

## CDMA 系统中 2D-RAKE 接收机性能比较<sup>1</sup>

宋荣方 毕光国\*

(南京邮电学院通信工程系 南京 210003)

\*(东南大学无线电工程系 南京 210096)

**摘 要** 该文探讨了 CDMA 系统中 2D-RAKE 接收机的各种可能形式, 并对其性能进行了分析比较, 最后给出了数值模拟结果。

**关键词** 码分多址, RAKE 接收, 空时处理, 智能天线

**中图分类号** TN85, TN914.4

### 1 引言

进行多径组合的 RAKE 接收机在 CDMA 系统中能减轻多径衰落的影响, RAKE 接收机实际上是一个对信号的时间特性进行匹配的滤波器, 以使输出信噪比最大。而使用天线阵能把波束指向所需信号, 使得利用信号的空间特性成为可能, 选择适当的加权系数, 能使输出信号干扰噪声比最大, 波束形成器实际上是一个对信号的空间特性进行匹配的滤波器。CDMA 系统是干扰限制型的系统, 它不仅遭受多用户引起的多址干扰 (MAI), 而且受由多径引起的码片间干扰 (ICI), 如何抑制干扰一直是无线通信界研究的热点, 已有大量文献探索了抑制多址干扰的多用户检测技术, 但由于其复杂度高, 至今仍未能实用。而采用自适应天线阵和传统的 RAKE 接收相结合的 2D-RAKE 接收机近年来也引起了人们重视, 它可以采用空时级联方式<sup>[1,2]</sup>, 即空间合并级联时间合并, 也可以采用空间-时间综合处理结构<sup>[3]</sup>, 该结构能综合考虑空间、时间分量以达到最优组合, 本文探讨了级联结构和综合处理结构中空时合并的各种可能形式, 系统地对其性能进行了分析比较。

### 2 信号与系统模型

作为通常的习惯, 矩阵 (大写形式) 和矢量 (小写形式) 均用黑体表示。符号  $E[\cdot]$ ,  $(\cdot)^H$  和  $(\cdot)^T$  分别表示期望, 共扼转置和转置, 而符号  $\mathbf{I}(\mathbf{0})$  表示适当大小的单位 (零) 矩阵和矢量。

考虑非周期扩展码异步天线阵 CDMA 系统 (设移动台为单天线, 基站为天线阵), 并把它等效成多输入多输出 (MIMO) 离散系统。在此框架下, 第  $m$  个阵元输出的等效低通信号模型为

$$y_m(n) = \sum_{i=1}^P \sum_{\alpha=0}^{L_c-1} h_{im}(\alpha) d_i(n-\alpha) + v_m(n), \quad (m=1, 2, \dots, M) \quad (1)$$

其中

$$d_i(n) = s_i(k) c_i(k, n - kl - n_i), \quad k = \text{int}[(n - n_i)/L] \quad (2)$$

$P$ ,  $M$ ,  $L_c$  和  $L$  分别为用户数, 阵元数, 信道脉冲响应长度和扩频因子, 第  $i$  用户和第  $m$  阵元间转移函数  $h_{im}(\alpha)$  变化缓慢, 在每个处理间隔可认为是线性时不变的, 信息符号  $s_i(k)$  为 i.i.d.

<sup>1</sup> 2000-06-27 收到, 2000-11-08 定稿

江苏省高校自然科学研究项目 (2001 省 11) 资助课题

且  $E[s_i(k)s_i^H(k)] = 1$ . 扩频码  $c_i(k, l)$  也为 i.i.d. 且  $E[c_i(k, l)c_i^H(k, l)] = 1$ ,  $n_i(0 \leq n_i \leq L)$  为用户时延,  $v_m(n)$  为 AWGN.

阵列输出的矢量形式为

$$\mathbf{y}(n) = [y_1(n), y_2(n), \dots, y_M(n)]^T = \sum_{i=1}^P \sum_{\alpha=0}^{L_c-1} \mathbf{h}_i(\alpha) d_i(n - \alpha) + \mathbf{v}(n) \quad (3)$$

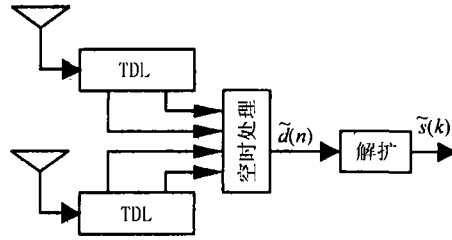
其中

$$\mathbf{h}_i(\alpha) = [h_{i1}(\alpha), h_{i2}(\alpha), \dots, h_{iM}(\alpha)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{v}(n) = [v_1(n), v_2(n), \dots, v_M(n)]^T \quad (5)$$

### 3 2D-RAKE 接收机

图 1 画出了某用户的 2D-RAKE 接收机结构, 其中抽头延迟线 (TDL) 长度为  $K$ . 空时处理在解扩前进行.



设信号合并方式为最大比值合并 (MRC) 或最小均方误差 (MMSE) 合并, 则空时处理的可能方式如下:

$$\text{空时处理方式} \left\{ \begin{array}{l} \text{空间处理-时间处理级联} \\ \text{空间-时间综合处理} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} \text{空间 MRC-时间 MRC} \\ \text{空间 MMSE 合并-时间 MRC} \\ \text{空间 MRC-时间 MMSE 合并} \\ \text{空间 MMSE-时间 MMSE 合并} \\ \text{空时综合 MRC} \\ \text{空时综合 MMSE 合并} \end{array} \right.$$

事实上, 还有等增益合并、选择式合并等分集合并方式, 这里不再讨论。下面分别导出级联处理结构和综合处理结构的信号干扰噪声比表示形式。

#### 3.1 空间-时间级联结构

不妨设用户 1 为所需用户, 首先考虑空间合并,  $M$  个阵元上第  $j$  个延迟单元输出矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_j &= [y_{1j}, y_{2j}, \dots, y_{Mj}]^T = \sum_{i=1}^P \sum_{\alpha=0}^{L_c-1} \mathbf{h}_i(\alpha) d_i(n + j - \alpha) + \mathbf{v}(n + j) \\ &= \mathbf{h}_1(j) d_1(n) + \mathbf{p}_j, \quad j = 0, 1, \dots, K-1 \end{aligned} \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{p}_j = \sum_{i=1}^P \sum_{\alpha=0}^{L_c-1} \mathbf{h}_i(\alpha) d_i(n+j-\alpha) + \mathbf{v}(n+j), \quad \text{如果 } i=1 \text{ 则 } \alpha \neq j \quad (7)$$

为干扰噪声和, 它包含 ICI, MAI 和 AWGN。若  $K > L_c$ , 则当  $j > L_c$ ,  $\mathbf{h}_1(j) = 0$ 。

设第  $j$  个抽头的空间加权系数矢量为  $\mathbf{f}_j$ , 则第  $j$  个抽头合并后的输出为

$$z_j = \mathbf{f}_j^H \mathbf{h}_1(j) d_1(n) + \mathbf{f}_j^H \mathbf{p}_j \quad (8)$$

若采用 MRC, 则

$$\mathbf{f}_j = \mathbf{h}_1(j), \quad j = 0, 1, \dots, K-1 \quad (9)$$

若采用 MMSE 合并, 则

$$\mathbf{f}_j = \mathbf{R}_{\mathbf{y}_j \mathbf{y}_j}^{-1} \mathbf{y}_j \text{ 或 } \alpha \mathbf{R}_{\mathbf{p}_j \mathbf{p}_j}^{-1} \mathbf{h}_1(j) \quad (10)$$

式中  $\mathbf{R}_{\mathbf{y}_j \mathbf{y}_j} = E[\mathbf{y}_j \mathbf{y}_j^H]$ ,  $\mathbf{R}_{\mathbf{p}_j \mathbf{p}_j} = E[\mathbf{p}_j \mathbf{p}_j^H]$ ,  $\alpha$  为一标量, 因其不影响 SINR, 不妨设其为 1, 后面情况与此类同。

然后考虑时间合并, 设时间加权系数矢量为  $\mathbf{g}$ , 则

$$\tilde{\mathbf{d}}_1(n) = \mathbf{g}^H \mathbf{z} \quad (11)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= [z_0, z_1, \dots, z_{K-1}]^T = [\mathbf{f}_0^H \mathbf{y}_0, \mathbf{f}_1^H \mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{f}_{K-1}^H \mathbf{y}_{K-1}]^T \\ &= [\mathbf{f}_0^H (\mathbf{h}_1(0) d_1(n) + \mathbf{p}_0), \mathbf{f}_1^H (\mathbf{h}_1(1) d_1(n) + \mathbf{p}_1), \dots, \mathbf{f}_{K-1}^H (\mathbf{h}_1(K-1) d_1(n) + \mathbf{p}_{K-1})]^T \\ &= \mathbf{F} \mathbf{h}_1 d_1(n) + \mathbf{F} \cdot \mathbf{p} \end{aligned} \quad (12)$$

式中

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_0^H & & & \\ & \mathbf{f}_1^H & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{f}_{K-1}^H \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{h}_1 = [\mathbf{h}_1^T(0), \mathbf{h}_1^T(1), \dots, \mathbf{h}_1^T(K-1)]^T \quad (14)$$

$$\mathbf{p} = [\mathbf{p}_0^T, \mathbf{p}_1^T, \dots, \mathbf{p}_{K-1}^T]^T \quad (15)$$

根据 (7) 式,  $\mathbf{p}$  可表示成

$$\mathbf{p} = \mathbf{H}_1' d_1 + \sum_{i=2}^P \mathbf{H}_i d_i + \mathbf{v} \quad (16)$$

其中

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_i(0) & \mathbf{h}_i(1) & \cdots & \mathbf{h}_i(L_c-2) & \mathbf{h}_i(L_c-1) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{h}_i(0) & \mathbf{h}_i(1) & \cdots & \mathbf{h}_i(L_c-2) & \mathbf{h}_i(L_c-1) & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & & \vdots & \vdots \\ \mathbf{h}_i(0) & \mathbf{h}_i(1) & \cdots & \mathbf{h}_i(L_c-2) & \mathbf{h}_i(L_c-1) & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (17)$$

为  $MK \times (K + L_c - 1)$  矩阵, 上式在  $K = L_c$  条件下给出.

$$\mathbf{d}_i = [d_i(n + K - 1), d_i(n + K - 2), \dots, d_i(n), d_i(n - 1), \dots, d_i(n - L_c + 1)]^T \quad (18)$$

$$\mathbf{v} = [\mathbf{v}^T(n), \mathbf{v}^T(n + 1), \dots, \mathbf{v}^T(n + K - 1)]^T \quad (19)$$

$\mathbf{H}'_1$  为令  $\mathbf{H}_1$  中第  $K$  列为  $\mathbf{0}$  而得. (16) 式右边第 1, 第 2 和第 3 项分别为 ICI, MAI 和 AWGN.

因此, 若采用 MRC, 则

$$\mathbf{g} = \mathbf{F}\mathbf{h}_1 \quad (20)$$

若采用 MMSE 合并, 则

$$\mathbf{g} = \mathbf{R}_{zz}^{-1}\mathbf{F}\mathbf{h}_1 \text{ 或 } \mathbf{g} = \mathbf{R}_{Fp}^{-1}\mathbf{F}\mathbf{h}_1 \quad (21)$$

式中  $\mathbf{R}_{Fp} = E[\mathbf{F}\mathbf{p}\mathbf{p}^H\mathbf{F}^H] = \mathbf{F}\mathbf{R}_{pp}\mathbf{F}^H$ ,  $\mathbf{R}_{pp} = E[\mathbf{p}\mathbf{p}^H] = \mathbf{H}'_1\mathbf{H}'_1{}^H + \sum_{i=2}^P \mathbf{H}_i\mathbf{H}_i^H + \sigma_v^2\mathbf{I}$ ,  $\mathbf{R}_{zz} = E[\mathbf{z}\mathbf{z}^H]$ .

时间合并后的信号干扰噪声比为

$$\text{SINR} = \frac{E|\mathbf{g}^H\mathbf{F}\mathbf{h}_1d_1(n)|^2}{E|\mathbf{g}^H\mathbf{F}\mathbf{p}|^2} = \frac{|\mathbf{g}^H\mathbf{F}\mathbf{h}_1|^2}{\mathbf{g}^H\mathbf{F}\mathbf{R}_{pp}\mathbf{F}^H\mathbf{g}} \quad (22)$$

### 3.2 空间-时间综合处理

定义  $MK$  维矢量

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_0^T, \mathbf{y}_1^T, \dots, \mathbf{y}_{K-1}^T]^T = \mathbf{h}_1d_1(n) + \mathbf{p} \quad (23)$$

设综合加权系数矢量为  $\mathbf{w}$ , 则

$$\tilde{d}_1(n) = \mathbf{w}^H\mathbf{y} = \mathbf{w}^H\mathbf{h}_1d_1(n) + \mathbf{w}^H\mathbf{p} \quad (24)$$

若采用 MRC, 则

$$\mathbf{w} = \mathbf{h}_1 \quad (25)$$

若采用 MMSE 合并, 则

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_{yy}^{-1}\mathbf{h}_1 \text{ 或 } \mathbf{w} = \mathbf{R}_{pp}^{-1}\mathbf{h}_1 \quad (26)$$

式中  $\mathbf{R}_{yy} = E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = \sum_{i=1}^P \mathbf{H}_i\mathbf{H}_i^H + \sigma_v^2\mathbf{I} = \mathbf{h}_1\mathbf{h}_1^H + \mathbf{R}_{pp}$

输出信号干扰噪声比为

$$\text{SINR} = \frac{|\mathbf{w}^H\mathbf{h}_1|^2}{\mathbf{w}^H\mathbf{R}_{pp}\mathbf{w}} \quad (27)$$

将 (25), (26) 式分别代入 (27) 得

$$(\text{SINR})_{\text{MRC}} = \frac{\|\mathbf{h}_1\|^4}{\mathbf{h}_1^H\mathbf{R}_{pp}\mathbf{h}_1} \quad (28)$$

$$(\text{SINR})_{\text{MMSE}} = \mathbf{h}_1^H\mathbf{R}_{pp}^{-1}\mathbf{h}_1 \quad (29)$$

事实上, 因为  $\mathbf{R}_{pp}$  为正定阵, 所以  $\mathbf{R}_{pp} = \mathbf{R}_{pp}^{1/2}\mathbf{R}_{pp}^{1/2}$ ,  $\mathbf{R}_{pp}^{-1} = \mathbf{R}_{pp}^{-1/2}\mathbf{R}_{pp}^{-1/2}$ , 从而

$$\begin{aligned}
 \frac{(\text{SINR})_{\text{MMSE}}}{(\text{SINR})_{\text{MRC}}} &= \frac{h_1^H R_{pp}^{-1} h_1 \cdot h_1^H R_{pp} h_1}{\|h_1\|^4} = \frac{h_1^H R_{pp}^{-1/2} R_{pp}^{-1/2} h_1 h_1^H R_{pp}^{1/2} R_{pp}^{1/2} h_1}{\|h_1\|^4} \\
 &= \frac{\|R_{pp}^{-1/2} h_1\|^2 \|R_{pp}^{1/2} h_1\|^2}{\|h_1\|^4} \quad (30)
 \end{aligned}$$

利用 Cauchy-Schwartz 不等式, 并注意到  $R_{pp}^{-1/2}$ ,  $R_{pp}^{1/2}$  与  $R_{pp}$  一样为共轭对称阵, 得

$$\|R_{pp}^{-1/2} h_1\|^2 \|R_{pp}^{1/2} h_1\|^2 \geq \|h_1^H R_{pp}^{-1/2} R_{pp}^{1/2} h_1\|^2 = \|h_1\|^4$$

故  $\frac{(\text{SINR})_{\text{MMSE}}}{(\text{SINR})_{\text{MRC}}} \geq 1$ , 当  $R_{pp}^{-1/2} h_1 = \alpha R_{pp}^{1/2} h_1$  时等式成立。此关系是预料之中的, 因为

只有当把干扰项等效成高斯白噪声时, 最大比值合并才是最佳的, 否则 MMSE 合并必然优于 MRC。对于传统的空间波束形成问题, 当大量用户在空间均匀分布时, 阵列输出的协方差矩阵趋向于与单位阵成比例, 此时, MRC 与最佳 (MMSE) 波束形成一样, 但在频率选择性衰落环境下, 情况并非如此, 对于 2D-RAKE 接收机, 干扰项在时间上总是非白的<sup>[3]</sup>, 换句话说, MRC 的性能始终不如 MMSE 合并, 这种限制是固有的。

#### 4 数值模拟

设均匀线形阵 (ULA) 阵元间距为半波长, 信道为频率选择性瑞利衰落信道, 每一径的幅度服从瑞利分布 (均值为 2.506, 方差为 1.72), 相位在  $[0, 2\pi]$  上服从均匀分布, 每一径的入射角也在  $[0, 2\pi]$  上服从均匀分布。噪声方差为 0.1, 假定功率控制已补偿了路径损耗和阴影衰落。设  $M=3$ ,  $K=L_c=3$ ,  $L=31$ , 用户数从 6 逐渐增到 30, 级联和综合处理结构中各种合并方式下的输出信号干扰噪声比如图 2 所示, 每点均是 100 次随机试验的平均值。由图可见, 空时综合 MMSE 合并性能最优, 空间 MMSE 级联时间 MMSE 次之, 空间 MMSE 级联时间 MRC 和空间 MRC 级联时间 MMSE 性能相当, 并列第三, 空时综合 MRC 列第四, 空间 MRC 级联时间 MRC 性能最差。需要指出, 如对空间加权系数归一化, 则空间 MRC 级联时间 MRC 与空时综合 MRC 性能一样。

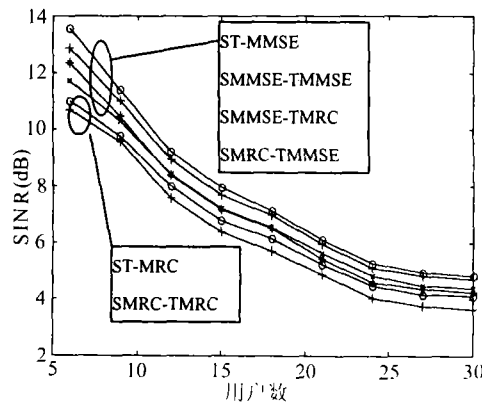


图 2 SINR 性能比较

## 5 结 束 语

本文讨论的空时 2D-RAKE 接收机本质上仍属单用户检测器,它并没有充分利用用户的扩频码信息进行干扰抑制,其抑制多址干扰的能力来源于天线阵,只有当天线阵元数大于有效用户数,才有可能迫零均衡,我们已另外提出一种新型的盲 2D-RAKE 接收机<sup>[4]</sup>,它能充分利用所需用户的扩频码信息进行干扰抑制,但要付出增加复杂度的代价。

## 参 考 文 献

- [1] A. F. Naguib, A. Paulraj, Performance of CDMA cellular networks with base-station antenna arrays, Int. Zurich Seminar on Digital Communications Proceedings, Mar. 1994, 87-100.
- [2] Dell' Anna Monica, A. H. Aghvami, Performance of optimum and suboptimum combining at the antenna array of a W-CDMA system, IEEE J. on SAC, 1999, SAC-17(12): 2123-2137.
- [3] H. Liu, M. D. Zoltowski, Blind equalization in antenna array CDMA system, IEEE Trans. on SP, 1997, SP-45(1), 161-171.
- [4] R. F. Song, G. G. Bi, Constrained optimization based space-time-code blind receiver in CDMA systems, Electron. Lett. 2000, 36(12), 1061-1062.

## PERFORMANCE COMPARISON OF 2D-RAKE RECEIVERS IN CDMA SYSTEMS

Song Rongfang      Bi Guangguo\*

(Dept. of Telecomm. Eng., Nanjing University of Posts & Telecomm., Nanjing 210003, China)

\*(Dept. of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract** Various versions of 2D-RAKE receivers in CDMA systems are studied and their performances are analyzed and compared. Numerical results are given at the end of this paper.

**Key words** CDMA, RAKE receiver, Space-time processing, Smart antenna

宋荣方: 男, 1964 年生, 副教授, 博士, 目前主要从事码分多址和宽带数字移动通信以及智能信号处理在通信中的应用研究。

毕光国: 男, 1939 年生, 教授, 博士生导师, 中国通信学会会士、理事, 无线通信委员会副主任, IEEE 高级会员, 目前主要从事码分多址和宽带数字移动通信、现代通信中的信号处理和智能信息处理以及宽带多媒体通信的研究。