

多用户跳时超宽带系统串行码捕获性能分析

赵为春 刘丹谱 乐光新

(北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)

摘 要: 根据超宽带系统多径延迟的特点, 该文给出一种易于实现的超宽带跳时串行捕获方法; 并在此基础上, 着重分析了该系统在多用户环境下的系统捕获性能; 最后通过理论推导和数值仿真分析了用户数量、检测概率、虚警概率、判决门限以及平均捕获时间之间的相互制约关系。从结果中看到, 随着用户数的增加, 检测概率将降低, 而判决门限及虚警概率提高, 串行捕获时间也将从微秒级增加到毫秒级。

关键词: 超宽带, 跳时, 检测概率, 虚警概率, 判决门限, 平均捕获时间

中图分类号: TN92, TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)08-1269-05

The Multiuser Acquisition Performance Analysis with TH UWB System

Zhao Wei-chun Liu Dan-pu Yue Guang-xin

(College of Telecomm. Eng., Beijing Univ. of Posts and Comm., Beijing 100876, China)

Abstract This paper gives a serial acquisition method which can be easily implemented in time hopping ultra-wide band system. Based on this method, the acquisition performance in the multiuser environment is analyzed, and the relationships between the detection probability, false alarm probability, detection threshold and average acquisition time are given. From the theoretical analysis and numerical simulation, it is noted that with the increasing of user number, the detection probability will decrease. By contrary, the false alarm and the detection threshold will increase accordingly, and the acquisition time will also increase from μs to ms .

Key words Ultra-wide band, Time hopping, Detection probability, False alarm, Detection threshold, Average acquisition time

1 引言

近十年来, 超宽带(UWB)通信技术引起了人们的广泛兴趣。特别是 FCC(美联邦通信委员会)2002 年 2 月制定了 UWB 技术规则, 它是 UWB 技术商品化的标志, 所以更加速了世界各国在这一领域的研究。UWB 技术不同于传统的通信技术, 它的特点是: (1) 采用窄脉冲(纳秒级)传递信号, 可把信号展宽到极宽的带宽, 即几赫~几吉赫, 信号功率谱通常淹没在噪声谱以下, 难以被截获, 保密性能好。(2) 传输速率高。它在前 8m 内的网络连接速度是惊人的, 差不多是 IEEE802.11a 的 10 倍。不过随着距离的不断延伸, UWB 的网络连接速度急剧下降。(3) 它区别于传统有载波调制的窄带传输技术, 传输时无载波调制, 因而属于基带传输。它的占空比很低, 发送信号的符号周期与脉冲周期比通常在 100 倍以上, 所以功耗低。(4) UWB 系统具有极高的多径分辨率, 因此可对室内密集的多径进行分离, 所以在接收端通常采用

RAKE 接收机进行分集接收。另外, 它的发、收信机设计简单。基于上述特点, UWB 被认为是解决未来短距离无线高速通信的重要技术之一。

跳时(Time Hopping, TH) UWB 系统是用不同的随机码产生的跳时图案来改变发送信号的脉位, 从而实现多用户通信的。目前发表的许多文章对 UWB 系统在多用户环境下的性能进行了讨论^[1-3], 但都是基于系统已同步基础上分析的。事实上, 接收系统在正确接收前一定要经过同步捕获, 而由于多用户以及多径干扰的存在, 改变了跳时图案的正交性, 增大了信号间干扰, 所以研究多用户对 UWB 系统同步性能的影响是很有必要的。本文只对 UWB 系统的串行(cell by cell)码捕获性能进行分析。

本文是如下组织的: 第 2 节给出了发送信号、信道以及接收信号模型; 第 3 节给出了同步捕获电路的一种实现方法, 并对原理模型进行分析; 第 4 节得到了 UWB Markov 捕获模型的近似平均捕获时间, 并得出虚警和误警概率; 第 5 节得出系统的解析结果及几点结论。

2 系统模型

2.1 发送信号模型

如图1所示,假设系统中同时有 J 个用户工作,则在 $KT_f - (K+1)T_f$ 时间内发送的等效跳时二元 UWB 信号传输模型为 $S_k(t) = \sum_{j=1}^J a_k^{(j)} p(t - KT_f - C_k^{(j)} T_c)$, 其中, T_f 代表发送信号的帧间隔; $a_k^{(j)}$ 代表信号幅度, 本文只讨论二相调制的情况, 所以 $a_k^{(j)} = \pm 1$; $C_k^{(j)}$ 代表在该时刻的跳时码的状态或跳时图案, 每个用户都互不相同, 并且, $C_k^{(j)} T_c < T_f$, T_c 至少大于 T_p ; $p(t)$ 代表调制窄脉冲, 这里假设是高斯波形, 高斯脉冲宽度 T_p , 且 $T_f \gg T_p$, 一般在 10 倍至 100 倍以上。如考虑发送天线的影响, $p(t)$ 会发生畸变。为分析简单, 本文不考虑畸变。

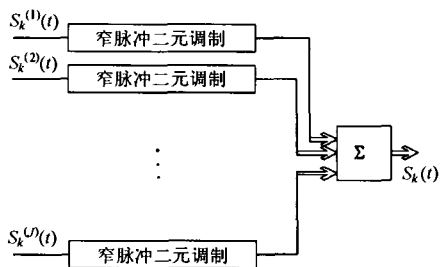


图1 J 个用户, 跳时多址系统模型

2.2 信道模型

其实, UWB 信道是十分复杂的, 目前对其信道的研究还在进行。大体上可以认为: 信号是一簇一簇到达的, 同一簇内到达的时间按均匀分布, 不同簇到达时间是按泊松分布的。从时间统计的观点看, 到达信号的强度按双指数衰减。但不失一般性, 本文采用一种简化模型, 即只考虑多径的影响。那么对第 J 个用户在第 $KT_f - (K+1)T_f$ 时间内的信道模型可表示为 $h_k^{(j)}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_k^{(j,l)} \delta(t - \tau_k^{(j,l)})$, 式中: L 代表信道的多径个数; $\alpha_k^{(j,l)}$, $\tau_k^{(j,l)}$ 分别代表幅度衰减因子和时间延迟。 $\alpha_k^{(j,l)}$ 服从双指数衰减。 $\tau_k^{(j,l)}$ 服从泊松分布。

2.3 接收信号模型

在 AWGN 信道中, 接收信号 $r(t)$ 是发送信号与多径信道传递函数的卷积加上白噪声, 即

$$\begin{aligned} r(t) &= S_k(t) * h_k^{(j)}(t) + n(t) \\ &= \sum_{j=1}^J a_k^{(j)} p(t - KT_f - C_k^{(j)} T_c) * \sum_{l=1}^L \alpha_k^{(j,l)} \delta(t - \tau_k^{(j,l)}) + n(t) \end{aligned}$$

设 $\beta_k^{(j,l)} = a_k^{(j)} \alpha_k^{(j,l)}$, 则 $r(t) = \sum_{j=1}^J \sum_{l=1}^L \beta_k^{(j,l)} p(t - KT_f - C_k^{(j)} T_c - \tau_k^{(j,l)}) + n(t)$, $n(t)$ 是功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。

3 同步串行码捕获电路实现、原理及分析

3.1 捕获电路实现

接收到的信号 $r(t)$ 进入同步电路。如图2所示。经模数变换后, 进入一个并行脉冲匹配滤波器(PMF)池, 每个匹配滤波器的输入相差一个取样间隔, 则匹配滤波器的插指数为窄脉冲经信道延迟扩展的长度除以取样时间 T_s ; 并行匹配滤波器的数目为 T_f/T_s - 匹配滤波器的插指数。为说明上述关系, 我们假设: $T_f = 128\text{ns}$, $T_p = 1\text{ns}$, $T_s = 0.5\text{ns}$, 脉冲延迟扩展宽度为 64ns , 则匹配滤波器的插指数 $= 64/0.5 = 128$, 并行匹配滤波器的数目 $= 128/0.5 - 128 = 128$ 。这样, 匹配滤波器的输出就实现了将多径扩展后的脉冲信号进行分集接收的目的。最后积分并判决, 选择能量输出最大且大于判决门限的一路作为同步支路并进入跟踪状态。否则将本地跳频图案滑动一位, 继续重复上述过程。

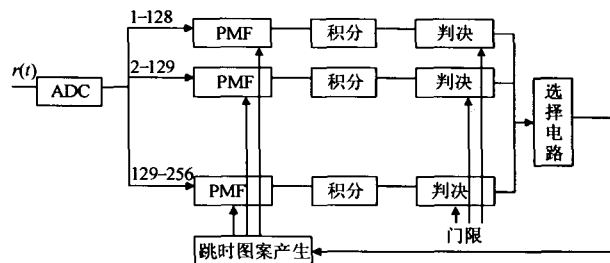


图2 捕获电路实现框图

3.2 原理及分析

由于假设每个样本的取样数足够多, 精度足够高, 所以每个匹配滤波器支路可以用图3所示的模拟电路来近似分析。不失一般性, 假设解调的是第一路信号。同步电路主要完成两个任务: 帧定时和码捕获。帧定时、码捕获的任务是要分别得到本地参考信号的基准时间和跳时图案, 用数学式表达就是获得本地参考信号 $p(t - KT_f - C_m^{(1)} T_c - \tau_m^{(1)})$ 中的 $\tau_m^{(1)}$ 和 $C_m^{(1)}$ 的值。 $\tau_m^{(1)}$ 表示的是参考信号和接收的第一路用户的时间偏移, 它是在 $0 - T_f$ 之间分布的随机变量。所以, 在与判决门限比较之前的信号可写成:

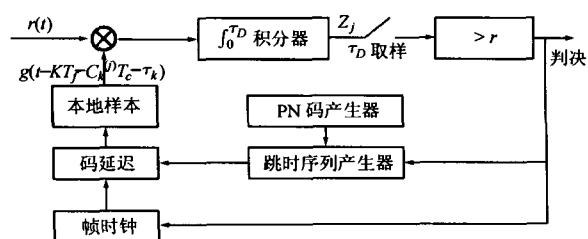


图3 同步串行捕获电路原理框图

$$\begin{aligned}
z_j &= \int_0^D \left(\sum_{j=1}^J \sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(j)} p(t - KT_f - C_k^{(j)} T_c - \tau_l^{(j)}) + n(t) \right) \\
&\quad \times p(t - KT_f - C_m^{(l)} T_c - \tau_m^{(l)}) dt \\
&= \int_0^D \sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(l)} p(t - KT_f - C_k^{(l)} T_c - \tau_l^{(l)}) \\
&\quad \times p(t - KT_f - C_m^{(l)} T_c - \tau_m^{(l)}) dt \\
&\quad + \sum_{j=2}^J \int_0^D \sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(j)} p(t - KT_f - C_k^{(j)} T_c - \tau_l^{(j)}) \\
&\quad \times p(t - KT_f - C_m^{(l)} T_c - \tau_m^{(l)}) dt \\
&\quad + \int_0^D n(t) \times p(t - KT_f - C_m^{(l)} T_c - \tau_m^{(l)}) dt \\
&= g^{(l)}(\tau) + g^{(j)}(\tau') + I
\end{aligned} \quad (1)$$

$g^{(l)}(\tau)$ 代表本地要捕获的用户信号。 $g^{(j)}(\tau')$ 代表来自其他用户的干扰。 I 代表噪声干扰项。通常积分时间 $\tau_D = MT_f$, M 根据门限大小可设定不同的值,一般地, $M \leq N$ 。 N 代表跳时状态数。上式中

$$\begin{aligned}
g^{(l)}(\tau) &= \int_0^D \sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(l)} p(t - KT_f - C_k^{(l)} T_c - \tau_l^{(l)}) \\
&\quad \times p(t - KT_f - C_m^{(l)} T_c - \tau_m^{(l)}) dt
\end{aligned}$$

设 $\beta_{kl}^{(l)}$ 在 T_f 内保持不变,则

$$\begin{aligned}
g^{(l)}(\tau) &= \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(l)} \int_0^{T_f} p(t - KT_f - C_k^{(l)} T_c - \tau_l^{(l)}) \\
&\quad \times p(t - KT_f - C_m^{(l)} T_c - \tau_m^{(l)}) dt = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(l)} \times g_{kp}^{(l)}(\tau)
\end{aligned} \quad (2)$$

同理可得:

$$g^{(j)}(\tau') = \sum_{j=2}^J \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(j)} \times g_{kp}^{(j)}(\tau') \quad (3)$$

$g_{kp}(\tau)$ 是 $kT_f - (k+1)T_f$ 脉冲函数的自相关。其中

$$\begin{aligned}
g_{kp}^{(l)}(\tau) &= \int_0^{T_f} p(t - KT_f - C_k^{(l)} T_c - \tau_l^{(l)}) \\
&\quad \times p(t - KT_f - C_m^{(l)} T_c - \tau_m^{(l)}) dt
\end{aligned} \quad (4)$$

$\tau = (C_m^{(l)} T_c + \tau_m^{(l)} - C_k^{(l)} T_c - \tau_l^{(l)}) \bmod T_f$, τ 在 $0 - T_f$ 之间随机分布。

$$\begin{aligned}
g_{kp}^{(j)}(\tau') &= \int_0^{T_f} p(t - KT_f - C_k^{(j)} T_c - \tau_l^{(j)}) \\
&\quad \times p(t - KT_f - C_m^{(l)} T_c - \tau_m^{(l)}) dt
\end{aligned} \quad (5)$$

$\tau' = (C_m^{(l)} T_c + \tau_m^{(l)} - C_k^{(j)} T_c - \tau_l^{(j)}) \bmod T_f$, τ' 在 $0 - T_f$ 之间随机分布。

I 是经参考信号调制后的干扰:

$$I = \int_0^D n(t) \times p(t - KT_f - C_m^{(l)} T_c - \tau_m^{(l)}) dt \quad (6)$$

从上面的讨论可知

$$z_j = \begin{cases} g^{(l)}(0) + g^{(j)}(\tau') + I, & \tau = 0 \text{ 捕获, 记作 } H_1 \\ g^{(l)}(\tau) + g^{(j)}(\tau') + I, & \tau \geq T_c \text{ 未捕获, 记作 } H_0 \end{cases} \quad (7a)$$

$$z_j = \begin{cases} g^{(l)}(0) + g^{(j)}(\tau') + I, & \tau = 0 \text{ 捕获, 记作 } H_1 \\ g^{(l)}(\tau) + g^{(j)}(\tau') + I, & \tau \geq T_c \text{ 未捕获, 记作 } H_0 \end{cases} \quad (7b)$$

下面讨论 z_j 的分布。从式(2)知 $g^{(l)}(0) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(l)}$

$\cdot \int_0^{T_f} p^2(t - KT_f - C_k^{(l)} T_c - \tau_l^{(l)}) dt$, 则 $E(g^{(l)}(0)) = \Omega \sum_{k=0}^{M-1} E\left(\sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(l)}\right)$
 $= M\Omega\alpha$, Ω 表示单位脉冲能量, $E\left(\sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(l)}\right) = \alpha$ 。再从式(3)知 $g_{kp}^{(j)}(\tau')$ 是随机变量, 当 L, M, J 很大时, 根据中心极限定理, $g^{(j)}(\tau')$ 近似为均值为 0 的高斯分布。 $\sigma_{g^{(j)}(\tau')}^2 = \left(\sum_{j=2}^J \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(j)} \times g_{kp}^{(j)}(\tau')\right)^2$, 因为 $\sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(j)}$ 和 $g_{kp}^{(j)}(\tau')$ 是统计独立的, 假设在理想情况下, $\sum_{l=1}^L (\beta_{kl}^{(j)})^2 = \sum_{l=1}^L (\beta_{kl}^{(j)})^2 = 1$, 即信号能量没有损失, 又假设 $(g_{kp}^{(j)}(\tau'))^2 = \rho\Omega$, 则 $\sigma_{g^{(j)}(\tau')}^2 = \rho\Omega \cdot (J-1)M$ 。同理, $\sigma_{g^{(l)}(\tau)}^2 = \rho'\Omega M$, 其中 $(g_{kp}^{(l)}(\tau'))^2 = \rho'\Omega$ 。
 $E(g^{(l)}(\tau)) = \Omega \sum_{k=0}^{M-1} E\left(\sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(l)}\right) = \eta M\alpha$, 其中 $\eta = E\left(\sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(l)}\right) / E\left(\sum_{l=1}^L \beta_{kl}^{(j)}\right)$ 。从式(6)可得, I 的均值为 0, 方差为 $\sigma_I^2 = (N_0/2) \cdot M\Omega$, $(N_0/2)$ 为高斯白噪声的功率谱密度。从以上的分析可得

$$E(z_j) \approx \begin{cases} M\Omega\alpha, & H_1 \\ \eta M\Omega\alpha, & H_0 \end{cases}$$

$$\text{方差 } \sigma_{z_j}^2 = \begin{cases} \rho\Omega(J-1)M + \frac{N_0}{2} M\Omega, & H_1 \\ \rho\Omega(J-1)M + \rho'\Omega M + \frac{N_0}{2} M\Omega, & H_0 \end{cases}$$

4 串行(cell-by-cell)码捕获 Markov 模型及同步性能分析

4.1 串行同步时间估计

对于码的捕获问题, 我们通常都采用 Markov 状态链的方法进行分析。本文涉及的 Markov 链模型是一种简单的单驻留串行捕获体制。也就是说, 当积分器的输出第一次大于判决门限 r 时, 就认为码已捕获, 而不考虑虚警的影响。对于有 N 个状态的伪随机码来说, 如图 4 所示, 状态 0 到 $N-1$ 表示要捕获的 N 个状态, 状态 N 表示已捕获, 即捕获终止。

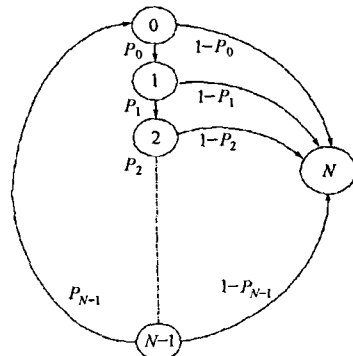


图 4 Markov 链串行捕获模型

系统在某一状态滑动相关时,存在两种状态,当积分器输出 z_j 小于门限 r 时,表示没有捕获 H_0 ,在串行方式下,系统滑向下一个捕获状态。当 z_j 大于门限 r 时,系统进入状态 N ,表示捕获过程结束 H_1 。根据文献[4],我们可以得到近似的平均捕获时间的表达式:

$$\bar{T}_{\text{acq}} \approx \frac{(1+p_M)(1+\delta\alpha)}{2(1-P_M)} N\tau_D \quad (8)$$

其中 p_M 是漏警概率; τ_D 是积分时间,根据第3节的讨论知 $\tau_D = MT_f$, $\delta\tau_D$ 是由于虚警造成的时间损失以及由虚警再返回到捕获模式所用时间; δ 为损失时间系数; N 代表随机序列有 N 个状态; α 是检测概率。

4.2 同步系统的漏警概率和虚警概率

对于串行检测,按照漏警概率的定义:在 H_1 的情况下, z_j 小于门限的概率,即 $p_M = p_r(z_j < r/H_1)$,根据第3节得出的结论,可得

$$p_M = 1 - Q\left(\frac{r - E(z_j/H_1)}{\sigma(z_j/H_1)}\right) \quad (9)$$

同理,可得到虚警概率:

$$p_{FA} = p_r(z_j > r/H_0) = Q\left(\frac{r - E(z_j/H_0)}{\sigma(z_j/H_0)}\right) \quad (10)$$

从上面的分析可以看出,捕获时间、虚警概率、漏警概率三者之间有复杂的函数关系。

4.3 判决门限 r 的确定

要确定判决门限,必须先确定错误概率。在不同工作阶段,错误概率的定义也不同。在接收阶段,错误概率用误码率表示。如在二元调制下,判决规则是做简单的符号检测,即检测输出是 -1 或 $+1$,判决门限是 0 。但在捕获阶段,错误概率用虚警、漏警概率表示。判决规则是做有、无同步信号检测,即判断 0 或 $+1$ 。错误概率取决于判决门限、跳时的状态数以及脉冲的自相关性。由于欧氏距离减半,要保持捕获和接收阶段有相同的错误率,在脉冲的自相关性一定时,必须提高判决门限并加长积分判决时间。

通常系统会给定 p_M 和 p_{FA} ,理论上就可以通过式(9)和式(10)得到门限 r 。

5 同步性能解析结果

本文在仿真中做如下假设:(1)每个脉冲波形的单位能量 $\Omega=1$, $P(t) = \left(1 - 4\pi\left(\frac{t}{t_m}\right)^2\right) \exp\left(-2\pi\left(\frac{t}{t_m}\right)^2\right)$, $t_m = 0.411 \text{ ns}$;
(2) 当随机码的状态数 $N=128$ 时,帧长 $T_f=128\text{ns}$;当 $N=1024$ 时, $T_f=1024\text{ns}$;(3) 前面公式中涉及到的参数, $\alpha, \rho, \rho', \eta$

是与脉冲波形的形状、伪随机码的状态数、信道特性等参量有关的复杂函数,随着信道特性等参量的改变,这几个量的值也有很大不同。所以只能通过蒙特卡洛方法得到近似值。 MT_f 为式(2)中定义的积分时间;(4) 式(8)中的损失时间系数 $\delta=1$ 。

图5给出了 $N=128$, $M=50$, $\alpha=1.2$, ρ, ρ', η 分别等于 $0.039, 0.039, 0.0078$, 用户数 $J=10$, 依次用标识+, $\circ$, $*$ 分别代表一个符号时间 T_f 内信号与白噪声的比为 $0\text{dB}, 10\text{dB}, 20\text{dB}$ 时的虚警概率、检测概率和平均捕获时间(单位毫秒)。

图6给出了 $N=128$, $M=30$, $\alpha=1.2$, $\text{SNR}/T_f=10$, ρ, ρ', η 分别等于 $0.039, 0.039, 0.0078$, 用户数为 $10, 30, 50, 70, 90$ (依次用标识+, $*$, $\times$ 等线表示)的虚警概率、检测概率和平均捕获时间(单位毫秒)。

图7给出了 $N=128$, $M=50$, $\alpha=1.2$, $\text{SNR}/T_f=10$, ρ, ρ', η 分别等于 $0.039, 0.039, 0.0078$, 用户数为 $10, 30, 50, 70, 90$ (依次用标识+, $*$, $\times$ 等线表示)的虚警概率、检测概率和平均捕获时间(单位毫秒)。

图8给出了 $N=1024$, $M=100$, $\alpha=1.2$, $\text{SNR}/T_f=10$, ρ, ρ', η 分别等于 $0.00488, 0.00488, 0.00097$, 用户数为 $100, 300, 500, 700, 900$ (依次用标识+, $*$, $\times$ 等线表示)的虚警概率 P_{FA} , 检测概率 P_d 和平均捕获时间(单位毫秒)。

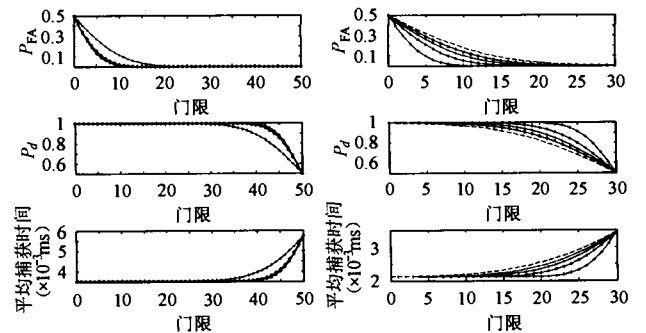


图5 $M=50, J=10$, $N=128$ 时的捕获性能

图6 $J=10-100, M=30, N=128$, $\text{SNR}/T_f=10\text{dB}$ 时的捕获性能

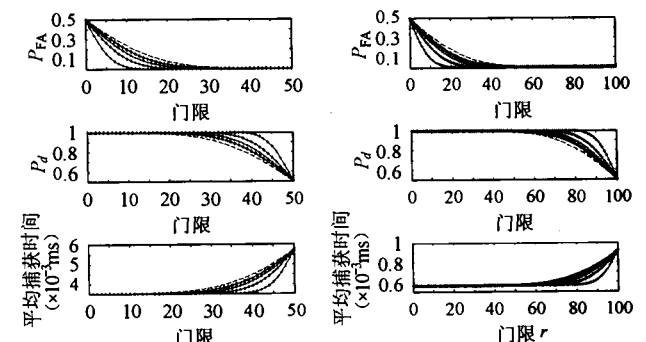


图7 $J=100, M=50$, $N=128, \text{SNR}/T_f=10\text{dB}$ 时的捕获性能

图8 $J=1000, M=100$, $N=1024, \text{SNR}/T_f=10\text{dB}$ 时的捕获性能

从图5~图8的比较中知道, P_{FA} , P_d 以及平均捕获时间与判决门限、用户数、码的状态数以及白噪声大小有密切关系, 并且这三者之间有相互制约的关系。我们可以得到如下结论: (1) 噪声由两部分组成, 其它用户的干扰和系统白噪声, 从图5中看到, 当用户数 J 不变时, 随着系统白噪声的增加, 系统性能下降。但在信噪比为 10dB 和 20dB 时, 性能比较接近, 说明白噪声的干扰不起主导作用, 但在 0dB 时, 信号与白噪声的功率相等, 性能曲线离 10dB 的曲线较远, 说明当信号与白噪声功率接近时, 白噪声的干扰对系统性能影响很大。(2) 从图6和图7的比较中看到: 积分时间 MT_f 对性能有影响, 这是因为随着 M 的增加, 引进的系统噪声和信号能量都增加。在判决门限相同时, 随着 M 增加, P_d 有所下降, 同时平均捕获时间减少。(3) 随着判决门限的提高, 虚警概率 P_{FA} 下降, 漏警概率 P_M 增大, 因此检测概率 P_d ($P_d = 1 - P_M$) 下降。同时, 判决门限的提高也使平均捕获时间增长。从图7中看到, 当 $N=128$ 时, 判决门限 r 在 15~20 的时候, P_{FA} 已下降到 0.00 以下, 但由于漏警增加, 检测概率 P_d 也在下降, 当判决门限 r 等于 20 的时候, P_d 有明显下降。(4) 随着用户的增加, 如图6和图7比较所得结果, 当 $J=100$, $M=30$ 时, 判决门限的任何取值都无法满足要求, 只有当 $M=50$, 判决门限为 25 时, $P_d=0.95$, 平均串行捕获时间在 3~4 μs 。(5) 当码状态增加时, 判决门限和可容纳的用户数也相应增加, 但平均捕获时间加长, 从图8中看到, 通过在 P_{FA} , P_d 和平均捕获时间三者的权衡, 我们可以得到最佳门限 r 在 60 左右, 可容纳的用户数约 900~1000 左右, 平均捕获时间约为 0.6ms。

6 结束语

本文分析了 TH-BPSK UWB 系统串行同步捕获的性能, 给出了它的近似平均捕获时间, 虚警概率和检测概率, 并分析了它们三者之间与判决门限、用户数和码状态数的关系。同时, 这篇文章也旨在说明对于系统多址性能的讨论, 不能只考虑在理想接收情况下的分析, 因为多用户对于同步性能的影响也极为重要。

参 考 文 献

- [1] Scholtz R A. Multiple access with time-hopping impulse modulation, in Proc. IEEE Military Comm. Conf. Boston, MA, October 1993: 11~13.
- [2] Win M Z, Scholtz R A. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse ratio for wireless multiple-access communications. *IEEE Trans. on Communications*, 2000, 48(4): 679~691.
- [3] Zhao Li, Haimovich A M. Capacity of M-ary PPM ultra-wideband communications over AWGN channels. Proceedings of VTC 2001, Atlantic City, New Jersey, Oct. 2001: 1964~1968.
- [4] Yang Lie-Liang, Hanzo Lajos. Serial acquisition of DS-CDMA signals in multipath fading mobile channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2001, 50(2): 617~628.
- [5] Win M Z, Scholtz R A. Impulse radio: How it works. *IEEE Communications Letters*, 1998, 2(1): 10~12.
- [6] Homier Eric A, Scholtz R A. Rapid acquisition of ultra-wide band signals in the dense multiple channel. IEEE Conference on Ultra-Wide band systems and technologies, Baltimore, MD, USA, May 2002: 85~89.
- [7] Yang Lie-liang, Hanzo Lajo. Serial acquisition performance of single-carrier and multicarrier DS-CDMA over makagami-m fading channels. *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, 2002, 1(4): 692~702.
- [8] Zhao Li, Haimovich A M. Performance of ultra-wide band communications in the presence of interference. Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC'01), Helsinki, Finlan, June 2001: 759~776.

赵为春: 女, 1972年生, 博士生, 工程师, 研究方向为无线超宽带系统等。
 刘丹谱: 女, 1972年生, 副教授, 研究方向为无线通信系统。
 乐光新: 男, 1937年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信系统。