{(p)} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{W}}_1 \\ \bar{\mathbf{W}}_2 \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{W}}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{w}}_1^{(p)T} \\ \bar{\mathbf{w}}_2^{(p)T} \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{w}}_K^{(p)T} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{h}_i^{(p)} = \begin{bmatrix} h_{i,1} \\ h_{i,2} \\ \vdots \\ h_{i,M} \end{bmatrix};$$

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

$$\text{此时关系式 } \mathbf{X}^{(p)} = \overline{\mathbf{W}}^{(p)} \mathbf{S} \text{ 和 } \overline{\mathbf{w}}_i^{(p)} = \overline{\mathbf{C}}_i'' \mathbf{h}_i^{(p)} \text{ 成立, } \overline{\mathbf{C}}_i'' = \text{diag}(\underbrace{\overline{\mathbf{C}}_i' \cdots \overline{\mathbf{C}}_i'}_{M \text{ 个块}}).$$

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

$$\mathbf{x}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^{(1)}(n) \\ \mathbf{x}^{(2)}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{x}^{(P)}(n) \end{bmatrix}; \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}^{(1)} \\ \mathbf{X}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{X}^{(P)} \end{bmatrix}; \overline{\mathbf{W}} = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{W}}^{(1)} \\ \overline{\mathbf{W}}^{(2)} \\ \vdots \\ \overline{\mathbf{W}}^{(P)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{w}}_1^T \\ \overline{\mathbf{w}}_2^T \\ \vdots \\ \overline{\mathbf{w}}_K^T \end{bmatrix}; \mathbf{h}_i = \begin{bmatrix} h_i^{(1)} \\ h_i^{(2)} \\ \vdots \\ h_i^{(P)} \end{bmatrix};$$

$$\text{同样关系式 } \mathbf{X} = \overline{\mathbf{W}} \mathbf{S} \text{ 和 } \overline{\mathbf{w}}_i = \overline{\mathbf{C}}_i'' \mathbf{h}_i \text{ 成立, 此时 } \overline{\mathbf{C}}_i'' = \text{diag}(\underbrace{\overline{\mathbf{C}}_i' \cdots \overline{\mathbf{C}}_i'}_{P \text{ 个块}}).$$

\mathbf{X} 为 $MP(L_c - L + 1) \times N$ 的矩阵, $\overline{\mathbf{W}}$ 为 $MP(L_c - L + 1) \times K$ 维的矩阵, \mathbf{S} 为 $K \times N$ 维的矩阵, $\overline{\mathbf{C}}_i'$ 为 $MP(L_c - L + 1) \times MPL$ 维的矩阵, \mathbf{h}_i 为 $MPL \times 1$ 的列向量.

与单个天线按码片周期进行采样的情况类似, 对 \mathbf{X} 进行 SVD 分解可以得到 \mathbf{W} 的零空间, 即有

$$\mathbf{U}_N^H \mathbf{w}_i = \mathbf{0} \quad (10)$$

同样有

$$\mathbf{U}_N^H \overline{\mathbf{C}}_i'' \mathbf{h}_i = \mathbf{0}, \quad i = 1, \dots, K \quad (11)$$

从 (11) 式即可分别求得各用户的 \mathbf{h}_i .

考察 (12) 式, 当 $L_c - L + 1 - K \geq L$, 即 $K \leq L_c - 2L + 1$ 时, 对应于不同的 $\overline{\mathbf{C}}_i'$ ($i = 1, \dots, K$) 即可利用 (12) 式估计出相应的 $\hat{\mathbf{h}}_{i,m}$ ($i = 1, \dots, K$). 当 $K > L_c - 2L + 1$ 时, (12) 式为欠定义方程, 此时无法从 (12) 式中解出对应的 $\hat{\mathbf{h}}_{i,m}$, 即由于 ISI 的存在, 不能充分利用码道数. 经时间、空间过采样后, 考察 (13), (14) 式, 类似的不等式变为 $MP(L_c - L + 1) - K \geq MPL$, 即使 $K = L_c$, 由于 $L_c \gg L$, 不等式将始终成立, 即用户数可以等于码道数, 做到了充分利用码道.

另一方面, 当时空过采样数 MP 较大时, \mathbf{X} 的维数会很大, 直接对 \mathbf{X} 进行 SVD 分解运算复杂度为 $O((MP(L_c - L + 1))^4)$, 由于 MP 与 L_c 较大, L 一般较小, 所以运算量会很大, 为减少运算量还需采用以下的 VCIR 跟踪技术.

3.2 VCIR 的跟踪

实际系统中, 由于 VCIR 不可能发生突变, 因此可以采用逐步更新的思想来对信号子空间进行跟踪, 跟踪到了信号子空间, 就可以方便地得到它的正交补空间, 从而实现 VCIR 的跟踪.

设首次得到的数据矩阵为 $\mathbf{X}_{\text{old}} = \mathbf{W}_{\text{old}} \mathbf{S}_{\text{old}} + \mathbf{N}_{\text{old}}$, 共有 N 列, 一次对数据矩阵进行 l 列更新, 则得到更新后的数据矩阵为

$$\mathbf{X}_{\text{new}} = [\mathbf{x}_{\text{old}}(l+1) \cdots \mathbf{x}_{\text{old}}(N) \mathbf{x}(1) \cdots \mathbf{x}(l)] \quad (\text{仍然保持 } N \text{ 列}) \quad (12)$$

对 \mathbf{X}_{old} 进行 SVD 分解, 得到信号子空间的一组正交基底为 $\mathbf{U}_{\text{old}} = \mathbf{U}_S = [\mathbf{u}_1 \mathbf{u}_2 \cdots \mathbf{u}_K]$ (K 为用户数), 由于 \mathbf{U}_{old} 的各列相互正交, 所以 \mathbf{U}_{old} 张成的信号空间的投影算子为 $\mathbf{P}_U = \mathbf{U}_{\text{old}} \mathbf{U}_{\text{old}}^H$.

考虑到 CDMA 中信号是主要部分, 所以 \mathbf{X}_{old} 应与 \mathbf{X}_{old} 在信号空间上的投影近似相等, 即 $\varepsilon_{\text{old}} = \|\mathbf{X}_{\text{old}} - \mathbf{U}_{\text{old}} \mathbf{U}_{\text{old}}^H \mathbf{X}_{\text{old}}\|_F^2$ 应很小. 也就是说以下近似式成立

$$\mathbf{X}_{\text{old}} \approx \mathbf{U}_{\text{old}} \mathbf{U}_{\text{old}}^H \mathbf{X}_{\text{old}} = \mathbf{U}_{\text{old}} [\mathbf{a}_1 \mathbf{a}_2 \cdots \mathbf{a}_N] = [\mathbf{g}_1 \mathbf{g}_2 \cdots \mathbf{g}_N]$$

构造一个矩阵 $\mathbf{A} = [\mathbf{g}_{l+1} \ \mathbf{g}_{l+2} \ \cdots \ \mathbf{g}_N \ \mathbf{x}(1) \ \cdots \ \mathbf{x}(l)]$, 矩阵 \mathbf{A} 与 \mathbf{X}_{new} 的差为

$$\|\mathbf{X}_{\text{new}} - \mathbf{A}\|_F^2 = \sum_{j=l+1}^N \|\mathbf{x}_{\text{old}}(j) - \mathbf{g}_j\|_F^2 + \sum_{j=1}^l \|\mathbf{x}(j) - \mathbf{x}(j)\|_F^2 = \sum_{j=l+1}^N \|\mathbf{x}_{\text{old}}(j) - \mathbf{g}_j\|_F^2 \leq \varepsilon_{\text{old}}.$$

由此可见 \mathbf{A} 是具有特殊结构的 \mathbf{X}_{new} 的近似矩阵, 它的维数与 \mathbf{X}_{new} 相等, 秩为 $(K+l)$, 因此对 \mathbf{A} 的奇异值分解将近似等效为对 \mathbf{X}_{new} 的奇异值分解.

将更新的 l 列数据分解为两部分, 一部分为在 \mathbf{U}_{old} 上的投影, 另一部分为在 \mathbf{U}_{old} 正交补空间上的投影, 即

$$\begin{aligned} [\mathbf{x}(1) \ \mathbf{x}(2) \ \cdots \ \mathbf{x}(l)] &= \mathbf{P}_U[\mathbf{x}(1) \ \mathbf{x}(2) \ \cdots \ \mathbf{x}(l)] + \mathbf{P}_U^\perp[\mathbf{x}(1) \ \mathbf{x}(2) \ \cdots \ \mathbf{x}(l)] \\ &= \mathbf{U}_{\text{old}}[\mathbf{a}_{N+1} \ \mathbf{a}_{N+2} \ \cdots \ \mathbf{a}_{N+l}] + \mathbf{Q} \cdot \boldsymbol{\beta} \end{aligned}$$

其中 \mathbf{P}_U^\perp 为 \mathbf{P}_U 的正交投影算子, $\mathbf{P}_U^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{P}_U$; $\mathbf{a}_{(N+i)} = \mathbf{U}_{\text{old}}^H \mathbf{x}(i)$, $i = 1, \dots, l$. $\mathbf{Q} \cdot \boldsymbol{\beta}$ 可以按以下的方法求得 $[\mathbf{I} - \mathbf{U}_{\text{old}} \mathbf{U}_{\text{old}}^H][\mathbf{x}(1) \ \cdots \ \mathbf{x}(l)] = \underbrace{\mathbf{U}_{\text{mod}}}_{\mathbf{Q}} \underbrace{\boldsymbol{\Sigma}_{\text{mod}}}_{\boldsymbol{\beta}} \underbrace{\mathbf{V}_{\text{mod}}^H}_{\boldsymbol{\beta}}$.

因此, 矩阵 \mathbf{A} 还可以表示成以下的形式:

$$\mathbf{A} = [\mathbf{U}_{\text{old}} \ \mathbf{Q}] \cdot \mathbf{E} \quad (13)$$

令

$$\mathbf{E} = \mathbf{U}_E \boldsymbol{\Sigma}_E \mathbf{V}_E \quad (14)$$

则

$$\mathbf{A} = [\mathbf{U}_{\text{old}} \ \mathbf{Q}] \cdot \mathbf{E} = [\mathbf{U}_{\text{old}} \ \mathbf{Q}] \cdot \mathbf{U}_E \boldsymbol{\Sigma}_E \mathbf{V}_E \quad (15)$$

根据 SVD 的定义

$$\mathbf{A} = \mathbf{U}_A \boldsymbol{\Sigma}_A \mathbf{V}_A^H$$

比较 (16) 式与 (15) 式, 可以得到近似矩阵 \mathbf{A} 的信号子空间为

$$\mathbf{U}_A = [\mathbf{U}_{\text{old}} \ \mathbf{Q}] \mathbf{U}_E \quad (17)$$

直接对 (14) 式进行 SVD 分解并不能减少运算量, 为了减少运算量, 令

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \mathbf{E} \mathbf{E}^H = (\mathbf{U}_E \boldsymbol{\Sigma}_E \mathbf{V}_E^H)(\mathbf{V}_E \boldsymbol{\Sigma}_E^H \mathbf{U}_E^H) = \mathbf{U}_E \boldsymbol{\Sigma}_E \mathbf{V}_E^H \mathbf{V}_E \boldsymbol{\Sigma}_E^H \mathbf{U}_E^H \\ &= \mathbf{U}_E \boldsymbol{\Sigma}_{EE} \boldsymbol{\Sigma}_E^H \mathbf{U}_E^H = \mathbf{U}_F \boldsymbol{\Sigma}_F \mathbf{U}_F^H \end{aligned} \quad (18)$$

由此可见 $\mathbf{U}_E = \mathbf{U}_F$, 也就是说求这样一个特殊结构的矩阵 \mathbf{A} 的信号子空间的问题, 可以等效为先对 $(K+l) \times (K+l)$ 的矩阵 \mathbf{F} 进行奇异值分解, 然后按 (17) 式做矩阵相乘运算得到. 与直接对 \mathbf{A} 进行 SVD 分解相比极大地减少了运算量. 因为 \mathbf{A} 是 \mathbf{X}_{new} 的近似, 所以 \mathbf{X}_{new} 的 K 个特征值可以用 $\sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_F}$ 的 K 个大特征值来近似, 与 \mathbf{X}_{new} 的 K 个大特征值相对应的 K 个特征向量可以用 \mathbf{U}_A 中的 K 个特征向量来近似. 实际应用中可以根据信号子空间的变化速率, 通过选择一次更新的列数, 在运算量与跟踪速度之间做一个折中.

由于在对子空间的跟踪过程中利用了前一次的结果进行了合理近似, 而这种近似带来的误差在工程上又是允许的, 这时算法复杂度降为 $O(MP(L_c - L + 1)K^2)$. 我们称这种子空间跟踪技术为近似子空间跟踪技术.

3.3 算法小结

- (1) 构造天线阵输出的采样数据矩阵 \mathbf{X} ;
- (2) 初始化, 直接对 $\mathbf{X}_{\text{old}} = \mathbf{X}$ 进行 SVD 分解, 得到 \mathbf{U}_{old} ;

- (3) 用新采集的 l 列数据对 X_{old} 数据矩阵中的 l 列按 (12) 式进行更新;
- (4) 按 (13), (14), (18) 式构造矩阵 E 和 F ;
- (5) 对 F 矩阵进行 SVD 分解;
- (6) 按 (17) 式得到近似矩阵的信号子空间 U_A ;
- (7) 取 U_A 中的前 K 个特征向量构成 X_{new} 的信号子空间 U_S ;
- (8) 利用 $(I - UU_S^H)\bar{C}_i; h_i = 0$ 分别估计各用户的 $h_i, i = 1, \dots, K$;
- (9) 利用 h_i 可以进一步估计各用户的信号; 从 h_i 中可以提取信道的参数;
- (10) 令 $U_{old} = U_S$, 返回第 (3) 步;

4 计算机仿真实验结果

设 CDMA 系统所采用的载波频率为 1.8GHz, 调制方式为 BPSK(二进制移相键控), 基带信号经升余弦滚降滤波器成型, 滚降系数为 0.5; 扩频码采用码长 $L_c = 15$ 的 m 序列, 不同用户使用的 m 序列相移不同, 用户数 $K = 4$, 每个用户经 3 条路径到达基站, 信道的阶数 $L = 6$, 各路径的幅度在 $(0, 1)$ 内服从均匀分布; 基站天线阵采用 8 单元均匀线阵, 阵元之间的距离为 $\lambda/2$; 时间上的过采样率 $P = 2$; 信噪比为 25dB; 假设各用户的扩频序列捕捉过程已完成; 初始时一次对 10 个码元进行采样, 以后每次用 5 个码元的采样值对数据矩阵进行更新. 为了直观地表示对 VCIR 的跟踪结果, 我们让多条路径的入射角度变化, 通过检验从 VCIR 中提取出的 DOA 信息来说明对 VCIR 的跟踪情况. 考查其中的两个用户, 用户 1 的 3 条路径时延分别为 $[0, 2, 1]T$, 入射角度分别为 $[-45, 0, 40]$ 度; 用户 2 的 3 条路径时延分别为 $[0, 1, 2]T$, 入射角度分别为 $[-35, -10, 50]$ 度; 在两次更新之间, 每个用户各条路径的入射角度变化分别为 $[0.2, 0.2, -0.2]$ 度; 图 1、图 2 分别为对用户 1 和用户 2 入射角度变化的跟踪情况.

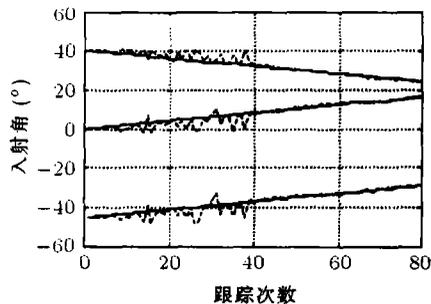


图 1 在信噪比为 25dB 时, 对用户 1 信道的跟踪情况
(实线表示实际入射角的变化情况,
虚线表示对入射角的跟踪情况)

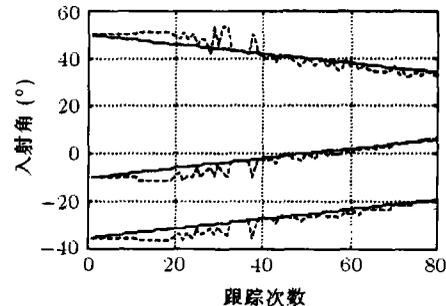


图 2 在信噪比为 25dB 时, 对用户 2 信道的跟踪情况
(实线表示实际入射角的变化情况,
虚线表示对入射角的跟踪情况)

从仿真实验可以看出, 采用对近似后的数据矩阵进行子空间跟踪时, 所估计出的 VCIR 其精度可以满足对多用户信道参数估计的要求.

5 结 论

为使信道的冲激响应中含有用户的时空二维信息, 必须进行空间和时间上的过采样, 而空间和时间上的过采样会造成子空间方法运算量过大, 要实现在线处理, 减少运算量是关键. 本文利用了对时空采样数据矩阵进行部分更新的方法来跟踪信道的变化, 在精度满足多用户信号及信道参数估计的前提下, 对更新后的数据矩阵按特殊结构进行了近似, 对近似后的数据矩阵进行子空

间分解时, 其运算复杂度由一般方法的 $O((MP(L_c - L + 1))^4)$ 降低到 $O(MP(L_c - L + 1)K^2)$, 从而使在线处理成为可能。

参 考 文 献

- [1] J. C. Liberti, T. S. Rappaort, Smart Antennas for Wireless Communications, NJ, Prentice Hall, 1999, Ch.3-Ch.4.
- [2] Liu H, Xu G, Tong L, T. kailath, Recent development in blind channel equalization, From cyclostationarity to subspaces, Signal Processing, 1996, 50(1), 83-99.
- [3] Liu H, Xu G, A subspace method for signature waveform estimation in synchronous CDMA systems, IEEE Trans. on Commun., 1996, COM-44(10), 1346-1354.
- [4] 蒋伯峰, 王文杰, 殷勤业, CDMA 系统中上行信道的估计及多用户检测, 西安交通大学学报, 2000, 34(8), 15-20.
- [5] 蒋伯峰, 王文杰, 殷勤业, 利用波达方向矩阵法实现移动通信中多径信道与相对时延的联合估计, 电子学报, 1999, 27(11A), 140.

THE SPACE-TIME CHANNEL IMPULSE RESPONSE ESTIMATION AND TRACKING FOR CDMA

Jiang Bofeng Wang Wenjie Yan Qinye

(Information Engineering Institute, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract Space-time channel can be described by Vector Channel Impulse Response (VCIR). Estimating and tracking the time varying VCIR is very important for smart antenna systems. In this paper an estimation and tracking method has been proposed. In this method, subspace technology has been used to estimate the VCIR, and approximate subspace tracking technology has been used to track the time varying VCIR. The tracking process has low computation burden. The computer simulation demonstrates that the VCIR tacking speed and accuracy can meet the need of smart antenna systems.

Key words Smart antenna systems, Space-time channel, Subspace tracking

蒋伯峰: 男, 1962 年生, 副教授, 博士生, 主要从事移动通信与智能天线技术研究.

王文杰: 男, 1971 年生, 博士生, 主要从事移动通信与智能天线技术研究.

殷勤业: 男, 1950 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事阵列信号处理, 时频分析, 神经网络, 智能天线, 移动通信等技术的研究.