

# 采用多径干扰抵消的 RAKE 接收机<sup>1</sup>

胡 荣 黄爱苹 王洪玉 顾伟康

(浙江大学信息与通信工程研究所 杭州 310027)

**摘 要** 针对多径衰落信道, 该文提出了一种基于导频的串行多径干扰抵消技术 (SMPIC) 和相应的 RAKE 接收结构, 进行了理论分析和计算机仿真, 并与常规的 RAKE 接收进行了比较. 结果表明, 采用此技术可改善 RAKE 接收性能, 且结构简单、易于实现.

**关键词** 多径干扰, RAKE 接收机, 干扰抵消

**中图分类号** TN85

## 1 引 言

信号经过无线信道传播, 不可避免地会产生多径效应. 文献 [1,2] 中分析了扩频通信中多径干扰对接收性能的影响, Turin 在文献 [1] 中讨论了多种抗多径技术, 如 PDI(Post Detection Integrator), RAKE 等. RAKE 接收作为一种有效的抗多径技术, 充分利用了经过各条路径到达的信号能量获得分集增益. 在各种类型的 RAKE 技术中<sup>[3-5]</sup>, 常采用并行的解调单元, 在信道估计时把多径干扰当作噪声采用滤波器进行处理, 而在合并时对数据符号蒙受的多径干扰则未做处理.

本文提出一种基于导频的串行多径干扰抵消技术 (SMPIC, Serial Multipath Interference Cancellation), 以减小频率选择性衰落信道下的多径干扰对 RAKE 接收性能的影响. 本文的第 2 节介绍串行多径干扰抵消的原理和相应的 RAKE 接收结构, 进行性能的推导、分析, 并与常规的 RAKE 接收的性能进行理论比较与分析. 第 3 节讨论仿真结果; 第 4 节给出结论.

## 2 串行多径干扰抵消技术及 RAKE 接收性能分析

### 2.1 发送端模型

考虑一个具有  $K$  个用户的单小区情况. 第  $k$  个用户发送的等效基带信号:

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k}d_k(t)w_k(t)e^{j\theta_k} \quad (1)$$

式中  $d_k(t)$ ,  $P_k$  分别表示第  $k$  个用户的信息流和信号功率,  $w_k(t)$ ,  $\theta_k$  分别表示第  $k$  个用户的扩频序列波形和载波相位. 记扩频码片宽度为  $T_c$ , 用户信息流中的每一符号宽度为  $T_s$ , 则扩频增益  $N = T_s/T_c$ .

### 2.2 信道模型

多径衰落信道采用抽头延迟线模型:

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) e^{j\phi_l} \quad (2)$$

<sup>1</sup> 2000-06-16 收到, 2000-11-13 定稿

国家自然科学基金项目 (69972044) 和浙江省科学技术委员会重点项目 (981110421) 资助

式中  $L$  是多径信道中可分解的路径数;  $\alpha_l$ ,  $\phi_l$ ,  $\tau_l$  分别是信道中的第  $l$  条可分解路径的增益、相位和时间延时,  $\delta(t)$  是 Dirac 函数。在 Rayleigh 信道条件下,  $\alpha_l$  服从 Rayleigh 分布,  $\phi_l$  服从  $[0, 2\pi)$  上的均匀分布。记  $\Delta$  为信道的最大时延扩展, 即  $\Delta = \tau_{\max} - \tau_{\min}$ , 本文考虑无码间干扰的情况, 即  $\Delta$  小于  $T_s$ , 并假设  $\tau_l$  在  $[0, T_s)$  上服从均匀分布<sup>[6]</sup>。

### 2.3 接收信号

到达接收端的信号可表示为

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_k(t - \tau_{l,k}) \alpha_{l,k} e^{j\phi_{l,k}} + n(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{2P_k} \alpha_{l,k} d_k(t - \tau_{l,k}) w_k(t - \tau_{l,k}) e^{j(\phi_{l,k} + \theta_k)} + n(t) \end{aligned} \quad (3)$$

式中  $n(t)$  表示热噪声, 假设是双边功率谱密度为  $N_0/2$  的零均值复高斯随机过程。

假定第一个用户 ( $k=1$ ) 的接收机已理想地捕获到第一条路径, 不失一般性, 设  $\tau_{1,1} = 0$ ,  $\phi_{1,1} + \theta_1 = 0$ , 则第一条路径经过相关器的输出为

$$D_{1,1} = \int_0^{T_s} r(t) w_1(t) dt \quad (4)$$

将 (3) 式代入 (4) 式得

$$\begin{aligned} D_{1,1} &= T_s \sqrt{2P_1} \alpha_{1,1} d_1^0 + \sqrt{2P_1} \sum_{l=2}^L \alpha_{l,1} e^{j(\phi_{l,1} + \theta_1)} \\ &\quad + \sqrt{2P_1} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{l,k} C_{1,k} e^{j(\phi_{l,k} + \theta_k)} + \int_0^{T_s} n(t) w_1(t) dt \end{aligned} \quad (5)$$

其中

$$C_{1,k} = [d_k^{-1} R_{1,k}(\tau_{l,k}) + d_k^0 \hat{R}_{1,k}(\tau_{l,k})] \quad (6)$$

$d_k^{-1}$  和  $d_k^0$  分别表示第  $k$  个用户信号中的连续两个数据符号,  $R_{1,k}(\tau_{l,k})$  和  $\hat{R}_{1,k}(\tau_{l,k})$  分别表示第一个用户的扩频序列与第  $k$  个用户的扩频序列的连续时间部分互相关函数<sup>[7]</sup>:

$$R_{1,k}(\tau_{l,k}) = \int_0^{\tau_{l,k}} w_k(t - \tau_{l,k}) w_1(t) dt \quad (7)$$

$$\hat{R}_{1,k}(\tau_{l,k}) = \int_{\tau_{l,k}}^{T_s} w_k(t - \tau_{l,k}) w_1(t) dt \quad (8)$$

(5) 式中的第一项表示信号项; 第二项表示其它  $L-1$  条路径信号对第一条路径信号产生的多径干扰, 简记为 MPI, 又称自干扰; 第三项为其它  $K-1$  个用户对第一个用户产生的多址干扰 (MAI); (5) 式的最后为加性白高斯噪声 AWGN 项。常规的单用户 RAKE 接收机通常将 (5) 式中除第一项以外的其余各项近似当作加性高斯噪声来处理。若 RAKE 之后采用最大比合并, 则常规 RAKE 接收输出的判决变量为

$$D_1 = \operatorname{Re} \left[ \sum_{l=1}^L \tilde{\alpha}_{l,1} D_{l,1} \right] \quad (9)$$

其中  $\tilde{\alpha}_{l,1}$  表示第一个用户的第  $l$  条信道路径的幅度估计, 可采用导频辅助的信道估计方法求得。  $D_{l,1}$  是常规 RAKE 第  $l$  个解调器的输出, 可表示为

$$D_{l,1} = T_s \sqrt{2P_1} \alpha_{l,1} d_1^0 + \sqrt{2P_1} \sum_{i=1, i \neq l}^L \alpha_{i,1} C_{1,1} e^{j(\phi_{i,1} + \theta_1)} + \sqrt{2P_1} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^L \alpha_{m,k} C_{1,k} e^{j(\phi_{m,k} + \theta_k)} + \int_0^{T_s} n(t) w_1(t) dt \quad (10)$$

#### 2.4 串行多径干扰抵消

对造成 (5) 式、(10) 式第二项的多径干扰 (MPI), 本文提出一种串行抵消方法, 其原理框图如图 1 所示。图中解调器单元的作用是捕获信道中的一条可分解路径, 与扩频信号进行相关解扩; 支路信号再生单元将本支路的解调输出进行临时判决, 然后利用扩频信号和对本支路信道的振幅、定时、相位等的估值再生该支路信号; 延时、干扰抵消单元是将信道输入信号减去已再生的各支路信号, 得到去掉了部分自干扰的接收信号。由此可知, 本支路信道的振幅、定时、相位等估值的准确性对多径干扰抵消性能有较大的影响。在盲信道估计方法中, 数据信息位的硬判决会产生判决误差。本文利用已知的导频来提高上述估值的准确性, 从而消除了硬判决误差带来的影响。

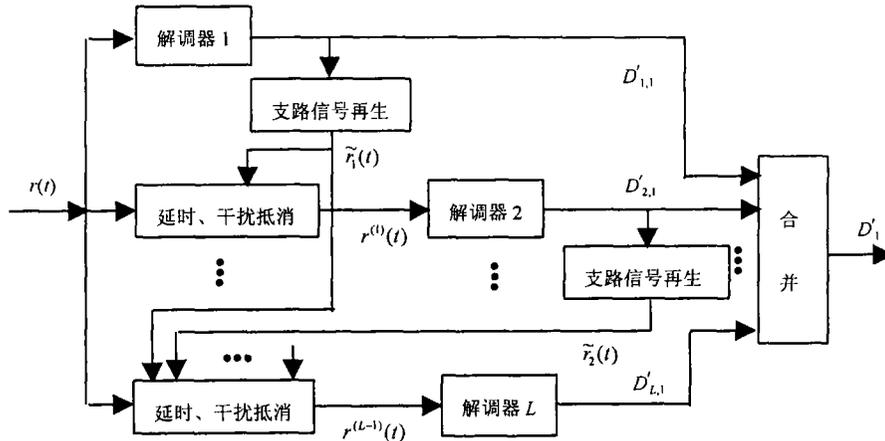


图 1 具有串行多径干扰抵消的 RAKE 接收结构

解调器 1 的输出通过支路信号再生单元恢复出第一条支路信号

$$\tilde{r}_1(t) = \tilde{\alpha}_{1,1} \tilde{d}_1(t - \tau_{1,1}) w_i(t - \tau_{1,1}) e^{j(\tilde{\phi}_{1,1} + \tilde{\theta}_1)} \quad (11)$$

接收信号  $r(t)$  减去第一条路径的再生信号  $\tilde{r}_1(t)$ , 得解调器 2 的输入信号

$$r^{(1)}(t) = r(t) - \tilde{r}_1(t) \quad (12)$$

则第二个解调器输出的临时判决变量为

$$D'_{2,1} = \int_0^{T_s} r^{(1)}(t)w_1(t - \tau_{2,1})dt \quad (13)$$

同理, 可以推出第  $l$  个解调器的输出

$$D'_{l,1} = \int_0^{T_s} r^{(l-1)}(t)w_1(t - \tau_{l,1})dt, \quad l = 2, \dots, L \quad (14)$$

其中

$$r^{(l-1)}(t) = r(t) - \sum_{i=1}^{l-1} \tilde{r}_i(t) \quad (15)$$

则采用 SMPIC 的 RAKE 输出的判决变量  $D'_1$  可表示如下:

$$D'_1 = \text{Re} \left[ \sum_{l=1}^L \tilde{\alpha}_{l,1} D'_{l,1} \right] \quad (16)$$

假设理想的串行多径干扰抵消, 即准确的多径干扰再生及精确同步, 则第  $l$  个解调器的输出  $D'_{l,1}$  可表示为

$$\begin{aligned} D'_{l,1} = & T_s \sqrt{2P_1} \alpha_{l,1} d_1^0 + \sqrt{2P_1} \sum_{i=l+1}^L \alpha_{i,1} C_{1,1} e^{j(\phi_{i,1} + \theta_1)} \\ & + \sqrt{2P_1} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^L \alpha_{m,k} C_{1,k} e^{j(\phi_{m,k} + \theta_k)} + \int_0^{T_s} n(t)w_1(t)dt \end{aligned} \quad (17)$$

与 (10) 式相比, (17) 式差别在于第二项, 可以看出, 在理想情况下, 对第  $l$  条路径解调而言, 多径干扰已被部分地 (即已再生的第 1 ~ 第  $l-1$  条路径) 消除。

因此 (16) 式的判决变量可表示如下

$$\begin{aligned} D'_1 = \text{Re} \left\{ \sum_{l=1}^L \left[ T_s \sqrt{2P_1} \alpha_{l,1}^2 d_1^0 + \sqrt{2P_1} \sum_{i=l+1, i \neq L}^L \alpha_{l,1} \alpha_{i,1} C_{1,1} e^{j(\phi_{i,1} + \theta_1)} \right. \right. \\ \left. \left. + \sqrt{2P_1} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^L \alpha_{l,1} \alpha_{m,k} C_{1,k} e^{j(\phi_{m,k} + \theta_k)} + \int_0^{T_s} \alpha_{l,1} n(t)w_1(t)dt \right] \right\} \end{aligned} \quad (18)$$

## 2.5 性能分析

为得到判决输出的信噪比, 先分别求 (18) 式中各项的方差。(18) 式的第二项是采用串行多径干扰抵消后剩余的多径干扰项。当衰落信道中的各条路径之间的相对延时大于一个扩频码片时, 则各路径的衰落可认为是独立的<sup>[2]</sup>。设  $\phi_{l,i}$  服从  $[0, 2\pi)$  上均匀分布, 各路径的衰落相互独立, 则多径干扰可近似为零均值的 AWGN<sup>[2,8]</sup>, (18) 式第二项的方差可导出

$$\begin{aligned}
\sigma_{\text{MPI}}^2 &= 2P_1 \sum_{l=1}^L \sum_{i=l+1}^L E\{[\alpha_{l,1}\alpha_{i,1}C_{1,1} \cos(\phi_{l,1} + \theta_1)]^2\} \\
&= 2P_1 \sum_{l=1}^L \sum_{i=l+1}^L \{E[\alpha_{l,1}]^2 E[\alpha_{i,1}]^2 E[C_{1,1}]^2 E[\cos(\phi_{l,1} + \theta_1)]^2\} \\
&= 2P_1 \sum_{l=1}^L \sum_{i=l+1}^L \{E[\alpha_{l,1}]^2 E[\alpha_{i,1}]^2 E[C_{1,1}]^2\} \quad (19)
\end{aligned}$$

假设各条路径的平均强度相等, 即  $E[\alpha_{i,k}]^2 = E[\alpha]^2$ ; 并假设解调用户 ( $k = 1$ ) 的各条路径有  $E[C_{1,1}]^2$  相等, 则  $\sigma_{\text{MPI}}^2$  可简化为

$$\sigma_{\text{MPI}}^2 = 2P_1 \frac{L(L-1)}{2} (E[\alpha]^2)^2 E[C_{1,1}]^2 = P_1 L(L-1) (E[\alpha]^2)^2 E[C_{1,1}]^2 \quad (20)$$

在上述假设情况下, 当扩频序列波形是由矩形脉冲构成时<sup>[7]</sup> 则有  $E[C_{1,k}]^2 \approx 2T_s^2/(3N)$ ,  $k \neq 1$ ,  $N$  为扩频增益. 将 MAI 近似为零均值的 AWGN, 故 (18) 式的第三项的方差可以求出为

$$\sigma_{\text{MAI}}^2 = P_1(K-1)L^2(E[\alpha]^2)^2 4T_s^2/(3N) \quad (21)$$

(18) 式的第四项是噪声项, 其方差可求出<sup>[7]</sup> 为

$$\sigma_{\text{noise}}^2 = T_s N_0 L E[\alpha]^2 \quad (22)$$

RAKE 合并器输出的信号平均功率可由 (18) 式的第一项求出为

$$P_{\text{signal}} = 2T_s^2 P_1 L (E[\alpha]^2)^2 \quad (23)$$

因此, 采用 SMPIC 的 RAKE 接收机输出的信噪比可表示如下:

$$\begin{aligned}
\text{SNR}_{\text{SMPIC}} &= \frac{2T_s^2 P_1 L (E[\alpha]^2)^2}{P_1 L(L-1)(E[\alpha]^2)^2 E[C_{1,1}]^2 + P_1(K-1)L^2(E[\alpha]^2)^2 (4T_s^2/3N) + T_s N_0 L E[\alpha]^2} \\
&= \frac{E[\alpha]^2}{[1/(2T_s^2)](L-1)E[\alpha]^2 E[C_{1,1}]^2 + [2/(3N)](K-1)LE[\alpha]^2 + N_0/(2E_s)} \quad (24)
\end{aligned}$$

式中  $E_s = PT_s$ , 表示每符号的能量.

进而可以求出判决变量的符号错误概率 (SER)<sup>[9]</sup> 为

$$P_s = Q(\sqrt{\text{SNR}_{\text{SMPIC}}}) \quad (25)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt, \quad x > 0 \quad (26)$$

对常规的 RAKE 接收结构, 由 (9) 式表示的判决变量中信号项的功率及各干扰项的方差可以类似地推出, 从而导出其信噪比:

$$\text{SNR} = \frac{E[\alpha]^2}{(1/T_s^2)(L-1)E[\alpha]^2E[C_{1,1}] + [2/(3N)](K-1)LE[\alpha]^2 + [N_0/(2E_s)]} \quad (27)$$

(24) 式与 (27) 式的差别在分母的第一项, 即多径干扰项。其中的  $E[C_{1,1}]$  与扩频序列的自相关特性有关 ((6) ~ (8) 式)。由于扩频序列的非理想自相关特性, 又由于多径衰落信道各条路径之间的相对延迟通常并不等于扩频码片的整数倍, 故  $E[C_{1,1}] \neq 0$ 。因此接收机在衰落信道条件下的性能会受到自干扰的影响。比较 (24), (27) 式, 可以看出, 串行多径干扰抵消技术可以减少所需解调的用户的多径自干扰强度。特别地, 当  $K=1$ ,  $E_s/N_0 = \infty$  时,  $\text{SNR}_{\text{SMPIC}}$  比  $\text{SNR}$  改善 3dB。

### 3 仿真结果与分析

以上的理论分析给出了串行多径干扰抵消技术的近似性能。对实际信道条件 (如, 各条路径的平均强度不等, 相对时延任意), 可以运用计算机仿真对此技术作进一步地分析。本文在 COSSAP 平台上进行仿真。为了着重考察多径自干扰的影响及多径干扰抵消对链路性能的影响, 将多用户干扰近似成 AWGN 处理。仿真参数如下: 载波频率 2GHz, 采用 Walsh 扩频, 码片 (chip) 速率 4.096Mcps, 扩频增益为 128, 信息速率为 32kbps, 每时隙 0.625ms。信道估计采用导频辅助的加权多时隙平均 (WMSA) 方式 [3], Rayleigh 信道总体平均功率归一化为 1, 未采用纠错编码及交织。

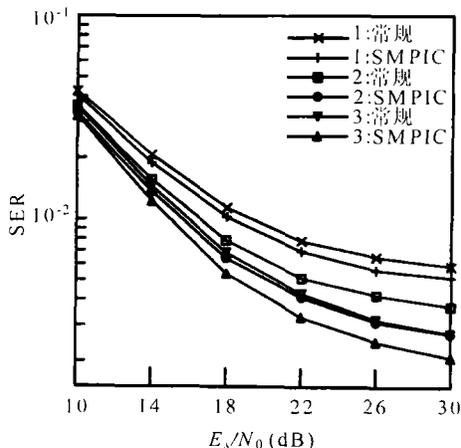


图 2 常规方案与 SMPIC 方案的性能比较  
 $v=120\text{km/h}$ , 信道中两条路径的相对平均功率分别为: (1) 0dB, -12dB; (2) 0dB, -4dB; (3) 0dB, 0dB

图 2 显示了在移动台速度  $v=120\text{km/h}$ , Rayleigh 衰落信道中两条路径相对延时为  $5/4$  码片时, 两种接收方案达到的性能。当信道中两条路径的平均功率相等时, 两种接收方案都使达到最佳。与常规 RAKE 接收技术相比, SMPIC 技术使性能得到改善。当两条路径的平均功率之差为 0dB 或 4dB 时, 改善程度比两条路径的平均功率之差为 12dB 时明显。这是由于一条路径平均功率太低时, 由此路径产生的分集增益本身不大, 因而采用 SMPIC 技术对链路性能的改善也就不明显。因此在实际分集接收时需选取信道中最强的路径 [5]。可以看出, 采用 SMPIC 技术后, 在两条路径的平均功率之差为 4dB 时达到的性能比常规接收方案在两条路径的平均功率相等时达到的性能还要好。

图 3、图 4 分别显示了移动台速度在  $120\text{km/h}$  和  $3\text{km/h}$  时两种接收技术达到的性能。Rayleigh 衰落信道中后两条路径相对于第一条路径的延时为  $5/4$  码片、 $9/4$  码片。两图中的两组曲线分别对应两种情况: (1) 衰落信道中的三条路径的平均功率相等; (2) 三条路径的平均功率分别为 0dB, -4dB 和 -8dB。在第一种情况下, 当 SER 为  $10^{-3}$  时, SMPIC 技术与常规接收技术相比, 在  $v=120\text{km/h}$  时性能改善 1.2dB, 在  $v=3\text{km/h}$  时性能改善 0.8dB。而在第二种情况下, SMPIC 技术带来性能改善 2.3dB ( $v=120\text{km/h}$ ) 和 1.8dB ( $v=3\text{km/h}$ )。这表明在各条路径非等强度时, SMPIC 技术带来的性能改善较为明显。

当 SER 达到一定数量级以后, 随着  $E_s/N_0$  的增加 SER 变化缓慢(图 2、图 3)。这是由于在上述两种接收方案中, 多径干扰依然存在。随着  $E_s/N_0$  的增加, 每条可分解的路径强度也随之增加, 相应地 (24) 式或 (27) 式中的信号项和多径干扰项同时增强, 因此 RAKE 输出的信噪比变化不明显。

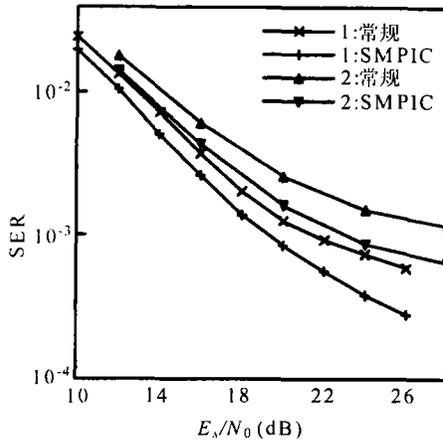


图 3 常规方案与 SMPIC 方案的性能比较  
 $v=120\text{km/h}$ , 信道中三条

路径的相对平均功率分别为:

(1) 0dB, 0dB, 0dB; (2) 0dB, -4dB, -8dB

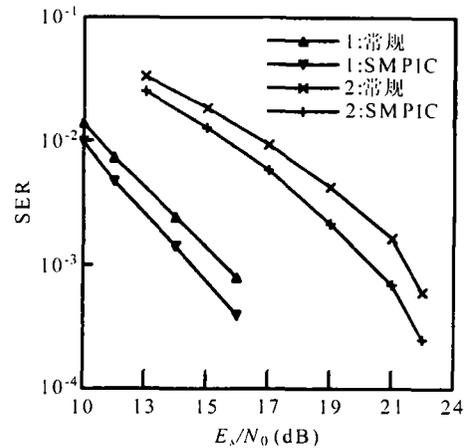


图 4 常规方案与 SMPIC 方案的性能比较  
 $v=3\text{km/h}$ , 信道中三条路径

具有两种平均功率分配:

(1) 0dB, 0dB, 0dB; (2) 0dB, -4dB, -8dB

## 4 结 论

本文提出了一种基于导频的串行多径干扰抵消技术。理论分析和仿真结果都表明, 此技术可以改善多径衰落条件下的接收性能。此技术实现简单, 不需用其他用户的扩频序列波形或多用户扩频序列之间的相关性。特别适用于受到体积和硬件限制的移动台单用户接收和多用户检测技术<sup>[10]</sup>目前还难以应用的场合。

## 参 考 文 献

- [1] G. L. Turin, Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio, Proc. IEEE, 1980, 68(3), 328-353.
- [2] D. J. Torieri, Performance of direct-sequence systems with long pseudonoise sequence, IEEE J. on SAC, 1992, 10(4), 770-781.
- [3] H. Andoh, M. Sawahashi, F. Adachi, Channel estimation filter using time-multiplexed pilot channel for coherent RAKE combining in DS-SS-CDMA mobile radio, IEICE Trans. on Commun., 1998, E81-B(7), 1517-1525.
- [4] F. Ling, Coherent detection with reference-symbol based channel estimation for direct sequence CDMA uplink communications, Proc. IEEE VTC'93, Seacaucus, NJ, USA, May 1993, 400-403.
- [5] Z. Li, A. Mmmel, Tap selection scheme in a WCDMA system over multipath fading channels, Proc. ICCT'98, Beijing, China, Oct. 1998, S18-10-1-S18-10-5.
- [6] C. Trabelsi, A. Yongacoglu, Bit-error-rate performance for asynchronous DS-SS-CDMA over multipath fading channels, IEE Proc.-I, 1995, 142(5), 307-314.
- [7] M. B. Pursley, Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication -part I: system analysis, IEEE Trans. on Commun., 1977, 25(8), 795-797.

- [8] M. Benthin, K. D. Kammeyer, Influence of channel estimation on the performance of a coherent DS-CDMA system, IEEE Trans. on Veh. Technol., 1997, 46(2), 262-267.
- [9] J. G. Proakis, Digital Communication, 3rd ed. New York, McGrawC-Hill, 1995, Chapter 14.
- [10] T. Ojanper, Overview of multiuser detection/interference cancellation for DS-CDMA, Proc. IEEE ICPWC'97, Mumbai, India, Dec. 1997, 115-119.

## MULTIPATH INTERFERENCE CANCELLATION AND MODIFIED RAKE RECEIVER

Hu Rong    Huang Aiping    Wang Hongyu    Gu Weikang

(*Institute of Info. and Comm. Eng., Zhejiang University, Hangzhou 310027, China*)

**Abstract** A pilot-based serial multipath interference cancellation method and the corresponding RAKE receiver are proposed. Theoretical analysis and computer simulations are carried out, and comparison with conventional RAKE receiver is performed. It is shown that RAKE receiver performance can be improved using this method with simple structure and easy implementation.

**Key words** Multipath interference, RAKE receiver, Interference cancellation

胡 荣: 男, 1973 年生, 博士生, 研究方向: 移动通信, 通信中的信号处理.  
黄爱苹: 女, 1953 年生, 教授, 研究方向: 扩频通信, 信号处理.  
王洪玉: 男, 1968 年生, 副教授, 研究方向: RAKE 接收, 功率控制, 多维信号处理.  
顾伟康: 男, 1939 年生, 博士生导师, 研究方向: 智能信息处理, 数字通信.