

基于峰值过滤的 SC-FDMA 系统的测距检测方法

王亮^① 李明齐^① 卜智勇^②

^①(中国科学院上海微系统与信息技术研究所 上海 200050)

^②(上海瀚讯无线技术有限公司 上海 201112)

摘要: 该文针对单载波频分复用多址系统,设计了一种基于频域集中式载波分配和时域循环移位的测距信号时频结构,并提出基于峰值过滤概念的自适应门限算法来估计干扰和噪声能量项,用于测距信号的检测。理论分析和仿真结果表明,当测距信号采用不同的根序列和不同的循环移位长度时,该文提出的方法和传统的相关值能量集平均方法相比,在 99% 概率的成功检测下,信号与干扰噪声能量比需求降低了 0.5~1 dB,同时虚警概率也得到了控制。

关键词: 单载波频分多址; 测距; 循环移位; 峰值过滤

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)09-2199-06

An Initial Ranging Detection Algorithm Based on Peak-Filtering in SC-FDMA System

Wang Liang^① Li Ming-qi^① Bu Zhi-yong^②

^①(ShangHai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China)

^②(Jushri Technologies Inc, Shanghai 201112, China)

Abstract: In this paper, based on localized subcarrier allocation in frequency domain and cyclic-shift allocation in time domain, a kind of ranging time and frequency structure for SC-FDMA system is designed, and adaptive detection threshold's computing method based on concept of peak-filtering to estimate interference and noise power is proposed for the detection of ranging signal. Theoretical analysis and simulation results show that, while ranging signals adopt different ranging code and different cyclic-shift, SINR requirements of 99% successful detection get reduce by 0.5~1 dB compared with traditional method adopting ensemble average correlation power, and the probabilities of false alarm get controlled in the meantime.

Key words: SC-FDMA; Ranging; Cyclic-shift; Peak filtering

1 引言

最近,第三代移动通信长期演进计划 3GPP LTE^[1]确定采纳单载波频分复用多址技术(SC-FDMA)作为上行链路的传输方案。与已经应用在诸如 802.16e、802.22 等通信标准的 OFDMA 技术相比较,SC-FDMA 保持了 OFDMA 的资源分配灵活性,但具有类似单载波信号的低峰均比特点,这使其非常适合于基于移动终端的无线通信上行链路传输。在蜂窝通信系统中,小区内远近效应的影响导致不同用户信号到达基站的时刻和上行信号接收时刻不匹配,为了解决这个问题,基于竞争机制的测距被引入作为上行链路传输的一部分。基站端首先通过测距检测,将检测到的接入用户需要调整的定时信息和发送功率信息通过下行广播的方式发送,用户端在接收到调整信息后补偿和基站之间的往返

传输时延,并调整发送功率。

在基于正交频分复用多址技术(OFDMA)的系统中,测距信号的时频结构在频域上有分布式载波分配和集中式载波分配两种方式,例如 802.16e 采用分布式载波分配的 PN 序列作为接入序列。基于这种结构陆续有一些测距检测算法^[2-5]被提出,其中文献[2-4]针对 802.16e 的测距信号的多用户检测分别提出频域相关、时域相关和频域差分相关的方法,这些算法都受到多用户测距信号的干扰以及信道选择性的影响。分布式载波分配能够充分利用频率分集带来的增益,其缺点是自相关峰值有严重的旁瓣泄漏^[6],尤其在多径衰落信道中,这种旁瓣泄漏现象不利于精确的上行定时同步,而且分布式载波分配的测距信号往往具有较高的峰均比。针对分布式载波分配带来的定时不精确问题,以及对上行信号严格的峰均比要求,文献[7]提出一种基于 Zadoff-Chu 序列和集中式载波分配方式的测距信道结构。考虑到一般情况下小区的最大往返传输时延

不超过 OFDM 符号长度, 并利用该序列的周期零自相关性质, 可以在时域上通过对 OFDM 符号循环移位以构造出更多的测距信号, 这种循环移位设计已被 3GPP LTE 采纳作为上行物理随机接入信道 (PRACH) 的基本结构。本文设计了一种基于集中式载波分配的测距信号时频结构, 接收端在多天等增益合并接收方式下, 采用降采样的频域相关检测算法。对于测距用户的自相关能量计算, 本文基于参考文献[7,8]利用多天等增益合并接收方式下噪声功率呈卡方分布的特性, 提出峰值过滤的概念来估计互相关干扰和噪声能量项, 以构成检测度量。

本文安排如下: 第 2 节给出测距的发射接收系统模型; 第 3 节给出基于频域相关的测距信号检测算法; 第 4 节提出基于峰值过滤的干扰和噪声能量项估计, 并给出相对应的测距检测流程; 第 5 节为仿真结果和分析; 最后为结束语。

2 测距发射接收系统模型

2.1 测距信号生成

在单载波频分多址系统中, 为了和上行数据信号具有相匹配的峰均比, 测距的根序列采用具有恒幅、零自相关性质的 Zadoff-Chu 序列^[1,9]。设序列长度为 N_{ZC} , 则第 p 个序列的生成多项式为

$$g_p(k) = \exp\left[-j\frac{\pi p k(k+1)}{N_{ZC}}\right], \quad k = 0, \dots, N_{ZC} - 1 \quad (1)$$

测距序列 $g_p(k)$ 以集中式子载波分配的方式映射到对应的子载波上。设子载波数量为 N , 起始的子载波位置是 k_0 , 得到 N 点 SC-FDMA 符号。

$$c_p(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{k=N-1} C_p(k) e^{j\frac{2\pi k n}{N}}, \quad n = 0, \dots, N - 1 \quad (2)$$

其中

$$C_p(k) = \begin{cases} g_p(k - k_0), & k = k_0, \dots, k_0 + N_{ZC} - 1 \\ 0, & k = 0, \dots, k_0 - 1; k_0 + N_{ZC}, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (3)$$

通过对 SC-FDMA 符号 $c_p(n)$ 进行循环左移可以构造出不同的测距信号。如图 1 所示, 由一个 SC-FDMA 符号, 通过时域循环移位, 构造出 4 个不同的测距信号。设循环左移的步长为 N_{CS} , 循环前缀的长度为 N_{CP} , 并且 N_{CS} 和 N_{CP} 均大于蜂窝小区内

最大往返传输时延与最大多径时延之和。不失一般性, 假设 SC-FDMA 符号的长度 N 为 N_{CS} 的整数倍, 则基于根序列 $c_p(n)$ 生成的第 d 个 ($d \in [0, \lfloor N/N_{CS} \rfloor - 1]$) 循环移位的 SC-FDMA 符号可表示为

$$c_{p,d}(n) = c_p((n - dN_{CS}) \bmod N), \quad n = 0, \dots, N - 1 \quad (4)$$

其中 mod 为取模运算。

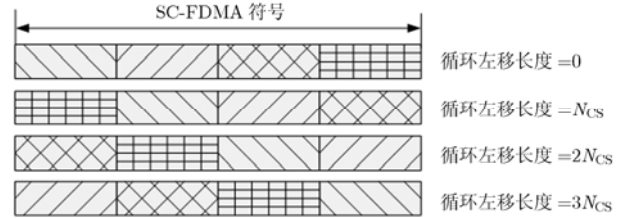


图 1 $N_{CS} = N/4$ 下对 $c_p(n)$ 进行循环左移得到的 4 种 SC-FDMA 符号

最终, 该循环移位后的 SC-FDMA 符号, 重复级联 N_s 次, 再添加循环前缀后, 构成基带时域测距信号

$$x_{p,d}(n) = \{c_{p,d}(N - N_{CP}) \dots c_{p,d}(N - 1); c_{p,d}(0) \dots c_{p,d}(N - 1); \dots; c_{p,d}(0) \dots c_{p,d}(N - 1)\}, \quad n = 0, \dots, N_{CP} + N_s \cdot N - 1 \quad (5)$$

2.2 基带接收信号模型

基站端对测距信号进行 SC-FDMA 符号的观察和截取如图 2 所示, 即将前 N_{CP} 个时间采样样本丢弃, 取后续连续 N 个时间样本作为 SC-FDMA 符号, 得到 N_s 个级联的测距 SC-FDMA 符号。

设一个测距时频结构上的初始接入用户数为 N_u , 其中第 i 个用户随机选择的根序列编号和循环移位编号分别为 p_i 、 d_i , 往返传输时延为 ε_i 个时间样本。第 i 个用户在发射天线和接收天线 m 之间所经历的衰落信道的多径数量为 $L_{i,m}$, 第 l 径的复增益和延时样本数为 $h_{i,m}^{(l)}$ 和 $\tau_{i,m}^{(l)}$, $w_m(n)$ 是零均值、方差为 σ_w^2 的加性复高斯白噪声, 则基站端接收天线 m 下在该测距时间内接收到的信号是高斯噪声和用户测距信号进行信道线性卷积的叠加, 表示为

$$r_m(n) = \sum_{i=1}^{i=N_u} \left\{ x_{p_i, d_i}(n) * \sum_{l=0}^{l=L_{i,m}-1} h_{i,m}^{(l)} \delta(n - \varepsilon_i - \tau_{i,m}^{(l)}) \right\} + w_m(n) \quad (6)$$

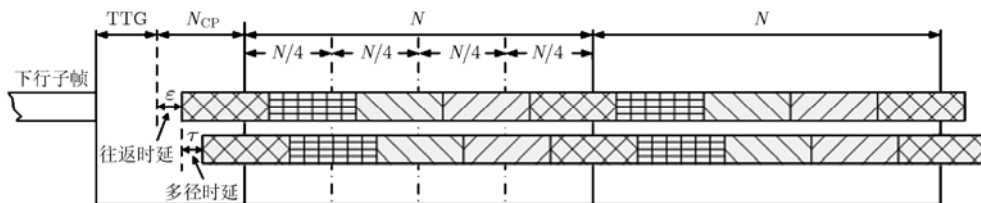


图 2 $N_{CS}=N/4, N_s=2$ 时基站端测距信号的观察窗口示意图

其中“*”表示线性卷积。

假设相邻 SC-FDMA 符号的多径时延不变, 第 s 个 SC-FDMA 符号内的信道复增益表示为 $h_{i,m}^{(l,s)}$, 高斯白噪声表示为 $w_m^{(s)}(n)$ 。由于信道的线性卷积转换成循环卷积, 天线 m 接收的第 s 个测距 SC-FDMA 符号表示为

$$\begin{aligned} y_m^{(s)}(n) &= r_m(N_{\text{CP}} + s \cdot N + n) \\ &= \sum_{i=1}^{i=N_u} \left\{ c_{p_i, d_i}(n) \otimes \sum_{l=0}^{l=L_{i,m}-1} \left\{ h_{i,m}^{(l,s)} \delta(n - \varepsilon_i - \tau_{i,m}^{(l)}) \right\} \right\} \\ &\quad + w_m^{(s)}(n), \\ n &= 0, \dots, N-1, \quad s = 0, \dots, N_s - 1 \end{aligned} \quad (7)$$

其中“ \otimes ”表示循环卷积。

3 基于频域相关的测距信号检测算法

基站端对当前上行子帧分配的所有的频域测距信道、时域测距时隙, 对本地候选集的所有根序列进行检测, 即将接收到的测距 SC-FDMA 符号与一组数量和测距根序列相对应的码相关检测器进行相关处理。

设基站接收机天线数量为 M , 针对根序列 q 进行检测, 将接收天线 m 的 N_s 个测距 SC-FDMA 符号 $y_m^{(s)}(n)$ 叠加合并和本地候选序列 $c_q(n)$ 进行时域循环相关。设 $i \in \Theta$ 的用户采用的测距根序列编号为 q , 根据循环相关定理, 时域相关运算可以等效为频域共轭相乘的 IDFT 变换(如图 3 所示), 即天线 m 对应的相关输出值为

$$\begin{aligned} \text{corr}_m(\alpha) &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{s=1}^{N_s} y_m^{(s)}(n) \right\} c_q^*((n+\alpha) \bmod N) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \sum_{s=1}^{N_s} Y_m^{(s)}(k) \right\} C_q^*(k) e^{j \frac{2\pi k}{N} \alpha} \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $Y_m^{(s)}(k)$, $C_q(k)$ 分别是 $y_m^{(s)}(n)$ 和 $c_q(n)$ 的 DFT 变换。

将接收信号分解为采用根序列 q 的测距信号、未采用根序列 q 的测距信号以及高斯噪声, 采用降采样速率的相关算法^[7], 即将频域共轭相乘的结果返回到时域时采用更小的 IFFT 点数 N' , N' 在 N_{ZC} 和 N 之间。得到:

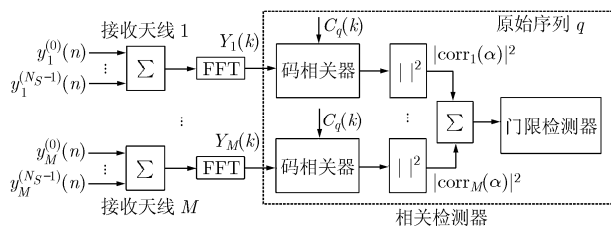


图3 基于测距根序列 $g_q(k)$ 的频域相关检测示意图

$$\begin{aligned} \text{corr}'_m(\alpha) &= \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{k=0}^{N'-1} \sum_{i \in \Theta} \sum_{l=0}^{L_{i,m}-1} \left\{ \sum_{s=1}^{N_s} h_{i,m}^{(l,s)} \right\} \left| C'_q(k) \right|^2 \\ &\quad \cdot e^{j \frac{2\pi k}{N'} \left(\frac{N}{N'} \alpha - d_i N_{\text{CP}} - \varepsilon_i - \tau_{i,m}^{(l)} \right)} + \frac{1}{\sqrt{N'}} \\ &\quad \cdot \sum_{k=0}^{N'-1} \sum_{i=1, i \notin \Theta}^{N_u} \sum_{l=0}^{L_{i,m}-1} \left\{ \sum_{s=1}^{N_s} h_{i,m}^{(l,s)} \right\} C'_{p_i}(k) C_q^{*'}(k) \\ &\quad \cdot e^{j \frac{2\pi k}{N'} \left(\frac{N}{N'} \alpha - d_i N_{\text{CP}} - \varepsilon_i - \tau_{i,m}^{(l)} \right)} + \frac{1}{\sqrt{N'}} \\ &\quad \cdot \sum_{k=0}^{N'-1} \left\{ \sum_{s=1}^{N_s} W_m^{(s)}(k) \right\} C_q^{*'}(k) e^{j \frac{2\pi k}{N'} \alpha} \\ &= \Phi_{m,d} + \Phi_{m,i} + \Phi_{m,n}, \quad \alpha = 0, \dots, N' - 1 \end{aligned} \quad (9)$$

其中

$$C'_q(k) = \begin{cases} g_q(k - k_0), & k = k_0, \dots, k_0 + N_{\text{ZC}} - 1 \\ 0, & k = 0, \dots, k_0 - 1; k_0 + N_{\text{ZC}}, \dots, N' - 1 \end{cases}$$

结果得到 3 项, 第 1 项是自相关项, 设为 $\Phi_{m,d}$, 第 2 项是接收测距信号中其他序列的互相关干扰项, 设为 $\Phi_{m,i}$, 第 3 项是噪声项, 设为 $\Phi_{m,n}$ 。由于 Zadoff-Chu 序列的恒幅性质, 其模平方为 1, 对相关值取模平方操作, 得到相关值能量:

$$\begin{aligned} |\text{corr}'_m(\alpha)|^2 &= |\Phi_{m,d}|^2 + |\Phi_{m,i} + \Phi_{m,n}|^2 + \Phi_{m,d} \Phi_{m,i}^* \\ &\quad + \Phi_{m,d}^* \Phi_{m,i} + \Phi_{m,d} \Phi_{m,n}^* + \Phi_{m,d}^* \Phi_{m,n} \end{aligned} \quad (10)$$

由于往返传输时延和最大多径时延不超过一个循环移位窗口长度, 循环移位编号为 d_i 的自相关峰只出现在第 d_i 个循环移位窗口 $\{d_i N_{\text{CS}} \cdot N'/N, \dots, (d_i + 1)N_{\text{CS}} \cdot N'/N - 1\}$ 内。对于集合 Θ 中的用户 i , 当 $\alpha_{i,m}^{(l)} = N(d_i N_{\text{CS}} + \varepsilon_i + \tau_{i,m}^{(l)})/N$, $|\Phi_{m,d}|^2$ 得到与用户 i 第 l 径相对应的相关峰值能量, 即

$$|\Phi_{m,d}(\alpha_{i,m}^{(l)})|^2 = \frac{N_{\text{ZC}}^2}{N'} \left| \sum_{s=1}^{N_s} h_{i,m}^{(l,s)} \right|^2, \quad l = 0, \dots, L_i - 1 \quad (11)$$

$|\Phi_{m,d}|^2$ 实质上是测距信号每一个多径分支的自相关能量在时域上叠加的结果。 $|\Phi_{m,i}|^2$ 则是互相关用户的干扰能量。因为高斯噪声和测距信号独立, $c_q(n)$ 与 $w(n)$ 的循环相关没有改变其高斯分布性质, 近似认为 $\Phi_{m,n}$ 是零均值、方差为 $\frac{N_{\text{ZC}} N_s}{N'} \sigma_w^2$ 的复高斯过程。

4 基于峰值过滤的自适应门限的测距信号检测算法

本文提出一种新的基于峰值过滤的干扰噪声项计算方法, 原理如下: 相关值中噪声项 $\Phi_{m,n}$ 为高斯分布, 而互相关项 $\Phi_{m,i}$ 是非白的并且其分布取决于不同测距序列间的互相关特性, 所以很难确定干扰和噪声项 $\Phi_{m,i} + \Phi_{m,n}$ 的分布。随着用户数的增加, 干

扰和噪声项中互相关干扰能量的影响增大,由中心极限定理知道,用户数量的增加使得 $\Phi_{m,i} + \Phi_{m,n}$ 逼近高斯分布。

设每个接收天线下的高斯噪声项 $\Phi_{m,n}$ 均服从零均值、方差为 σ^2 的复高斯分布, $\Phi_{m,n}$ 的模平方则服从两个自由度的 χ^2 分布,其超过 η 的概率为 $f(|\Phi_{m,n}|^2 > \eta) = e^{-\eta}$ 。在等增益合并接收下, M 个天线下的噪声项的模平方和 $\sum_{m=1}^M |\Phi_{m,n}|^2$ 则服从 $2M$ 个自由度的 χ^2 分布,设 $\sigma_{in}^2 = \sum_{m=1}^M \sigma_m^2$,其概率分布函数为

$$f(x) = \frac{1}{2^M(M-1)! \sigma^2} \left(\frac{x}{\sigma^2} \right)^{M-1} e^{-x/\sigma^2} \quad (12)$$

在 $\Phi_{m,i} + \Phi_{m,n}$ 近似为复高斯分布的假设下,其在每个接收天线的平均能量为

$$\sigma_{in}^2 = \frac{1}{MN'} \sum_{\alpha=1}^{N'} \sum_{m=1}^M |\Phi_{m,i} + \Phi_{m,n}|^2 \quad (13)$$

则

$$f\left(\sum_{m=1}^M |\Phi_{m,i} + \Phi_{m,n}|^2 > \eta \sigma_{in}^2\right) \approx e^{-\eta} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{\eta^k}{k!} \quad (14)$$

峰值过滤的目的是通过设置过滤门限 $\eta \sigma_{in}^2$,互相关干扰和噪声项大于门限的概率足够小,并利用门限滤除较大的自相关峰值能量,从而减小干扰和噪声门限,以控制互相关虚警概率并同时提高检测概率。基于这种思路,计算所有相关值能量样本在每个接收天线下的平均能量

$$\mu = \frac{1}{MN'} \sum_{\alpha=1}^{N'} \sum_{m=1}^M |\text{corr}'_m(\alpha)|^2 \quad (15)$$

对于干扰和噪声能量项 $\tilde{\sigma}_{in}^2$ 的估计提出两种方法:

方法1 峰值过滤针对所有相关能量,过滤门限为 $\eta_1 \mu$,设相关值能量所有样本中高于 $\eta_1 \mu$ 的样本点属于集合 A ,取低于过滤门限的相关能量的集平均:

$$\tilde{\sigma}_{in}^2 = \text{mean}_{\alpha \notin A} \left(\sum_{m=1}^M |\text{corr}'_m(\alpha)|^2 \right) \quad (16)$$

方法2 峰值过滤只针对每个循环移位窗口中的多径能量窗(示意图见图4),过滤门限为 $\eta_2 \mu$,设所有多径能量窗中高于 $\eta_2 \mu$ 的样本点属于集合 B ,则

$$\tilde{\sigma}_{in}^2 = \text{mean}_{\alpha \notin B} \left(\sum_{m=1}^M |\text{corr}'_m(\alpha)|^2 \right) \quad (17)$$

与本地序列 q 相关的第 d 个循环移位窗口内的相关值能量,检测流程按以下步骤进行:

步骤1 预设多径窗口长度 λ ,其大小和最大多径时延对应的时间样本数有关。考虑自相关峰两

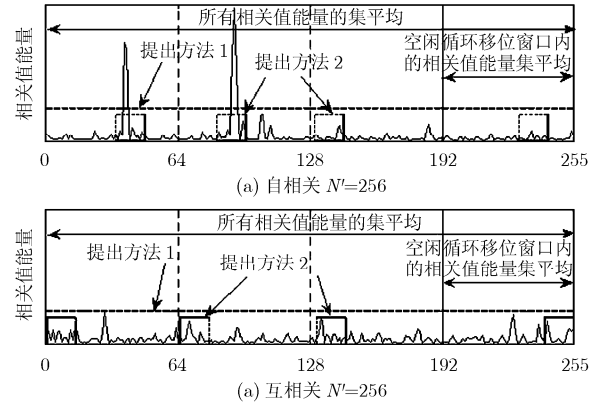


图4 本文提出的峰值过滤方法示意图

边的拖尾,算法中 λ 略大于最大多径时延样本数,但不超过数据CP长度。将窗口内连续的 λ 个相关能量累加,得到本地序列 q 的第 d 个循环移位窗口内的累加相关能量:

$$\text{cum}_{q,d}(\zeta) = \sum_{\alpha=d_i N' N_{CS} / N + \zeta}^{d_i N' N_{CS} / N + \zeta + \lambda - 1} \sum_{m=1}^M |\text{corr}'_m(\alpha)|^2, \quad \zeta = 0, \dots, N_{CS} N' / N - \lambda \quad (18)$$

步骤2 搜索累加相关能量的最大值位置 $\zeta_{\max} = \arg \max(\text{cum}_{q,d}(\zeta))$,则认为 $\{\zeta_{\max}, \dots, \zeta_{\max} + \lambda - 1\}$ 为自相关峰值能量所在的多径能量窗;

步骤3 按照式(17)或式(18)两种峰值过滤方法实时估计干扰噪声能量项 $\tilde{\sigma}_{in}^2$,在步骤2提到的多径能量窗内,搜索超过 $\tilde{\sigma}_{in}^2$ 的相关值能量样本,得到集合 Ψ :

$$\Psi = \left\{ \zeta_w \mid \zeta_{\max} \leq \zeta_w \leq \zeta_{\max} + \lambda - 1, \sum_{m=1}^M |\text{corr}'_m(d_i N' N_{CS} / N + \zeta_w)|^2 > \tilde{\sigma}_{in}^2 \right\} \quad (19)$$

步骤4 检测度量为

$$\text{Metric} = \frac{\sum_{\zeta_w \in \Psi} \sum_{m=1}^M |\text{corr}'_m(d_i N_{CP} + \zeta_w)|^2}{\tilde{\sigma}_{in}^2} \quad (20)$$

设置门限权值 ρ ,如果 $\text{Metric} > \rho$,则认为检测到测距信号,并得到该测距信号的测距序列编号为 q 以及循环移位编号 d 。

5 仿真结果和分析

5.1 仿真环境

仿真参数配置如表1所示。在TU-6信道中,最大多径时延 $\sigma_{\max} = 5 \mu\text{s}$,仿真中往返传输时延设置为 Δ 到 $N_{CP} - \lceil F_s \sigma_{\max} \rceil - \Delta - 1$ 之间的随机样本数, Δ 为10%自相关峰值能量的拖尾长度,检测算法中的多径窗口长度 λ 设置为 $\lceil \sigma_{\max} F_s \cdot N' / N \rceil + 1$ 。在

表 1 仿真参数

信道带宽 BW	10 MHz	循环移位步长 N_{CS}	256
采样率 F_s	11.2 MHz	循环移位编号 d	0,1,2,3
FFT 长度 N	1024	循环前缀长度 N_{CP}	256
载频 F_C	700 MHz	接收天线数量 M	2
多径信道模型	TU-6	测距 SC-FDMA	2
	3km/h	符号重复次数 N_s	
Zadoff-Chu	139	降采样的	256
序列长度 N_{ZC}		IFFT 长度 N'	

方法 1 中, η_1 取 9.2 使得高斯噪声下相关能量样本超过过滤门限的概率为 $e^{-\eta_1} \sum_{k=0}^{M-1} (-\eta_1)^k / k! = 0.1\%$ 。在方法 2 中, η_2 取 7.5, 使超过过滤门限的平均样本数和方法 1 相等, 即

$$\lambda N / N_{CP} \cdot e^{-\eta_2} \sum_{k=0}^{M-1} (-\eta_2)^k / k! = N' \cdot e^{-\eta_1} \sum_{k=0}^{M-1} (-\eta_1)^k / k! \quad (21)$$

5.2 仿真结果

图 5 为高斯噪声下不同检测门限值 ρ 对应的虚警概率分布, 由图可以看出取所有相关值能量的集平均作为干扰噪声项的门限值最小, 而取一个空闲循环移位窗口内的相关能量的集均值的门限值最大, 这是因为集平均样本数减少造成估计误差增大的原因。本文提出的方法所需要的门限值仅略大于所有样本相关能量的集平均方法, 这是因为在取相关能量的集平均前, 通过峰值门限方法仅过滤掉极少数很大的相关能量。

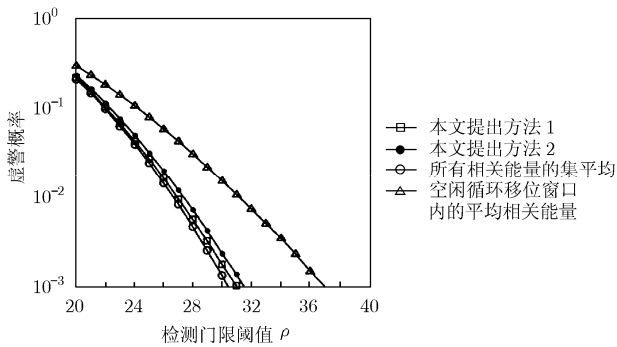


图 5 高斯噪声下不同门限权值的虚警概率

以下仿真基于高斯噪声下虚警概率为 1% 来设置门限值, 信号与干扰噪声能量比 SINR 取信道能量归一化后的检测用户信号能量和干扰用户的测距信号能量与噪声能量之和的比值。图 6 给出 3 个等功率用户下相应的漏检概率, 本文提出的两种峰值过滤方法的检测性能相近, 并且比集平均方法优越。当采用相同根序列的不同循环移位版本时, 检

测性能表现更好: 本文提出方法在采用图 5 虚警概率为 1% 的检测门限时, 两个检测用户采用相同的根序列、不同的循环移位长度时, 信干噪比要求比所有相关能量的集平均方法低 1 dB, 而比空闲循环移位窗口的集平均方法低 0.5 dB。这是由于峰值过滤方法的检测门限阈值足够小, 同时峰值门限过滤掉了较大的自相关峰值能量。图 7 给出了信噪比为 0 dB 下 3 到 15 个等功率接入用户的检测性能, 其中两个检测用户采用相同根序列的不同循环移位版本, 其他 1 到 12 个干扰用户则采用不同的根序列, 在 90% 的成功检测概率下, 峰值过滤方法比集平均方法能够多支持 1~2 个用户。

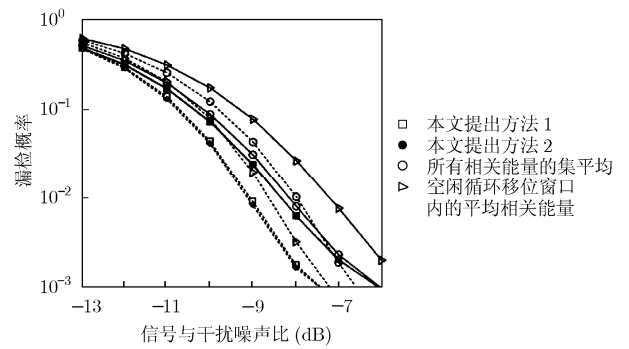


图 6 测距漏检概率

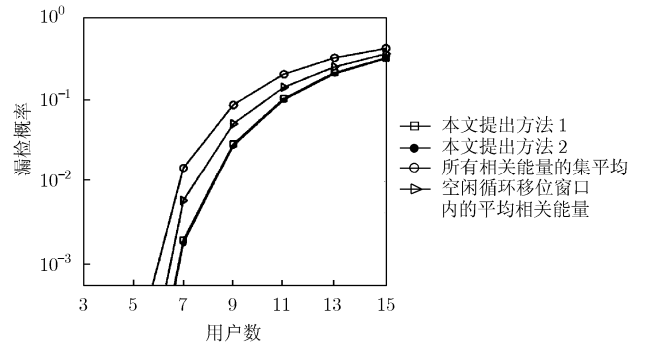


图 7 3 到 15 个测距用户下的测距漏检概率

6 结束语

通过循环移位方法可以在不增加上行开销的基础上提供更多的用户测距资源。在这种设计结构中, 互相关干扰和噪声能量的无偏估计方法是对空闲循环移位窗口内的相关能量取集平均。在样本数增多的情况下, 上述无偏估计方法的检测性能会有所改善, 但也增加了测距开销, 同时减少了可用的循环移位资源。

参考文献

[1] 3GPP TS 36.211. Technical Specification Group Radio

- Access Network. Physical Channels and Modulation (Release 8)[S].2008.
- [2] IEEE 802.16abc-01/24. Comments on OFDMA ranging scheme described in IEEE 802.16ab-01/01r1[S].2001.
- [3] Fu X and Minn H. Initial uplink synchronization and power control(ranging process) for OFDMA systems[C]. IEEE Globecom, 2004, Vol.6: 3999-4003.
- [4] Modlin C S and Muharemovic Tarik. Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access Ranging[P]. US patent, 20070058524, 2007.
- [5] Fu X, Li Y, and Minn H. A new ranging method for OFDMA systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(2): 659-669.
- [6] 3GPP R1-051058. RACH Preamble Design[S]. 2005.
- [7] IEEE 802.16e-04/143r1. Ranging improvement for 802.16e OFDMA PHY[S]. 2004.
- [8] 3GPP R1-063214. Non Synchronized Random Access Design for High Doppler Conditions[S]. 2006.
- [9] Popovic B M and Mauritz O. Random access preambles for evolved UTRA cellular system[C]. *Spread Spectrum Techniques and Applications*, Manaus, Aug. 2006: 488-492.
- 王 亮: 男, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为宽带无线通信的上行接收机处理.
- 李明齐: 男, 1971 年生, 副研究员, 研究领域为下一代宽带移动通信的关键技术.
- 卜智勇: 男, 1970 年生, 研究员, 研究领域为下一代宽带移动通信的关键技术.