

## 空间-时间预 RAKE 系统<sup>1</sup>

李国通 徐绿洲 仇佩亮

(浙江大学信电系 杭州 310027)

**摘要** 本文提出了一种适用于 TDD/DS-CDMA 下行链路的空间-时间预 RAKE 系统。该系统能够实现空间的选择性发送和时间的预 RAKE 发送。然后给出了单用户和多用户情况下的该系统性能分析,并讨论不同信道参数(角度扩散, Doppler 频率和突发帧长等)对系统性能的影响。

**关键词** 对分双工(TDD), DS-CDMA, 空间-时间预 RAKE, 自适应阵列

**中图分类号** TN929.5

### 1 引言

近年来, CDMA 技术在移动通信中得到广泛应用。与其它多址接入方式相比,它能够充分利用多径信号,采用 RAKE 接收技术实现路径的分集。文献<sup>[1,2]</sup>提出一种预 RAKE 技术,它将移动台的 RAKE 接收模块搬移到基站,在性能上实现相近的效果,却大大简化移动台的设备。另一方面,随着通讯业的发展,对移动通信的容量和质量提出更高的要求。自适应天线阵列作为空间维(或空间-时间)处理技术,能够减少同频干扰,提高频带利用率,受到广泛关注。本文结合自适应阵列和预 RAKE 技术,提出适合于 TDD/DS-CDMA 下行链路的空间-时间预 RAKE 系统。该系统实现空间选择性发送和时间域上的预 RAKE 发送,减少了多址干扰,达到分集效果,因此提高移动台的接收性能,同时省去了移动台的 RAKE 接收机。

本文从第 2 节开始介绍采用的信道模型及空间-时间预 RAKE 系统结构;接着对其性能进行理论分析;然后是仿真实验及结果;最后得出结论。

### 2 信道模型及预 RAKE 系统结构

假如基站采用阵元数为  $N$  的线性等距天线阵列,频率选择性矢量信道可以用传统的延迟线模型<sup>[3]</sup>扩展得到,如图 1 所示。

$$\mathbf{h}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{v}_l(t) \delta(t - lT_c), \quad (1)$$

其中  $\mathbf{v}_l(t) = \sum_{i=1}^Q g_{l,i} \exp(j(2\pi f_d \cos \psi_{l,i} t + \phi_{l,i})) \mathbf{a}(\theta_{l,i})$  为某一可分辨路径  $l$  的信道矢量的基带形式。其中  $T_c$  为一个 chip 时间,  $f_d$  为最大的 Doppler 频移,  $g_{l,i}$  为各径的散射系数,  $\psi_{l,i}$  为移动台移动方向与信号方向的夹角,  $\phi_{l,i}$  为各径的相位,一般假设  $\psi_{l,i}$ 、 $\phi_{l,i}$  都在  $[0, 2\pi)$  内均匀分布。 $Q$  为一条可分辨路径的子路径数目,当  $Q$  趋于无穷时,信道的幅度成瑞利分布。 $\theta_{l,i}$  为信号入射角,  $\mathbf{a}(\theta_{l,i})$  为阵列响应矢量,可表示为

$$\mathbf{a}(\theta_i) = [1, e^{j2\pi d \sin \theta_i / \lambda}, \dots, e^{j2\pi(N-1)d \sin \theta_i / \lambda}]^T, \quad (2)$$

假设每径的 DOA 在  $[\theta_l - \Delta, \theta_l + \Delta]$  内均匀分布,当各径  $\Delta$  较小即到达基站天线阵的信号小角度扩散时,各阵元接收的信号相关,  $\|\mathbf{v}_l\|^2$  满足 2 维的  $\gamma$  分布。相反,当信号大角度扩

<sup>1</sup> 1998-07-06 收到, 1999-09-16 定稿

浙江省自然科学基金与东南大学移动通信国家重点实验室基金资助课题

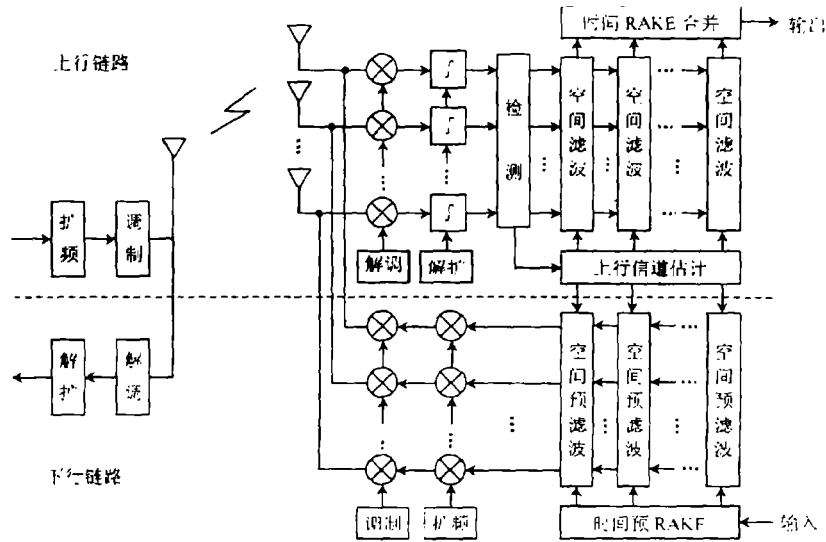


图 1 空间-时间 RAKE 和预 PRAKE 系统结构

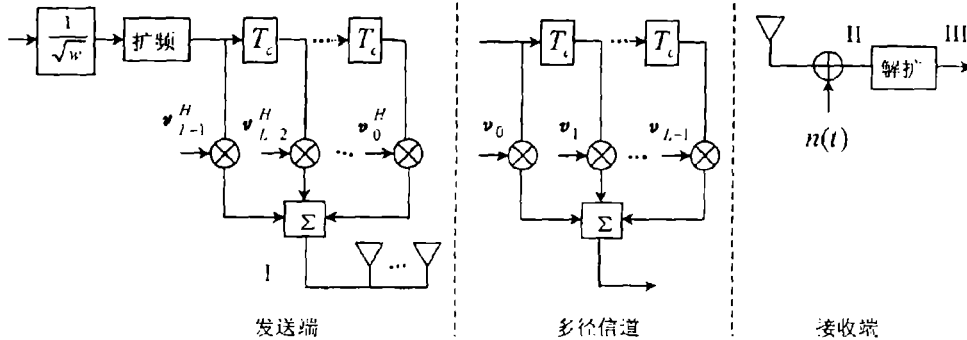


图 2 空间-时间预 RAKE 系统的多径延迟线模型

散时，各阵元上的信号衰落不相关， $\|v_l\|^2$  满足  $2N$  维的  $\gamma$  分布。另外，假设理想的功率控制能够补偿路径损耗及阴影衰落的影响。

图 1 为 RAKE 和预 RAKE 的系统结构框图。上行链路，基站将接收到的矢量信号通过解调、解扩后送入空间滤波器组，各滤波器的输出再进行时间域的 RAKE 合并。下行链路则根据上行估计的信道参数对扩频后的信号进行时间域的预 RAKE 和空间的选择性发送。空间滤波器及时间 RAKE 滤波器的参数由信道估计模块得出。文献 [4] 给出了子空间变换、方向估计和特征滤波等几种上行信道接收方法，并对其性能进行分析比较。本文不讨论具体的信道估计算法；而在假设上行信道已知的条件下，分析各种信道参数（如 Doppler 频率、DOA 扩散、多址干扰等）对系统性能的影响。

### 3 性能分析

#### 3.1 单用户

图 2 是空间-时间预 RAKE 系统的延迟线模型。与传统的一维预 RAKE 模型相比，它的加权因子均为矢量。下文中  $s(t)$  为信息序列， $c(t)$  为幅度  $\pm 1$  的扩频序列， $n(t)$  为高斯

噪声,  $v_l$  为第  $l$  径的矢量信道. 设补偿阴影衰落和路径损耗后, 基站为每个用户发送相同的功率  $P$ . 为了保证这一点, 在预 RAKE 时, 还需对预加权系数进行归一化即除以  $\sqrt{W}$ ,  $W = \sum_{l=0}^{L-1} \|v_l\|^2$ . 符号间隔为  $T$ , 假设 Doppler 频率足够低, 上行信道参数与当前的下行信道完全相同, 则基站发送的信号 (I 点) 为

$$\sqrt{\frac{P}{W}} \sum_{m=0}^{L-1} v_{L-1-m}^H s(t - mT_c) c(t - mT_c). \quad (3)$$

经过多径矢量信道, 用户端接收到的信号 (II 点) 为

$$r(t) = \sqrt{\frac{P}{W}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{L-1} v_{L-1-m}^H v_l s(t - (l+m)T_c) c(t - (l+m)T_c) + n(t). \quad (4)$$

解扩后的信号 (III):

$$\int_{(L-1)T}^{T+(L-1)T_c} r(t) c(t - (L-1)T_c) dt = D + S + \eta, \quad (5)$$

式中  $D$  为目标信号,  $\eta$  为高斯噪声,  $S$  为码间干扰. 在单用户情况下, 考虑到采用 Gold 码为扩频码, 因此非零 chip 延时的自相关值很小, 忽略码间干扰. 将 (4) 式代入 (5) 式, 则得到目标信号:

$$D = \sqrt{\frac{P}{W}} T \cdot s(t - (L-1)T_c) \sum_{l=0}^{L-1} \|v_l\|^2. \quad (6)$$

噪声方差为

$$E(|\eta^2|) = N_0 T, \quad (7)$$

其中  $N_0$  为噪声  $n(t)$  的功率谱. 由上面两式得解扩后的信噪比:

$$\text{SNR} = \frac{PT}{N_0} \sum_{l=0}^{L-1} \|v_l\|^2. \quad (8)$$

当信号 DOA 为小角度扩散时, 如上文所述,  $\|v_l\|^2$  满足二维的  $\gamma$  分布, 而且各径信道独立, 如果系统采用 DBPSK 调制 (合并后差分解码), 则其误码率为

$$\begin{aligned} P_e &= \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \cdots \int_0^{+\infty} \frac{1}{2} \exp\left(-\sum_{i=0}^{L-1} \gamma_i\right) \cdot \prod_{i=0}^{L-1} \frac{1}{\bar{\gamma}_i} \exp\left(-\frac{\gamma_i}{\bar{\gamma}_i}\right) d\gamma_0 d\gamma_1 \cdots d\gamma_{L-1} \\ &= \frac{1}{2} \prod_{l=0}^{L-1} \frac{1}{1 + \bar{\gamma}_l}, \end{aligned} \quad (9)$$

式中  $\bar{\gamma}_l$  为第  $l$  径的平均信噪比, 即  $\bar{\gamma}_l = (PT/N_0)E(\|v_l\|^2)$ . 而当 DOA 为大角度扩散时, 各阵元信号独立, 目标信号由  $NL$  个 Rayleigh 随机过程组成, 故其误码率可表示为

$$P_e = \frac{1}{2} \prod_{l=0}^{L-1} \prod_{n=0}^{N-1} \frac{1}{1 + \bar{\gamma}_{l,n}}, \quad (10)$$

式中  $\bar{\gamma}_{l,n}$  为第  $l$  径第  $n$  阵元的信噪比, 即  $\bar{\gamma}_{l,n} = [PT/(N \cdot N_0)]E(\|v_l\|^2)$ .

另外, 上面的推导都基于低 Doppler 频率情况的, 当 Doppler 频率较高时, 信道时变较快, 实际预 RAKE 调制所采用的信道参数与实时信道间存在误差, 影响了系统的性能。假设 TDD 系统的突发帧长为  $T_f$ , 设当前的下行信道参数为  $\mathbf{v}(t)$  则用于发送的信道参数为  $\mathbf{v}(t - T_f)$ , 对 (4), (6), (8) 式略作修改, 得到解扩后的信噪比为

$$\text{SNR} = \frac{PT}{N_0} \sum_{i=0}^{L-1} \|\mathbf{v}_i(t - T_f)\|^2 \cdot \left| \frac{\sum_{i=0}^{L-1} \mathbf{v}_i^H(t - T_f) \mathbf{v}_i(t)}{\sum_{i=0}^{L-1} \|\mathbf{v}_i^H(t - T_f)\|^2} \right|^2. \quad (11)$$

在信道是时变时, 上式的概率分布极其复杂, 为了便于分析, 上式右边用均值代替, 注意到

$$\frac{E\{\mathbf{v}_i^H(t - T_f) \mathbf{v}_i(t)\}}{E\{\|\mathbf{v}_i^H(t - T_f)\|^2\}} = J_0(2\pi f_d T_f), \quad (12)$$

其中  $J_0$  为零阶 Bessel 函数,  $f_d$  为 Doppler 频率, 则 (11) 式可简化为

$$\text{SNR} \approx J_0^2(2\pi f_d T_f) \frac{PT}{N_0} \sum_{i=0}^{L-1} \|\mathbf{v}_i(t - T_f)\|^2. \quad (13)$$

从上式可以看到, 信道时变引起二维预 RAKE 性能的恶化。在实现中, 对 Doppler 频率很高的情况, 可以通过减少突发帧长  $T_f$  来改善性能。

### 3.2 多用户

假设小区内有多  $K$  个同频用户, 而且基站对各用户的发射功率相等。各用户的各径信道独立, 但有相同的统计特性。考虑第  $i$  用户接收到信号, 它接收到的信号为

$$r_i(t) = \sqrt{P} \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{L-1} \frac{1}{\sqrt{W_k}} \mathbf{v}_{k,L-1-m}^H \mathbf{v}_{i,l} s_k(t - (l+m)T_c) c_k(t - (l+m)T_c) + n(t), \quad (14)$$

式中  $s_k(t)$ ,  $c_k(t)$  分别为用户  $k$  的信息序列和扩频序列,  $\mathbf{v}_{k,l}$  为基站到用户  $k$  的第  $l$  径信道,  $W_k = \sum_{l=0}^{L-1} \|\mathbf{v}_{k,l}\|^2$  为信号功率归一化因子。解扩后得

$$\int_{(L-1)T_c}^{(L-1)T_c+T} r_i(t) c_i(t - (L-1)T_c) dt = D + S + A + \eta, \quad (15)$$

$D$ ,  $\eta$  分别为目标信号和噪声, 其值如 (6), (7) 式。  $S$  是码间干扰,  $A$  是多址干扰。其中

$$A = \sqrt{P} \sum_{k=1, k \neq i}^K \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{L-1} \frac{1}{\sqrt{W_k}} \mathbf{v}_{k,L-1-m}^H \mathbf{v}_{i,l} \int_{(L-1)T_c}^{(L-1)T_c+T} s_k(t - (l+m)T_c) c_k(t - (l+m)T_c) c_i(t - (L-1)T_c) dt. \quad (16)$$

上式进一步可以化为

$$A = \sqrt{P} \sum_{k \neq i} \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ \sum_{m=0}^l \frac{1}{\sqrt{W_k}} \mathbf{v}_{k,m}^H \mathbf{v}_{i,l} \left[ s_k^{-1} R_{k,i}((l-m)T_c) + s_k^0 \hat{R}_{k,i}((l-m)T_c) \right] \right. \\ \left. + \sum_{m=l+1}^{L-1} \frac{1}{\sqrt{W_k}} \mathbf{v}_{k,m}^H \mathbf{v}_{i,l} \left[ s_k^0 \hat{R}_{k,i}((m-1)T_c) + s_k^{-1} R_{k,i}((m-l)T_c) \right] \right\}, \quad (17)$$

式中  $s_k^0, s_k^{-1}, s_k^1$  分别为  $k$  用户信码的当前比特、前一比特和后一比特。  $R_{k,i}, \hat{R}_{k,i}, r_{i,k}, \hat{R}_{i,k}$  为扩频码的部分相关函数<sup>[5]</sup>，定义如下：

$$R_{k,i}(\tau) = \int_0^\tau c_k(t-\tau)c_i(t)dt, \quad \hat{R}_{k,i}(\tau) = \int_\tau^T c_k(t-\tau)c_i(t)dt. \quad (18)$$

假设信码等概分布，而且无记忆，则可得到

$$E(|A|^2) = P \sum_{k=1 \neq i}^K \sum_{l=0}^{L-1} E \left\{ \sum_{m=0}^l \gamma_{k,m}^{i,l} \left[ R_{k,i}^2((l-m)T_c) + \hat{R}_{k,i}^2((l-m)T_c) \right] + \sum_{m=l+1}^{L-1} \gamma_{k,m}^{i,l} \left[ \hat{R}_{i,k}^2((m-1)T_c) + R_{i,k}^2((m-l)T_c) \right] \right\}, \quad (19)$$

式中  $\gamma_{k,m}^{i,l} = E \left\{ \mathbf{v}_{k,m}^H \mathbf{v}_{i,l} \mathbf{v}_{i,l}^H \mathbf{v}_{k,m} / \left( \sum_{j=0}^{L-1} \|\mathbf{v}_{k,j}\|^2 \right) \right\}$  为干扰用户的每一径信号经过目标信道的归一化干扰值。注意到

$$R_{k,i}^2(\tau) \leq \tau^2, \quad \hat{R}_{k,i}^2(\tau) \leq (|C_{k,i}(\tau)|T_c + |\tau|)^2. \quad (20)$$

当上式  $\tau$  值与扩频码长  $T$  相比相对较小的情况下，上式左右两边逼近。式中  $C_{k,i}(\tau)$  为用户  $k, i$  扩频码互相关值。考虑信道实延扩散较小，对 (19) 式中四项部分相关可用其上限值近似，则可以得到

$$E(|A|^2) = PT_c^2 \sum_{k=1, \neq i}^K \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{L-1} \gamma_{k,m}^{i,l} [2(m-l)^2 + 2|m-l|E(C) + E(C^2)], \quad (21)$$

其中  $C$  为不同扩频码平均的互相关值。考虑码间干扰：

$$I = \sqrt{\frac{P}{W_i}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1, \neq l}^{L-1} \mathbf{v}_{i,L-1-m}^H \mathbf{v}_{i,l} \int_{(L-1)T_c}^{T+(L-1)T_c} \times s_i(t-(l+m)T_c)c_i(t-(l+m)T_c)c_i(t-(L-1)T_c)dt. \quad (22)$$

按照多址干扰的方法，同理可得

$$E(I^2) = PT_c^2 \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m \neq l}^{L-1} \gamma_{i,m}^{i,l} [2(m-l)^2 + 2|m-l|E(C_i) + E(C_i^2)], \quad (23)$$

$C_i$  为  $i$  用户的扩频码的非零 chip 延时自相关值。

假设各用户在空间均匀分布，(21)、(23) 式的  $\gamma_{k,m}^{i,l}$  可用平均值  $\gamma$  近似代替。由 (6)、(7)、(21)、(23) 式，可以得到多用户情况下预 RAKE 系统的信扰比公式

$$\text{SINR} = \sum_{i=0}^{L-1} \|\mathbf{v}_{i,l}\|^2 / \left\{ \frac{N_0}{PT} + \frac{\gamma}{G^2} [(K-1)F + F_i] \right\}, \quad (24)$$

其中

$$F = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{L-1} [2(m-l)^2 + 2|m-l|E(C) + E(C^2)], \quad (25)$$

$$F_i = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m \neq l}^{L-1} [2(m-l)^2 + 2|m-l|E(C_i) + E(C_i^2)], \quad (26)$$

$G = T/T_c$  为扩频码长。

采用不同的扩频码, 可以算出 (24), (25) 式中扩频码的自相关值和互相关值, 从而求出信扰比的近似值。另一方面, 可以看到空间时间预 RAKE 系统干扰 (包括多址干扰和码间干扰) 的两个抑制手段。其一为通过时间域上的扩频码的正交性和准正交性; 其二为方向选择性发送。

#### 4 仿真结果

下面的仿真实验基于如下假设: (1) 信道各径独立, 且平均能量相等; (2) 理想的上行信道参数估计; (3) 用户在  $120^\circ$  扇区内均匀分布; 其它仿真条件、参数在无特别说明时如表 1 所示。矢量信道根据 (1) 式产生, 其中  $Q = 100$ , 矢量信道  $v_l$  中的其他参数根据第二节中的概率分布产生。

表 1 空间时间预 RAKE 系统的仿真参数

天线阵列: 8 阵元, 间距为半波长	可分辨径数: 3
调制方式: DBPSK	双工方式: TDD
扩频码: 63 位 Gold 码	突发帧长: 100bits
比特率: 16kbits/s	Doppler 频率: 4Hz

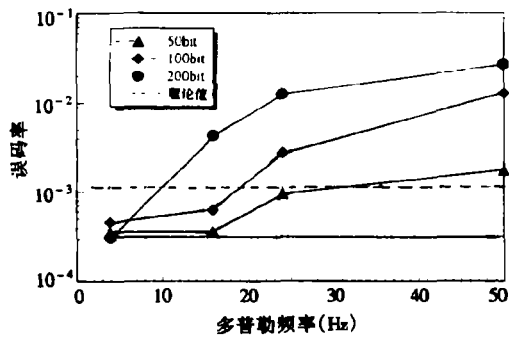


图 3 单用户, 小角度扩散, SNR=15dB

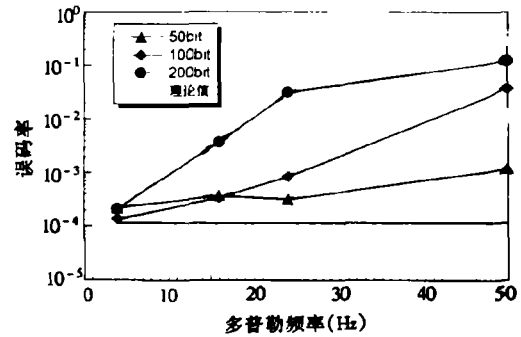


图 4 单用户, 大角度扩散, SNR=10dB

图 3 给出了单用户 DOA 小角度扩散情况下误码率随 Doppler 频率变化曲线, 输入信噪比为 15dB。在低 Doppler 频率条件下, 上行信道代替下行信道引起的性能损失较小; 但随 Doppler 频率升高, 由于上下行信道相关性变小, 性能显著恶化。从图中可以看到, 相对而言采用较短突发帧长可以减小性能下降程度, 如当 Doppler 频率为 24Hz, 采用 50bit 帧长要比 200bit 的误码率性能高出一个数量级。另一方面, 考虑帧业务开销, 应尽可能选取较大的突发帧。因此, 系统可以根据不同的 Doppler 频率, 选取不同的帧长。以误码率 0.001 为标准, Doppler 频率高于 20Hz 的可选 50bit; 而对低 Doppler 频率情况则可选取 200bit 或更长的突发帧。

图4是单用户大角度DOA扩散情况下的误码率随Doppler频率变化曲线,此时输入信噪比为10dB,由于大角度扩散时,天线各阵元的相关性小,有更高的分集增益,所以能取得比小角度扩散更优的误码率性能。Doppler频率对大角度扩散情况下的系统误码率性能的影响与小角度扩散时相似,也是随Doppler频率增加性能显著恶化。因此,该系统比较适合于用户端静止或低速移动的情况。

图5给出了单用户小角度扩散情况下的输入信噪比与误码率性能的关系曲线。低Doppler频率(4Hz)时的性能与理论值(由(9)式计算得到)相近。当Doppler提高到24Hz时,从图中可以看到信噪比约损失2~3dB。图6为小角度扩散时误码率随用户数的变化曲线。误码率以 $10^{-3}$ 为参考点,系统容量随天线阵元数呈线性增长。

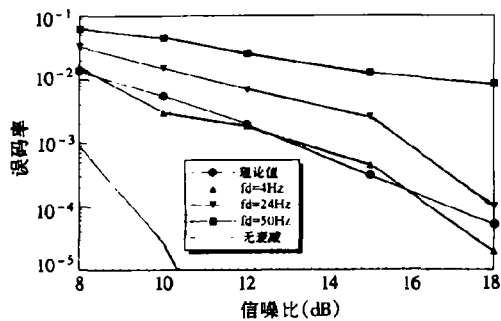


图5 单用户,小角度扩散

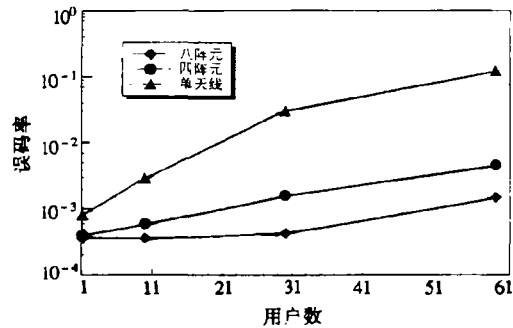


图6 小角度扩散, SNR=15dB

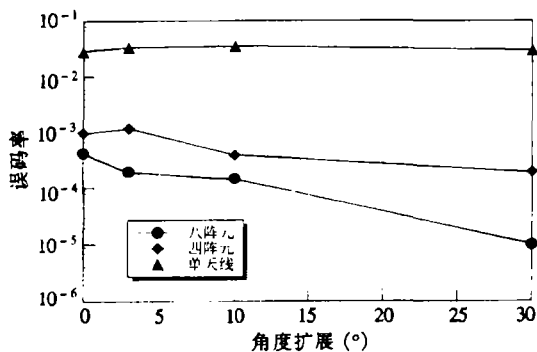


图7 30个用户, SNR=15dB

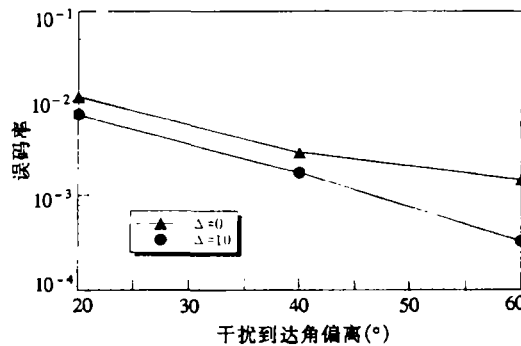


图8 60个用户, SNR=15dB

图7反映了误码率随DOA扩散的变化。从图中看到随角度扩散误码率呈缓慢下降趋势;这说明30个用户时DOA的扩散带来的多址干扰要小于由空间分集带来的好处。在实际应用中,系统性能与用户的位置分布有关,当干扰用户靠近目标用户时,同频干扰显著增加,误码率增大。图8反映了这种关系。从图中还能看到,当干扰用户偏离目标用户时,DOA扩散带来的好处更加明显。

## 5 结论

本文提出了一种适用于TDD/DS-CDMA下行链路的空时预RAKE系统。该系统用户端设备简单,基站也只需在原二维RAKE接收机的基础上增加少量设备。在低Doppler频率信道下,它可得到较理想的性能;因此非常适合于一些用户端静止或慢速移动的系统。

而和一维预 RAKE 相比, 它实现空间的选择性发送, 增加了分集效果, 从而显著提高了用户容量和通信质量.

### 参 考 文 献

- [1] Esmailadeh R, Nakagawa M. Pre-RAKE diversity combination for direct sequence spread spectrum mobile communications systems, *IEICE Trans. on Communication*, 1993, E76-B(8): 1008-1015.
- [2] Esmailadeh R, Sourour E, Nakagawa M. Pre-rake diversity combining in time division duplex CDMA mobile communications, *IEEE PIMRC'95*, Toronto, Canada: 1995.
- [3] Turin G L. Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio, *Proc. IEEE*, 1980, 68(3): 328-353.
- [4] Thompson J S, Grant P M, Mulgrew B. Smart antenna arrays for CDMA systems, *IEEE Personal Commum.*, 1996, 3(10): 16-25.
- [5] Pursley M B, Sarwate D V, Stark W E. Error probability for direct-sequence spread-spectrum multiple-access communications—Part I: Upper and lower bounds, *IEEE Trans. on Commun.*, 1982, COM-30(5): 975-984.
- [6] Naguid A F. Adaptive antennas for CDMA wireless networks: Ph. D dissertation. Stanford: Stanford Univ., 1996, Aug.

## SPACE-TIME PRE-RAKE SYSTEM

Li Guotong    Xu Luzhou    Chou Peiliang

(Dept. of Infor. and Electron. Eng., Zhejiang University, Hangzhou 310027)

**Abstract** This paper proposes a space-time pre-RAKE system for the downlink in TDD/DS-CDMA. The system realizes space-selective transmission and temporal pre-RAKE. Performance analysis in single- and multi-user environment is presented and the relation between system performance and channel parameters (angle spread, Doppler frequency and burst frame size) is discussed.

**Key words** TDD, DS-CDMA, Space-time pre-RAKE, Adaptive array

李国通: 男, 1970 年生, 博士生, 研究方向是移动通信、智能天线及数字信号处理.

徐绿洲: 男, 1974 年生, 硕士生, 研究方向是 CDMA 移动通信系统中的空间-时间数字信号处理.

仇佩亮: 男, 1944 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向是信息论与编码、通信理论与技术.