

基于 SIR 的宽带 CDMA 系统前导检测¹

葛小慧 黄爱苹 胡 荣

(浙江大学信息与通信工程研究所 杭州 310027)

摘 要 该文研究多径衰落信道条件下, 基于 SIR 的前导检测, 以 WCDMA 中随机接入信道 (RACH) 和公共分组信道 (CPCH) 为例, 设计了两天线接收机结构, 推导了前导检测性能表达式, 通过理论分析和计算机仿真对 3 种两天线信号的利用方式进行了比较。

关键词 前导检测, CDMA, SIR 估计

中图分类号 TN929.5, TN914.4

1 引 言

CDMA 系统中前导的作用一是用户接入, 二是分组交换中的接入和冲突检测。正确、有效的前导检测是系统捕获信道数据、资源分配有效运作的前提。前导检测基于能量或 SIR 准则, 文献 [1] 给出了应用于 UMTS 系统中随机接入信道的基于能量准则的前导检测方法和根据任一条路径前导能量来判断的单天线接收机检测的性能分析。文献 [2] 给出了 IS-95 系统接入信道中, 基于能量、包含确认阶段的前导检测方法并分析了性能。文献 [3] 提出了用于宽带 CDMA (WCDMA) 中随机接入突发 (Random Access Burst) 前导检测, 采用单天线接收机的 SIR 估计算法。3GPP 规定其随机接入信道 (RACH, Random Access CHannel) 和公共分组信道 (CPCH, Common Packet CHannel) 采用前导的 SIR 值作为是否检测到前导的判断准则 [4]。

本文以 WCDMA 系统上行链路 RACH 和 CPCH (分别映射到物理信道 PRACH 和 PCPCH) 为例, 研究多径衰落条件下基于 SIR 准则的前导检测和两天线接收机结构。文章第 2 节介绍了 RACH 和 CPCH 前导的结构和传播信道模型; 第 3 节描述了基于 SIR 的前导检测方法、SIR 估计算法、两天线接收机的结构, 推导出检测率和虚警率表达式; 第 4 节则给出和讨论在加性白高斯 (AWGN) 信道和多径衰落条件下的检测性能仿真结果; 结论在第 5 节给出。

2 前导结构和信道模型

RACH 的前导、CPCH 的接入前导和冲突检测前导具有类似的构成方式, 本文对三者不予区分。

移动台根据高层指示在系统定义的且对于该用户可用的接入时隙的开始发送前导。前导为长度 $N=4096$ 码片的复序列, 由 4096 码片前导扰码和 16 码片前导特征序列的 256 次重复相乘而构成 [5], 第 k 个前导为

$$q_k(n) = \text{scr}(n)\text{sig}_k(n)e^{j(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{2}n)}, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad k = 0, \dots, K-1 \quad (1)$$

式中前导扰码 $\text{scr}(n)$ 为一段实 Gold 码, 前导特征序列 $\text{sig}_k(n)$ 为 16 阶 Hadamard 码组中第 k 个序列的 256 次重复, 16 阶 Hadamard 码的总数即前导总数为 $K=16$ 。在同一个接入时隙有多个用户同时发送时, 发送的前导可能相同, 也可能彼此不同。

¹ 2002-05-13 收到, 2002-09-05 改回

国家自然科学基金 (69972044), 浙江省综合信息网技术重点实验室联合资助课题

多径衰落信道采用抽头延迟线 (tapped-delay line) 模型:

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(n) \delta(n - \tau_l) \quad (2)$$

式中 L 是多径信道中可分解的路径数; $\alpha_l(n)$ 是多径衰落信道中的第 l 条可分解路径的响应; τ_l 是第 l 条路径的时间延迟, $\delta(n)$ 是 Dirac 函数。

将相同的前导信号进行合并, 则可以得到接收信号的一种表示为

$$r(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L_k-1} h_{kl}(n) q_k(n - \tau_{kl}) + z(n) \quad (3)$$

式中 L_k 是 $q_k(n)$ 的可分解路径总数; τ_{kl} 和 $h_{kl}(n)$ 分别为 $q_k(n)$ 的第 l 条可分解路径信号分量的时间延迟和复振幅, 这些分量可以来自不同的用户; $z(n)$ 为白高斯噪声, 单边带功率谱密度为 N_0 。

3 前导检测

3.1 检测原理

在基站, 接收信号中包含前导的数量及各自到达的确切时间均未知, 需要从接收信号中对 16 个前导的存在与否分别进行判断, 即进行前导检测。因为存在同一接入时隙中多个用户发送相同前导的情况, 从而前导的检测是针对不同的前导序列, 而非针对用户。

前导存在与否用匹配滤波来检测。接收机中, 每个码片的抽样数为 m 。对前导 $q_k(n)$ 的匹配滤波器的单位抽样响应为 $q_k^*(mN - n)/(mN)^{[6]}$ 。输出序列可以表示为

$$y_k(n) = [1/(mN)]r(n) * q_k^*(mN - n) \quad (4)$$

式中 “*” 表示卷积, 上标 “*” 表示复共轭。

若前导 $q_k(n)$ 存在于 $r(n)$ 中, $y_k(n)$ 包含信号分量和干扰分量。信号分量是 $q_k(n)$ 的自相关序列, 干扰分量 $v_k(n)$ 为 $r(n)$ 中存在的其他前导与 $q_k(n)$ 的互相关序列和 $z(n)$ 与 $q_k(n)$ 互相关序列的和。 $y_k(n)$ 中峰值位置对应于前导 $q_k(n)$ 的到达时间。信道为多径时, $y_k(n)$ 中相应存在多个峰值。峰值的存在区间等于最大传播延迟 λ_{MAX} (码片), 由小区半径和信道延迟扩展决定。对前导多径分量进行搜索的区间为 $[0, m\lambda_{\text{MAX}}]$ 。

如果前导 $q_k(n)$ 不存在于 $r(n)$ 中, $y_k(n)$ 只包含干扰分量 $v_k(n)$, 没有大的峰值。

3.2 SIR 估计算法

前导检测基于 SIR 准则, 如果对前导 $q_k(n)$ 匹配滤波后进行估计得到的 SIR 值大于预先设定的门限, 则认为该前导被检测到。门限值由给定的虚警率确定。虚警是指接收信号中不存在某个前导, 而该前导的 SIR 估计值超过门限造成误判的情况。

匹配滤波器的输出求模取平方得到长 $M = m(N + \lambda_{\text{MAX}})$ 的序列 $\{|y_k(n)|^2, n = 0, \dots, M - 1\}$, 在搜索窗内进行峰值搜索。对 CDMA 系统, 无线信道中延迟大于等于 1 个码片的两条传播路径才是相互独立的, 峰值的确定必须遵循两两间隔大于等于 1 码片的原则。

用 $\{|y_k(\lambda_{kg})|^2, g = 0, \dots, G - 1\}$ 表示窗内区间 $[0, m\lambda_{\text{MAX}}]$ 上的 G 个峰值, 取这 G 个值的和作为前导功率 S 的估计。在搜索窗外, 即区间 $(m\lambda_{\text{MAX}}, M)$ 上, 取序列的平均值作为干扰功率 I 的估计值 (如图 1 所示)。因此, SIR 即 S 与 I 之比的估计值为

$$\text{SIR} = \frac{S}{I} = \frac{\sum_{g=0}^{G-1} |y_k(\lambda_{kg})|^2}{\frac{1}{M - m\lambda_{\text{MAX}} - 1} \sum_{n=m\lambda_{\text{MAX}}+1}^{M-1} |y_k(n)|^2} \quad (5)$$

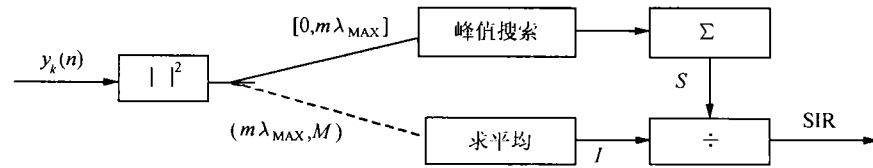


图 1 SIR 估计

3.3 两天线接收信号的利用

采用两天线接收机。天线之间距离不小于波长与天线扩散角之比, 则两天线信号是独立同分布的。

每个天线后的匹配滤波输出求模取平方各得到一个 M 长序列, 我们给出 3 种利用这两个序列进行前导检测的方式, 如图 2 所示, 图中上标“1”, “2”分别对应两天线。方式 (a) 中, 两天线的序列分别估计 SIR; 其中任一个估计值超过预设门限 T_a 就认为检测到前导。方式 (b) 同样也是两天线分别估计 SIR, 估计值之和超过门限 T_b 时判为检测到前导。方式 (c) 对两天线的序列求和, 再估计 SIR, 与门限 T_c 比较。3 种方式中的门限均是在一定的虚警率 (如 0.1%) 下得到的。

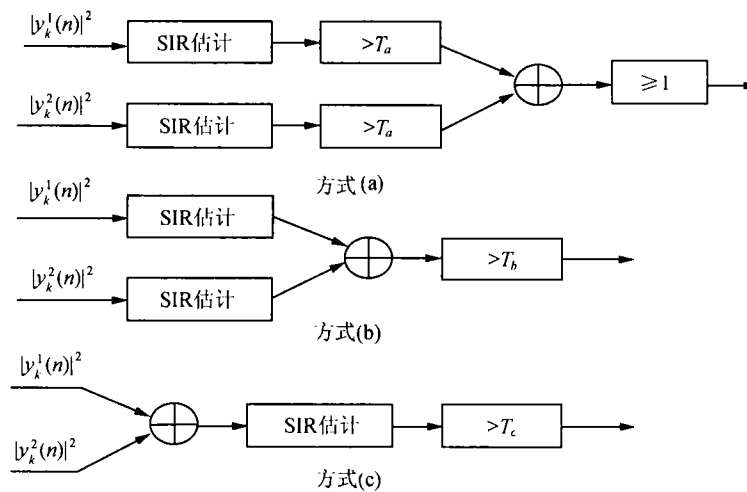


图 2 3 种两天线序列利用方式

3.4 性能分析

3.4.1 假设 为进行性能分析, 做了如下的假设:

- (1) 仅存在一个用户, 该用户使用前导 $q_k(n)$, 发送功率归一化。
- (2) 前导序列 $q_k(n)$ 具有理想的自相关特性。
- (3) 理想情况, 接收信号中前导 $q_k(n)$ 的多径分量均被搜索到, 即 $G = L_k, \{\lambda_{kg}, g = 0, \dots, G-1\} = \{\tau_{kl}, l = 0, \dots, L_k-1\}$ 。

(4) 信道归一化, 各径功率之和为 1。各条路径具有独立同分布, 假设信道响应在一个前导检测周期内保持不变, 则 $h_{kg}(n) = h_{kg}$ 近似为零均值复高斯变量, 方差为 $2\sigma_1^2 = 1/G$ (实部、虚部方差分别为 σ_1^2)。

(5) 抽样率 m 为 1, 抽样间隔等于码片宽度。 $y_k(n)$ 序列的干扰分量的各个抽样相互独立, 即 $v_k(n) = z(n) * q_k^*(N-n)/N$ 为零均值复高斯随机过程, 方差为 $2\sigma_2^2 = N_0/(2N)$ 。

3.4.2 单天线接收的检测性能 接收信号中存在前导 $q_k(n)$ 时, 前导功率的估计 $S = \sum_{g=0}^{G-1} |h_{kg} + v_k(\lambda_{kg})|^2$, 其中 h_{kg} 和 $v_k(\lambda_{kg})$ 均为零均值复高斯变量, 从而 $S' = S/(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)$ 服从自由度为 $2G$ 的 χ^2 分布, 概率密度函数为

$$f_{S'|q_k}(s'|q_k) = \frac{1}{2^G \Gamma(G)} s'^{G-1} e^{-s'/2}, \quad s' \geq 0 \quad (6)$$

式中 $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$, $x > 0$, x 为正整数时, $\Gamma(x) = (x-1)!$. 干扰功率估计 $I = \frac{1}{M - \lambda_{\text{MAX}} - 1} \sum_{n=\lambda_{\text{MAX}}+1}^{M-1} |v_k(n)|^2$. 令 $W = M - \lambda_{\text{MAX}} - 1$, 则 $I' = I \cdot W/\sigma_2^2$ 服从自由度为 $2W$ 的 χ^2 分布, 概率密度函数为

$$f_{I'|q_k}(i'|q_k) = \frac{1}{2^W \Gamma(W)} i'^{W-1} e^{-i'/2}, \quad i' \geq 0 \quad (7)$$

从而可以得到 $R = [S'/(2G)]/[I'/(2W)]$ 服从自由度为 $(2G, 2W)$ 的 F 分布, 概率密度函数为

$$f_{R/q_k}(\gamma|q_k) = \frac{\Gamma(G+W) \cdot (G/W)^G \cdot \gamma^{G-1}}{\Gamma(G) \cdot \Gamma(W) \cdot [1 + (G\gamma/W)]^{G+W}}, \quad \gamma \geq 0 \quad (8)$$

因此, $\text{SIR} = S/I = R \cdot G(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)/\sigma_2^2$ 的概率密度函数可根据 (8) 式得到:

$$\begin{aligned} f_{\text{SIR}|q_k}(\eta|q_k) &= \frac{\sigma_2^2}{G(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)} \cdot f_{R/q_k}\left[\eta \frac{\sigma_2^2}{G(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)} | q_k\right] \\ &= \frac{\sigma_2^2}{G(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)} \cdot \frac{\Gamma(G+W) \cdot (G/W)^G \cdot [\eta \sigma_2^2 / (G\sigma_1^2 + G\sigma_2^2)]^{G-1}}{\Gamma(G) \cdot \Gamma(W) \cdot \{1 + [\eta \sigma_2^2 / (W\sigma_1^2 + W\sigma_2^2)]\}^{G+W}}, \quad \eta \geq 0 \end{aligned} \quad (9)$$

门限为 T 时的检测率为 $P_d = P(\eta > T|q_k) = 1 - \int_0^T f_{\text{SIR}|q_k}(\eta|q_k) d\eta$.

当接收信号中不存在 $q_k(n)$ 时, S 为 G 个复高斯随机变量 $v_k(\lambda_{kg})$ 的模平方之和, 概率密度函数为

$$f_{S|\bar{q}_k}(s|\bar{q}_k) = \frac{1}{\sigma_2^2 G 2^G \Gamma(G)} s^{G-1} e^{-s/2\sigma_2^2}, \quad s \geq 0 \quad (10)$$

而 I 的概率密度函数与存在 $q_k(n)$ 时相同, 此时 $\text{SIR} = S/I$ 的概率密度函数为

$$f_{\text{SIR}|\bar{q}_k}(\eta|\bar{q}_k) = \frac{1}{G} \cdot \frac{\Gamma(G+W) \cdot (G/W)^G \cdot (\eta/G)^{G-1}}{\Gamma(G) \cdot \Gamma(W) \cdot [1 + (\eta/W)]^{G+W}}, \quad \eta \geq 0 \quad (11)$$

据此, 可以得到门限 T 下的虚警率 $P_{fa} = P(\eta > T|\bar{q}_k) = 1 - \int_0^T f_{\text{SIR}|\bar{q}_k}(\eta|\bar{q}_k) d\eta$.

3.4.3 两天线接收的检测性能 可以在以上推导的基础上分别得到两天线信号的 3 种利用方式的检测率和虚警率。

方式 (a) 中, 两天线分别估计得到的 $\text{SIR}_a^1, \text{SIR}_a^2$ 彼此独立且同分布, 其概率密度函数在接收信号中有、无前导 $q_k(n)$ 情况下分别与 (9), (11) 式相同, 因此检测率 $P_{d,a} = 1 - [\int_0^{T_a} f_{\text{SIR}|q_k}(\eta|q_k) \cdot d\eta]^2$, 虚警率为 $P_{fa,a} = 1 - [\int_0^{T_a} f_{\text{SIR}|\bar{q}_k}(\eta|\bar{q}_k) d\eta]^2$.

方式 (b) 中, 两天线估计的 $\text{SIR}_b^1, \text{SIR}_b^2$ 彼此独立且同分布, 其概率密度函数在接收信号中有、无前导 $q_k(n)$ 情况下分别与 (9), (11) 式相同. 因此用于检测判断的变量概率分布为两 F 分布变量之和的分布。

方式 (c) 中, 用于 SIR 估计的序列为两天线的匹配滤波输出序列模平方之和, 两天线的信号彼此独立, 求和使得 S 和 I 估计值的 χ^2 分布的自由度分别增加到 $4G$ 和 $4W$, 得到 SIR_c 概率密度函数形式与 (9), (11) 式类似:

$$f_{SIR|q_k}(\eta|q_k) = \frac{\sigma_2^2}{G(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)} \cdot \frac{\Gamma(2G + 2W) \cdot (G/W)^{2G} \cdot [\eta\sigma_2^2 / (G\sigma_1^2 + G\sigma_2^2)]^{2G-1}}{\Gamma(2G) \cdot \Gamma(2W) \cdot \{1 + [\eta\sigma_2^2 / (W\sigma_1^2 + W\sigma_2^2)]\}^{2G+2W}}, \quad \eta \geq 0 \quad (12)$$

$$f_{SIR|\bar{q}_k}(\eta|\bar{q}_k) = \frac{1}{G} \cdot \frac{\Gamma(2G + 2W) \cdot (G/W)^{2G} \cdot (\eta/G)^{2G-1}}{\Gamma(2G) \cdot \Gamma(2W) \cdot [1 + (\eta/W)]^{2G+2W}}, \quad \eta \geq 0 \quad (13)$$

方式 (a), 方式 (b) 中两天线分别估计的 SIR 的数学期望和方差为

$$E(SIR_a^1) = E(SIR_a^2) = E(SIR_b^1) = E(SIR_b^2) = \frac{G(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)}{\sigma_2^2} \cdot \frac{2W}{2W - 2}$$

$$D(SIR_a^1) = D(SIR_a^2) = D(SIR_b^1) = D(SIR_b^2) = \left[\frac{G(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)}{\sigma_2^2} \right]^2 \cdot \frac{2(2W)^2(2G + 2W - 2)}{2G(2W - 2)^2(2W - 4)} \quad (14)$$

而方式 (c) 中两天线合并后估计的 SIR_c 的数学期望和方差为

$$E(SIR_c) = \frac{G(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)}{\sigma_2^2} \cdot \frac{4W}{4W - 2}$$

$$D(SIR_c) = \left[\frac{G(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)}{\sigma_2^2} \right]^2 \cdot \frac{2(4W)^2(4G + 4W - 2)}{4G(4W - 2)^2(4W - 4)} \quad (15)$$

在 $W \gg G > 1$ 条件下 (通常都可以满足), 可以近似得到两天线分别估计和合并估计得到的 SIR 的均值和方差, 以及它们之间的关系如下:

$$E(SIR_a^1) = E(SIR_c) = G(1 + \sigma_1^2/\sigma_2^2), \quad D(SIR_a^1) = 2D(SIR_c) = G(1 + \sigma_1^2/\sigma_2^2)^2 \quad (16)$$

其中 $\sigma_1^2/\sigma_2^2 = (1/G)/[N_0/(2N)] = 2N/(GN_0)$. 与两天线分别估计 (方式 (a), 方式 (b)) 相比, 两天线合并后估计 (方式 (c)) 的 SIR 的数学期望相同而方差减半, 可以预期将具有较好的检测性能.

3.5 匹配滤波的快速算法

为估计 SIR 进行的复数匹配滤波, 共需 mNM 次复数乘法, 计算量较大. 对 (4) 式的两边作 DFT, 得到

$$\text{DFT}(y_k(n)) = \text{DFT}(r(n)) \cdot \text{DFT}(q_k^*(mN - n)) = \text{DFT}(r(n)) \cdot [\text{DFT}(q_k(n))]^* \quad (17)$$

因此, 匹配滤波可以采用 FFT/IFFT 方法快速实现.

4 仿真与讨论

对于前导检测的性能仿真, 我们在只有一个用户的情况下进行^[7]. 为了实用, 仿真针对 AWGN 和 case 3^[8] 两种无线传播信道条件. case 3 是一种 4 径衰落信道, 每径均为典型多普勒谱, 延迟扩展为 781ns, 对于 WCDMA 系统 3.84Mcps 的码片速率相当于 3 码片, 移动速度为 120km/h. SIR 估计中搜索的峰值数 G 设为 4, 与 case3 路径数相同. 在 WCDMA 系统中, 当小区半径为 10km, 传播延迟约为 66.7ms(256 码片), 则最大传播延迟 λ_{MAX} 为 259 码片. 仿真主要参数见表 1. 应当指出, 仿真并不满足性能分析中的假设条件.

表 1 仿真参数

信道传播条件	AWGN, case 3 衰落
载频	2GHz
码片速率	3.84Mcps
脉冲成形滤波器	根升余弦, 滚降系数 $\alpha = 0.22$
天线分集数	2
采样率	$2 \times 3.84\text{MHz}$
最大传播延迟	259 码片
虚警率	10^{-3}

图 3 给出了 AWGN 信道条件下 3 种方式的检测性能。按照惯例, 作图时用 $1 - P_d$ 代替 P_d , 使 P_d 随 E_c/N_0 的变化更容易看清楚^[9-13]。可以看出, SIR 估计中的方式 (c) 优于方式 (a) 和 (b)。方式 (c) 中, 达到检测概率 $P_d=0.99$ 所需的码片信噪比 E_c/N_0 为 -25.2dB , 比方式 (a) 和 (b) 中达到相同检测概率所需的 E_c/N_0 分别低 1.5dB 和 0.8dB 。对于 $P_d=0.999$, 方式 (c) 所需的 E_c/N_0 比 (a) 和 (b) 各低 1.5dB 和 0.6dB 。图 4 表明, 在 case3 衰落信道条件下, 3 种方式中, 方式 (c) 同样具有最佳的性能。为达到相同的检测概率, 方式 (c) 所要求的 E_c/N_0 比方式 (a) 低 $0.8 \sim 0.9\text{dB}$, 比方式 (b) 低 $0.5 \sim 0.7\text{dB}$ 。这说明, 两天线信号先合并再估计 SIR 的方式能够提高检测概率, 与理论分析得到的结果一致。

表 2 分别列出了方式 (c) 在 AWGN 和 case3 条件下, $P_d=0.99$ 和 $P_d=0.999$ 对应的 E_c/N_0 值, 同时还给出了几家公司在近似条件下对 RACH 的仿真结果^[9-13] 作为比较。可以看出, 方式 (c) 的性能除了在 case3 条件下比 Nokia 差 $0.8 \sim 1.0\text{dB}$ 外, 均优于各公司的结果。

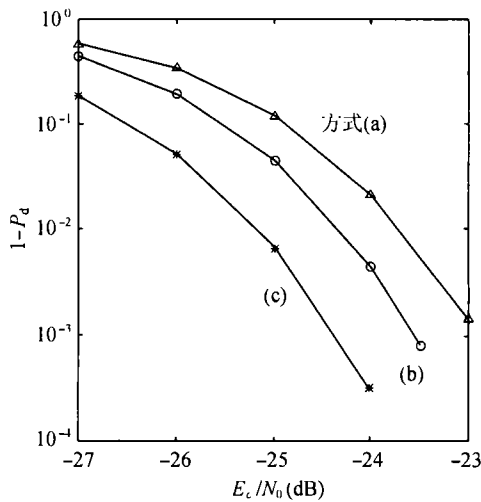


图 3 AWGN 信道, 3 种方式的检测性能

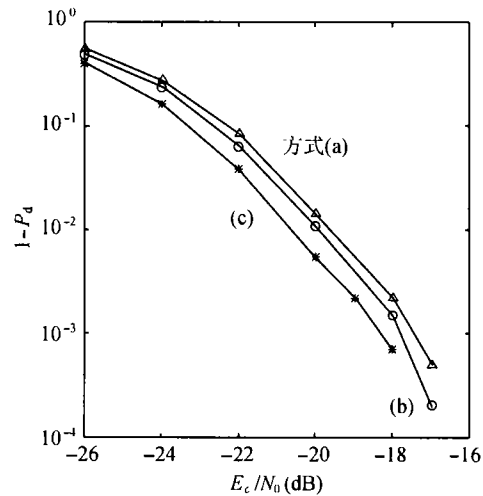


图 4 case3 信道, 3 种方式的检测性能

表 2 AWGN 和 case 3 衰落信道条件, $P_d=0.99$ 和 0.999 所需 $E_c/N_0(\text{dB})$

AWGN	$P_d=0.99$	$P_d=0.999$	case 3	$P_d=0.99$	$P_d=0.999$
方式 (c)	-25.2	-24.4	方式 (c)	-20.6	-18.3
NTT DoCoMo	-24.62	-23.62	Nokia	-21.6	-19.5
Motorola	-24.9	-24.0	Motorola	-19.5	-17.3
Ericsson	-24.77	-24.0	Ericsson	-19.4	-17.3

5 结 论

本文研究了 WCDMA 系统 RACH 和 CPCH 信道中基于 SIR 估计的前导检测, 设计了两天线接收机和 3 种对两天线信号的利用方式。推导了单天线接收、两天线接收 (3 种结构) 的检测率和虚警率表达式, 分析比较了它们的检测性能。仿真的结果表明, 在 AWGN 和 case3 信道条件下, 对两天线进行合并后再估计 SIR 的方式能够提高前导检测的性能。本文中基于 SIR 估计的前导检测、性能分析方法、两天线接收机结构也适用于其他宽带 CDMA 系统。

参 考 文 献

- [1] H. Boujemaa, M. Siala, Optimisation of interference cost generated by random access channel of UMTS FDD system, *Electronics Letters*, 2001, 37(1), 51-52.
- [2] 李严等, IS-95 码分多址系统上行信道接收机捕获单元的设计及 FPGA 实现, *通信学报*, 1998, 19(4), 82-86.
- [3] Y. V. Zakharov, J. F. Adlard, T. C. Tozer, Detection of preamble of random access burst in W-CDMA system, *The 11th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, London, UK, 2000, vol.1, 82-86.
- [4] 3GPP TS25.433, V3.6.0(2001-06). UTRAN Iub interface NBAP signaling.
- [5] 3GPP TS 25.213, V3.5.0(2001-3). Spreading and modulation (FDD).
- [6] J. G. Proakis, *Digital Communication*, 3rd edition, New York, McGraw-Hill, 1995, 238-240.
- [7] 3GPP TR 25.845, V0.0.3(2001-2), FDD RACH and AICH Performance Requirements.
- [8] 3GPP TS 25.104 V4.1.0(2001-6), UTRA (BS) FDD, Radio Transmission and Reception.
- [9] Nokia, RACH simulation results in fading propagation condition and for TTI=20ms (Release 4), TSG RAN Working Group 4 (Radio) Meeting #14, Sofia Antipolis, France, Nov. 2000, 13-17.
- [10] NTT DoCoMo, Simulation result for RACH preamble detection, TSG RAN Working Group 4 (Radio) meeting #15, Boston, MA, USA, January 23-26, 2001.
- [11] Motorola, RACH Preamble Simulation Results (Release4), TSG RAN Working Group 4 (Radio) meeting #15, Boston, MA, USA, January 23-26, 2001.
- [12] Ericsson, RACH Preamble Simulation Results, TSG RAN Working Group 4 (Radio) Meeting, Vienna, Austria, February 19-23, 2001.
- [13] Ericsson, Simulation result for RACH preamble detection, TSG RAN Working Group 4 (Radio) Meeting #17, Gothenburg, Sweden, May 21-25, 2001.

SIR-BASED PREAMBLE DETECTION IN WIDEBAND CDMA SYSTEMS

Ge Xiaohui Huang Aiping Hu Rong

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

Abstract SIR-based preamble detection is investigated under multipath fading condition. Two-antenna receiver is designed for the random access channel and common packet channel in WCDMA uplink. The preamble detection performance is derived and closed-form expressions are given. Three utilization methods of antennas' signals are compared by theoretical analysis and computer simulations.

Key words Preamble detection, CDMA, SIR estimation

葛小慧: 女, 1978 年生, 硕士生, 研究方向: 移动通信.

黄爱苹: 女, 1953 年生, 教授, 研究兴趣: 移动通信、无线宽带接入、信号处理.

胡 荣: 男, 1973 年生, 博士生, 研究方向: 移动通信中的数字接收, 功率控制及多维信号处理.