

WCDMA 反向突发两级相关快速捕获算法¹

刘正军 邹 胖 冉崇森

(解放军信息工程大学通信工程系 郑州 450002)

摘 要: 该文针对 WCDMA 反向随机接入信道前置同步码的多码限时捕获特点, 提出了一种低复杂度的两级相关捕获电路, 给出了快速捕获算法. 该算法对多径信号进行联合处理, 由于利用了多径信息, 分析和数值结果表明该算法在多用户多径衰落环境下能获得比单径衰落时更好的捕获性能.

关键词: WCDMA 反向链路, 码捕获, 检测概率

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)08-1262-07

Twice-Correlate Rapid Acquisition Algorithm for Synchronization of PRACH Preamble in WCDMA Reverse Link

Liu Zheng-jun Zou Xi Ran Chong-sen

(Dept of Communication Eng., Information Engineering Univ., Zhengzhou 450002, China)

Abstract A twice-correlate code-acquisition circuit and a rapid acquisition algorithm are proposed according to the characteristics of multi-code and time-limited acquisition for Physical Random Access Channel (PRACH) preamble part in WCDMA reverse link. Compared with the conventional matched-filter and parallel acquisition methods, this scheme has lower complexity with fast series correlate calculation for multiple codes in the twice-correlate circuit. The proposed acquisition algorithm uses the information of multiple paths to achieve higher detection probability in multi-path fading environments than that in single path fading channel. Performance analysis with theory expressions and numerical results is provided.

Key words WCDMA reverse link, Code acquisition, Detection probability

1 引言

在以突发方式传输数据的 CDMA 系统中, 通常在数据传输之前发送前置同步头用于数据传输的同步建立. 同步头占用了无线资源, 同步捕获电路增加了接收机复杂度, 捕获性能也会影响突发数据的正确接收, 因此以尽可能少的无线和硬件资源实现好的捕获性能对 CDMA 突发数据传输是至关重要的, 扩频突发信号的捕获成为 CDMA 技术研究的关键问题之一^[1-4].

WCDMA 是第三代移动通信的主流方案之一, 其反向链路的物理随机接入信道为突发型的信道, 由前置同步头和消息组成, 前置同步头是由特征码经复加扰生成的码序列. 移动终端在发起接入时是从 16 个或指定的子集中随机挑选一个特征码进行的, 因此基站需要对 16 个或指定的子集中的多个特征码进行捕获. 另外, 对于移动台的一次接入, 前置同步码重复发送次数有限, 若捕获概率低, 将会导致长时间接入失败. 文献 [1] 分析了最大似然捕获算法用于时隙同步头捕获的性能, 文献 [2] 分析了基于匹配滤波器的快速突发捕获算法性能, 文献 [3] 提出的部分并行捕获结构能实现在复杂度和性能之间的折衷, 文献 [4] 给出了最大似然捕获的全数字实现电路, 但它们都没有进一步解决多码限时捕获的问题. 本文针对 WCDMA 反向接入信道多

¹ 2003-04-07 收到, 2003-10-07 改回

码限时捕获的问题, 提出一种两级相关捕获电路结构, 给出了快速捕获算法. 该结构和算法能以较小的复杂度实现较好的捕获性能, 特别适用于 WCDMA 基站系统. 文章第 2 节给出了多码捕获的系统模型, 第 3 节推导了多用户多径衰落信道下判决统计量的概率分布、检测概率、漏检概率以及虚警表达式, 第 4 节给出了数值结果及分析, 最后进行了总结.

2 系统描述

图 1 所示为前置同步头的两级相关捕获电路框图. 基站接收信号经下变频、码波形匹配滤波及 A/D 变换后产生数字基带 I/Q 信号送至捕获电路. 第一级相关电路完成复解扰, 并按 16 个码片的周期进行相干累加. 累加后结果暂存到存储器中, 等待第二级相关累加. 第二级相关电路完成所有待检测特征码的快速串行相关解扩及累加 (如按 8 倍或更高倍的码片速率时钟进行). 第二级相关的结果送到平方器, 然后对平方器输出作非相干累加以提高快衰落下的检测性能, 累加结果经择大与门限判决即可实现对特征码的捕获. 若第一级相关累加电路中相关器个数为 N_p , 特征码到达时间的不确定性区间为 N_w 个码相位, 则该系统总共需处理 N_w/N_p 次才能完成对所有相位点的检测.

考虑同时只有一个移动用户在发送某个特征码的情形, 用假设检验 H_1 表示该用户发射的特征码到达基站的相位区间, H_0 表示非该用户特征码到达的相位区间及其它 15 个特征码的全部相位区间. 定义两类虚警: 一类是被发送的特征码在错误的相位发生的虚警 (称为 P_{F_0}), 另一类是其它没有被发送的 15 个特征码发生的虚警 (称为 P_{F_1}). 第一类虚警和正确检测的结果一样, 使基站向移动用户发送成功的捕获指示信道 (AICH)^[5]. 第二类虚警导致基站发送错误的捕获指示信号, 这与漏检的后果相同, 将导致移动用户无法收到正确的捕获指示. 定义 P_D 为检测概率 (表示 H_1 中检测到某相关值最大且超过门限的概率), P_M 为漏检概率 (表示没有任何相关值超过门限的概率). 于是有

$$P_D + P_M + P_{F_0} + P_{F_1} = 1 \tag{1}$$

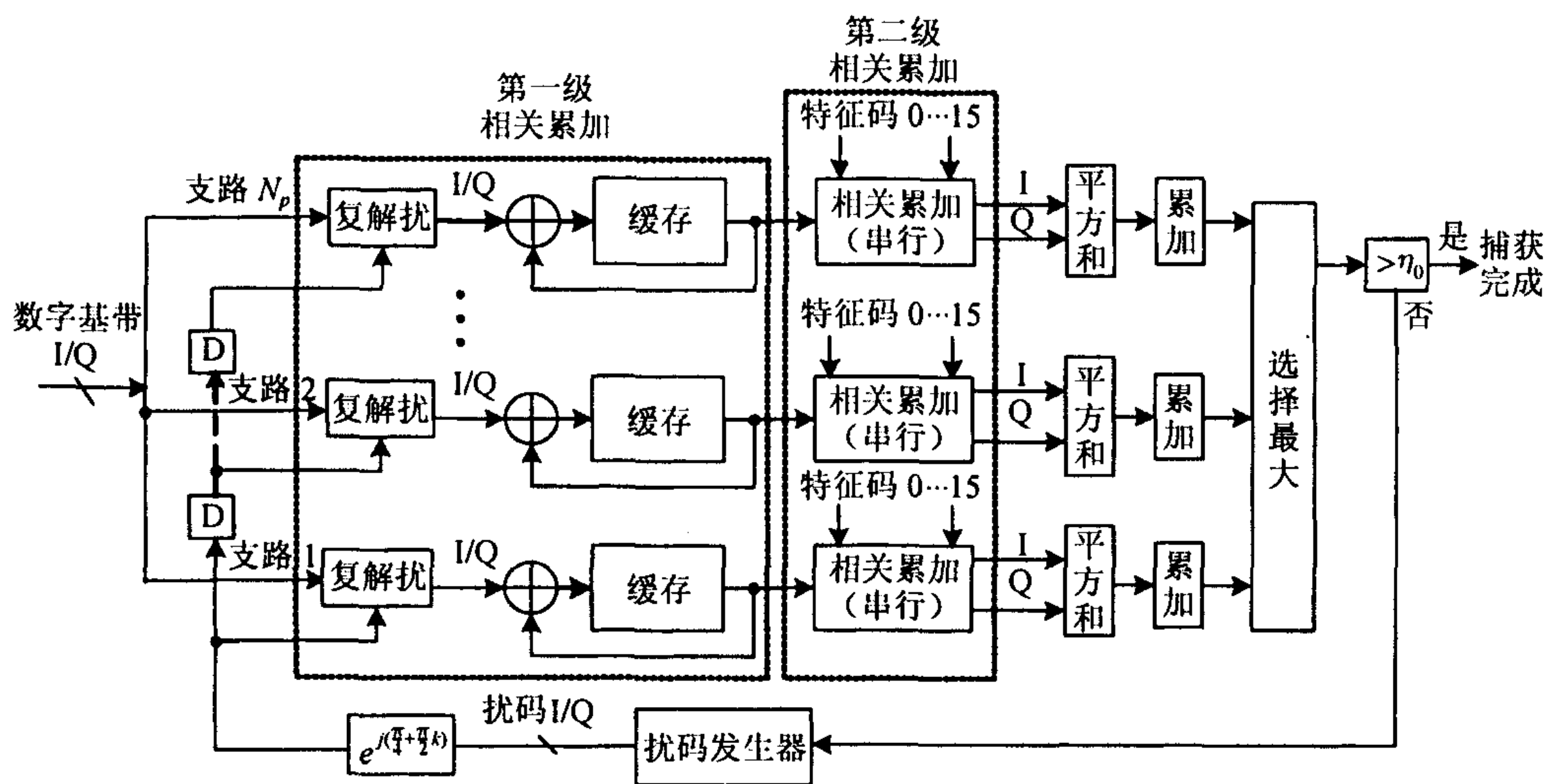


图 1 两级相关快速捕获电路框图

3 检测性能

3.1 判决统计量

反向随机接入前置同步头为某移动用户 (设为用户 0) 发送的 QPSK 扩频调制信号:

$$s_0 = \sqrt{E_{c,0}} \cos(2\pi f_c t) \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_{\text{pre},I,m}^{(0)} h(t - mT_c) + \sqrt{E_{c,0}} \sin(2\pi f_c t) \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_{\text{pre},Q,m}^{(0)} h(t - mT_c) \quad (2)$$

式中 $E_{c,0}$ 表示码片能量, $c_{\text{pre}}^{(0)}$ 表示用户 0 发送的同步码, $h(t)$ 表示码片波形函数, f_c 为载波频率, T_c 为码片周期. 设小区中有 N_u 个正在通信的用户, 它们采用的是非平衡 QPSK 扩频调制^[5]. 考虑无线信道为多径衰落情形时基站接收信号为

$$\begin{aligned} r(t) = & \sqrt{E_{c,0}} \sum_{k=1}^{q_0} \alpha_{k,0} \cos(2\pi f_c t + \varphi_{k,0}) \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_{\text{pre},I,m}^{(0)} h(t - mT_c - \tau_{k,0}) \\ & + \sqrt{E_{c,0}} \sum_{k=1}^{q_0} \alpha_{k,0} \sin(2\pi f_c t + \varphi_{k,0}) \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_{\text{pre},Q,m}^{(0)} h(t - mT_c - \tau_{k,0}) \\ & + \sum_{i=1}^{N_u} \sqrt{E_{c,i}} \sum_{k=1}^{q_i} \alpha_{k,i} \cos(2\pi f_c t + \varphi_{k,i}) \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_{I,m}^{(i)} c_{I,m}^{(i)} h(t - mT_c - \tau_{k,i}) \\ & + \sum_{i=1}^{N_u} \sqrt{E_{c,i}} \sum_{k=1}^{q_i} \alpha_{k,i} \sin(2\pi f_c t + \varphi_{k,i}) \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_{Q,m}^{(i)} c_{Q,m}^{(i)} h(t - mT_c - \tau_{k,i}) \\ & + n_I(t) \cos(2\pi f_c t) - n_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $n_I(t)$ 和 $n_Q(t)$ 为高斯背景噪声, 双边谱密度均设为 N_0 . x 表示用户数据, q_i 为用户 i 的路径数, $\alpha_{k,i}$ 为 i 用户 k 径信号的幅度衰落因子, 服从瑞利分布. $\varphi_{k,i}$ 和 $\tau_{k,i}$ 表示相移和时延. 接收信号经前面所述的变换后得到数字基带 I/Q 信号, 进入捕获电路. 当捕获电路本地码与用户 0 第 k 径信号定时偏差为 $\tau'_{k,0}$ 时的复相关解扩结果为,

$$y_{I,n} = \alpha_{k,0} \sqrt{E_{c,0}} R(\tau'_{k,0}) \cos \varphi_{k,0} + n_{I,n} \quad (4)$$

$$y_{Q,n} = \alpha_{k,0} \sqrt{E_{c,0}} R(\tau'_{k,0}) \sin \varphi_{k,0} + n_{Q,n} \quad (5)$$

式中 $R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \cos(2\pi f\tau) df$ ($H(f)$ 表示 $h(t)$ 的傅里叶变换), $n_{I,n}, n_{Q,n}$ 为均值为零的干扰噪声分量. 在快速功率控制下, 设到达基站的其它各个用户的平均功率满足 $\sum_{i=1}^{q_i} E[\alpha_{i,i}^2] = 1$, 且忽略码片间干扰和多径干扰的影响, 容易导出高斯近似下的干扰噪声方差:

$$E(n_{I,n})^2 = E(n_{Q,n})^2 = I_0/2 = \left[\sum_{i=1}^{N_u} E_{c,i} + N_0 \right] / 2 \quad (6)$$

设第一级相关中相干累加次数为 L_1 , 第二级相关累加的周期为 N 个码片, 则平方器输入信号为

$$Y_I = L_1 N \alpha_{k,0} \sqrt{E_{c,j}} R(\tau'_{k,0}) \cos \varphi_{k,0} + n_I \quad (7)$$

$$Y_Q = L_1 N \alpha_{k,0} \sqrt{E_{c,j}} R(\tau'_{k,0}) \sin \varphi_{k,0} + n_Q \quad (8)$$

n_I 与 n_Q 为平稳高斯随机过程的 $L_1 N$ 个独立样本之和, 于是

$$\sigma_n^2 = E[n_I^2] = E[n_Q^2] = L_1 N I_0 / 2 \quad (9)$$

设平方器输出后的非相干累加次数为 L_2 , 则可获得归一化判决统计量:

$$\eta = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{L_2} (Y_I^2 + Y_Q^2) = \sum_{l=1}^{L_2} \left[\frac{L_1 N \sqrt{E_{c,0}} \alpha_{k,0,l} R(\tau'_{k,0,l}) \cos \varphi_{k,0,l}}{\sigma_n} + \frac{n_{I,l}}{\sigma_n} \right]^2 + \sum_{l=1}^{L_2} \left[\frac{L_1 N \sqrt{E_{c,0}} \alpha_{k,0,l} R(\tau'_{k,0,l}) \sin \varphi_{k,0,l}}{\sigma_n} + \frac{n_{Q,l}}{\sigma_n} \right]^2 \quad (10)$$

3.2 判决统计量的统计特性

当相关值落在 H_0 时 η 中只剩下干扰噪声项, η 服从自由度 $2L_2$ 的中心 χ^2 分布, 概率密度函数为

$$f_\eta(\eta|H_0) = \frac{1}{(L_2 - 1)! 2^{L_2}} \eta^{L_2-1} \exp(-\eta/2) \quad (11)$$

当相关值落在 H_1 时, 判决变量由信号项和干扰噪声项组成, 在给定 $\alpha_{k,0,l}$, $\tau'_{k,0,l}$ 和 $\varphi_{k,0,l}$ ($l = 1, 2, \dots, L_2$) 时的条件概率密度函数为

$$f_{\eta_k}(\eta_k|H_1, \lambda) = \frac{1}{2} \left[\frac{\eta_k}{\lambda} \right]^{\frac{L_2-1}{2}} \exp \left[-\frac{\lambda + \eta_k}{2} \right] I_{L_2-1}(\sqrt{\lambda \eta_k}) \quad (12)$$

式中 $I_n(\cdot)$ 表示第一类 n 阶修正贝塞尔函数, λ 为非中心参量:

$$\lambda = \frac{L_1 N^2 E_{c,0}}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{L_2} \alpha_{k,0,l}^2 R^2(\tau'_{k,0,l}) \quad (13)$$

设定偏置 $\tau'_{k,0,l}$ 不随 l 而变化, 信号包络 $\alpha_{k,0,l}$ 考虑两种衰落速率: 累加时间 LNT_c 远小于信道相干时间的情形为慢衰落, 累加时间 LNT_c 远大于信道相干时间的情形为快衰落.

慢衰落下可获得 λ 的条件概率密度函数为

$$f_\lambda(\lambda|\tau'_{k,0}) = \frac{1}{L_2 \gamma \sigma_\alpha^2} \exp \left[-\frac{\lambda}{L_2 \gamma \sigma_\alpha^2} \right] \quad (14)$$

式中 $\gamma = [L_1 N^2 E_{c,0} R^2(\tau'_{k,0})] / \sigma_n^2$, $\sigma_\alpha^2 = E(\alpha_{k,0}^2)$. 快衰落下, 设 $\alpha_{k,0,1}, \alpha_{k,0,2}, \dots, \alpha_{k,0,L_2}$ 为独立同分布的随机变量, 则 λ 的条件概率密度函数为

$$f_\lambda(\lambda|\tau'_{k,0}) = \frac{1}{\gamma} \frac{(\lambda/\gamma)^{L_2-1}}{(L_2-1)! (\sigma_\alpha^2)^{L_2}} \exp \left[-\frac{\lambda}{\gamma \sigma_\alpha^2} \right] \quad (15)$$

于是获得瑞利衰落下判决变量的概率密度函数:

$$f_{\eta_k}(\eta_k|H_1) = \int_0^\infty \frac{1}{2} \left[\frac{\eta_k}{\lambda} \right]^{\frac{L_2-1}{2}} \exp \left[-\frac{\lambda + \eta_k}{2} \right] I_{L_2-1}(\sqrt{\lambda \eta_k}) f_\lambda(\lambda) d\lambda \quad (16)$$

当基站本地码为不同于发送特征码的其它 15 个特征码时, 按照上述过程容易导出判决统计量及其概率分布, 当 $N_u \gg 1$ 时概率分布可近似用式 (11) 表示.

3.3 检测、漏检及虚警概率

设搜索窗中 H_1 的相位数为 P , H_0 的相位数为 $(16N_w - P)$, 且 H_0 中不同相位的判决统计量相互独立^[1], 则 k 径信号所在 H_1 相位区间输出的检测变量最大且超过门限 η_0 的概率为

$$P_{D,k} = \int_{\eta_0}^{\infty} \left[\int_0^{\eta_k} f_{\eta}(\eta|H_0) d\eta \right]^{16N_w - P} \times \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^P \left[\int_0^{\eta_k} f_{\eta_j}(\eta_j|H_1) d\eta_j \right] f_{\eta_k}(\eta_k|H_1) d\eta_k \quad (17)$$

于是多径情形下总的检测概率为

$$P_D = \sum_{k=1}^P P_{D,k} \quad (18)$$

漏检概率为

$$P_M = \left[\int_0^{\eta_0} f_{\eta}(\eta|H_0) d\eta \right]^{16N_w - P} \times \prod_{j=1}^P \left[\int_0^{\eta_0} f_{\eta_j}(\eta_j|H_1) d\eta_j \right] \quad (19)$$

虚警概率为

$$\left. \begin{aligned} P_{F_0} &= \frac{N_w - P}{16N_w - P} (1 - P_D - P_M) \\ P_{F_1} &= \frac{15N_w}{16N_w - P} (1 - P_D - P_M) \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

设接入用户 0 的信道为广义平稳非相关散射模型且满足

$$\sum_{l=1}^{q_0} \alpha_l^2 = 1 \quad (21)$$

若假定最大径的功率在区间 $(1/q_0, 1)$ 内均匀分布, 则可获得多径衰落模型下的检测概率:

$$P_D = \int_{\eta_0}^{\infty} \left[\int_0^{\eta_k} f_{\eta}(\eta|H_0) d\eta \right]^{16N_w - P} \times f_{\eta_k}(\eta_k|H_1) d\eta_k \quad (22)$$

其中

$$f_{\eta_k}(\eta_k|H_1) = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \left[\frac{\eta_k}{\lambda} \right]^{\frac{L_2-1}{2}} \exp \left[-\frac{\lambda + \eta_k}{2} \right] I_{L_2-1}(\sqrt{\lambda \eta_k}) f_{\lambda}(\lambda) d\lambda \quad (23)$$

$$f_{\lambda}(\lambda) = \begin{cases} \frac{q_0}{(q_0 - 1) \text{snr}}, & \frac{1}{q_0} \text{snr} \leq \lambda \leq \text{snr} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (24)$$

$$\text{snr} = \frac{L_1 N^2 E_{c,0} R^2(\tau'_{k,0,l})}{\sigma_n^2} \quad (25)$$

4 数值结果分析

AWGN 无衰落环境下, 设时延的不确定性区间为 20 个码片, 归一化门限设取 $\eta_0 = 7$, 即为噪声功率的 3.5 倍 (通常取 3 倍左右的噪声功率值为门限^[2]), 不考虑定时误差的影响, 获得检测概率数值曲线如图 2 所示. 图中标示框中 $a \times b$ 的含义为: a 表示相干累加长度 $L_1 N$, b

表示非相干累加次数 L_2 。从图 2 可以看出, 在 AWGN 无衰落环境下相干累加性能优于非相干累加, 2 次非相干累加比相干累加损失约 1dB 的性能, 4 次非相干累加的性能损失接近 2 dB。

图 3 所示为单径瑞利衰落环境下 (不考虑定时误差影响, 给定 $\sigma_\alpha^2 = E(\alpha_{k,0}^2) = 1$) 的检测概率曲线。比较图 2, 图 3 可见, 瑞利衰落导致性能明显下降, 当相关累加长度为 1024 时衰落较无衰落带来超过 6dB 的性能损失。另外慢衰落下相干累加比非相干累加性能要好, 4 次相干累加比非相干累加获得约 2 dB 的性能改善。

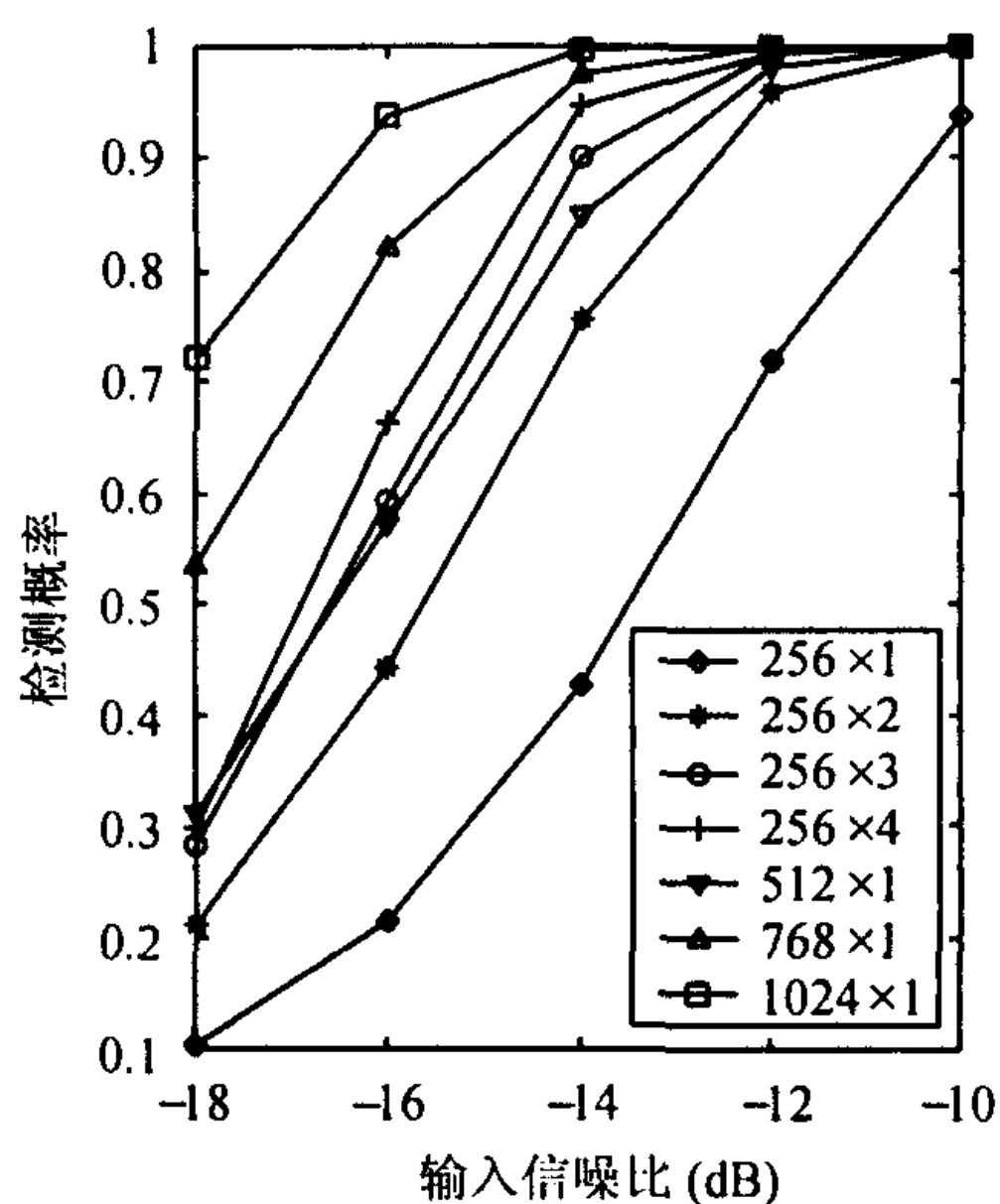


图 2 AWGN 无衰落环境下检测性能

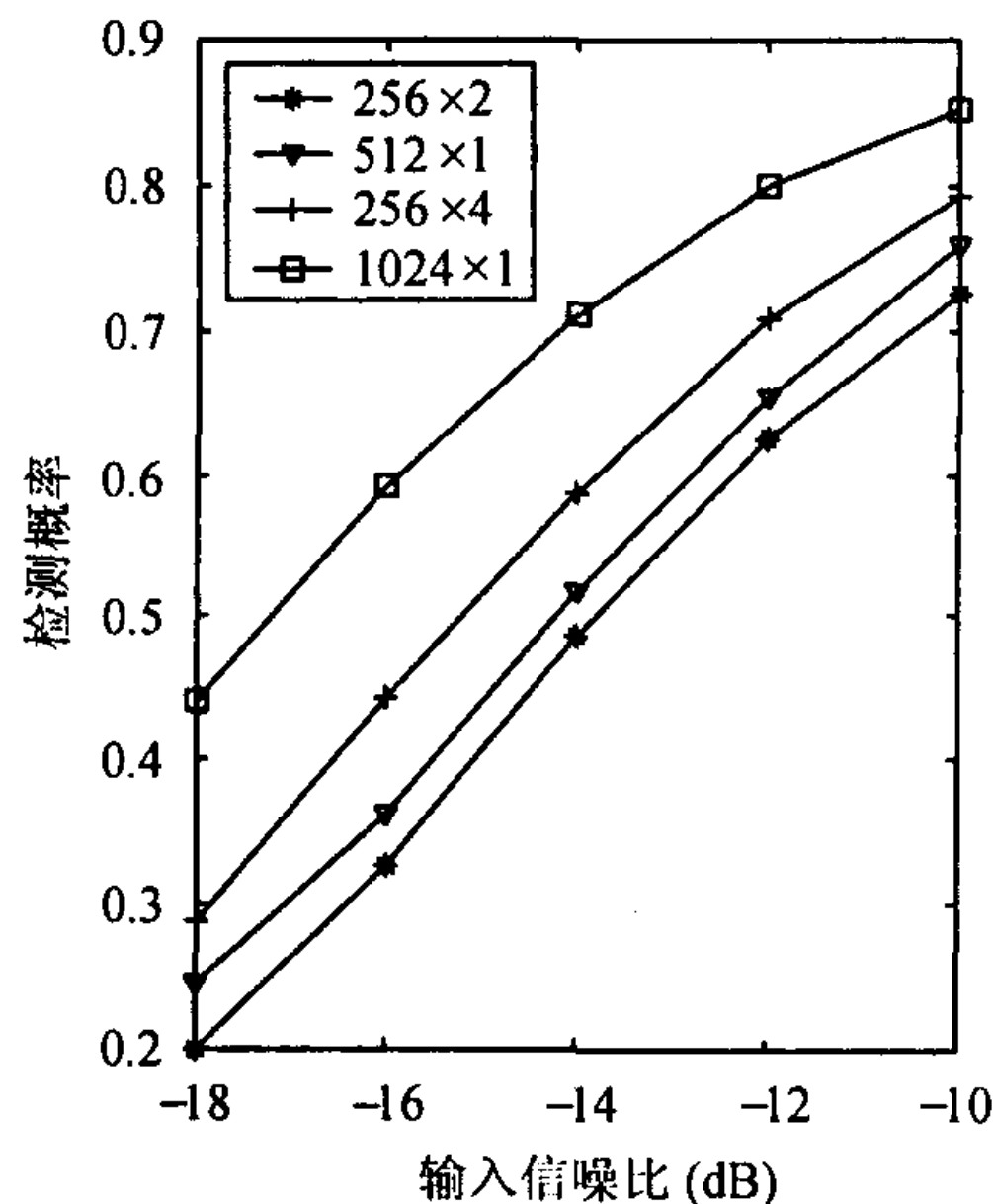


图 3 单径瑞利衰落下的检测性能

图 4 所示为多径瑞利衰落环境下, 路径数为 4, 信道在 1024 个码片内慢变 (考虑最大 Doppler 频移为 500Hz), 相关长度分别取 1024、2048、4096 时 (对应的捕获电路并行相关器个数分别为 $N_w/4$, $N_w/2$, N_w) 的一次接入成功的概率。可见, 当并行度达到 N_w 时 -20 dB 输入信噪比仍能获得 0.8 以上的一次接入成功的概率。

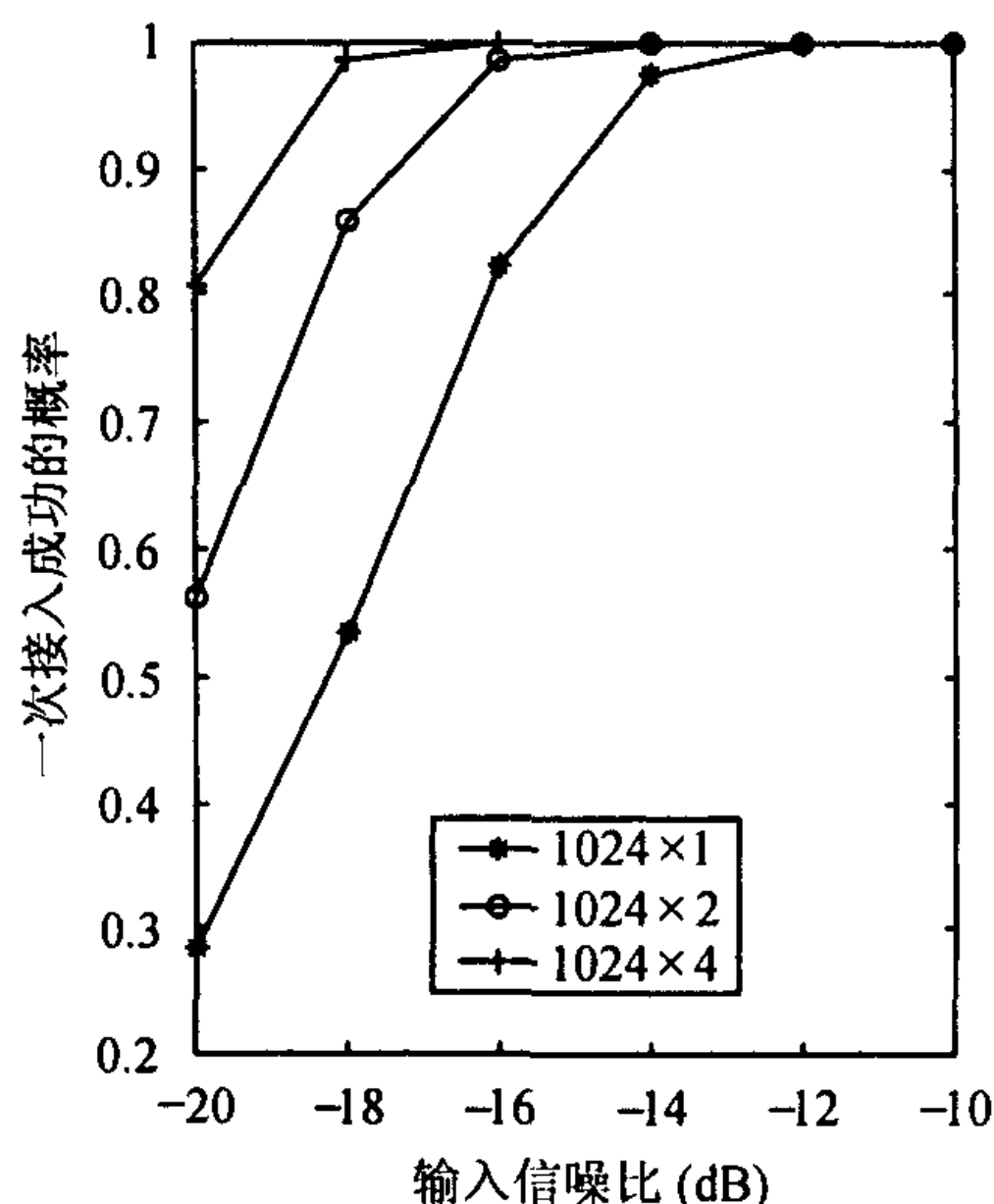


图 4 多径瑞利信道模型下捕获性能

5 结束语

本文提出了一种灵活的两级相关捕获电路结构, 给出了快速捕获算法及性能。该捕获电路通过快速串行相关处理使复杂度大大减小, 从而可通过提高相关检测并行度来提高一次接入成

功的概率,减小平均接入时间。文章分析了捕获算法在多用户多径衰落环境下的性能,给出了数值结果,表明该算法在多径衰落环境下能获得满意的捕获性能。本文提出的捕获结构及算法已在 WCDMA 基站系统的工程实现中得到了验证。

参 考 文 献

- [1] Hyung-Rae Park, Bub-Joo Kang. On the performance of a maximum-likelihood code-acquisition technique for preamble search in a CDMA reverse link. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1998, 47(1): 65-74.
- [2] Krzymien W A, Jalali A, Mermelstein P. Rapid acquisition algorithms for synchronization of bursty transmissions in CDMA microcellular and personal wireless systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1996, 14(3): 570-579.
- [3] Zhuang Weihua. Noncoherent hybrid parallel PN code acquisition for CDMA mobile communications. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1996, 45(4): 643-656.
- [4] De Gaudenzi R, Giannetti F, Luise M. Signal recognition and signature code acquisition in CDMA mobile packet communications. *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, 1998, 47(1): 196-208.
- [5] 3GTS25.213, 3GPP DOCUMENT, MAR. 2000.

刘正军: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为移动通信信号处理技术.

邹 肿: 男, 1973 年生, 博士生, 研究方向为移动通信信号处理技术.

冉崇森: 男, 1939 年生, 博士生导师, 研究方向为无线局域网和移动通信系统.