

密集多径信道下 IR-UWB 信号同步捕获方法

匡麟玲, 陆建华, 郑君里
(清华大学电子工程系, 北京 100084)

摘 要: 超宽带(UWB)信号快速同步捕获是 UWB 通信系统中的关键问题. 本文提出一种分步同步捕获方法, 首先采用两种次最优的最大似然估计算法进行粗搜索, 然后在粗搜索获得的有限范围内利用最大值/阈值检测进行精估计. 该方法提高了密集多径信道下极窄脉冲形式 UWB 信号(IR-UWB)的捕获性能, 并有效降低了计算复杂度和处理时间. 文中还根据 IR-UWB 信号接收特点, 从捕获能量的角度定义了捕获概率. 通过仿真评估了捕获能量对系统性能的影响, 并对算法性能和参数选择进行了分析.

关键词: 超宽带; 多径; 同步捕获

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 12A-127-05

Acquisition of IR-UWB Signals in Dense Multipath Channels

KUANG Lin-ling, LU Jian-hua, ZHENG Jun-li

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In dense multipath channels, rapid acquisition of Ultra Wideband (UWB) signals is a crucial problem due to very high pulse rate and extremely low per-path energy. This paper presents a two-stage acquisition scheme to improve acquisition performance in the Impulse Radio UWB systems. Specifically, two kinds of sub-optimal maximum-likelihood criteria are proposed for a coarse search. Then, a maximum/threshold-crossing criterion is employed for a fine estimation within the obtained limited region. The probability of acquisition is redefined from the view of energy capture that may guarantee expected system performance after acquisition. The impact of captured energy on system performance, as well as, the selection of criterion parameters are evaluated and analyzed in terms of simulation.

Key words: ultra wideband; multipath; acquisition

1 引言

超宽带(UWB)通信技术在极宽的频谱上实现信息的传播, 具有高传输速率(几百 Mbps)、低发射功率、低成本、低功耗等特点, 在宽带无线个域网(WPAN)、家庭网络(Irr Home Network)、传感器网络(Sensor Network)、特种通信系统等方面具有独特而广阔的应用前景. 特别是, 极窄脉冲形式的 UWB 通信系统(IR-UWB)采用与传统载波调制不同的思路, 在基带上直接发射携带信息的脉冲, 简化了射频, 便于集成设计^[1]. 然而, 随着信号带宽的增加, UWB 信号同步的难度也进一步增加. 一方面, UWB 信号的极窄脉冲特性导致其时间分辨率很高, 使原本很低的信号能量分布到几十甚至上百条密集路径上, 给 UWB 信号的同步捕获带来很大的困难. 另一方面, 对于几百 Mbps 数据速率的分组传输, 提高捕获速度, 降低前导训练序列的开销, 也是 UWB 通信系统设计的关键问题.

已有的一些文献对 IR-UWB 信号的同步捕获和搜索算法进行了分析. 文献[2]讨论了改善搜索速度的串行搜索策略,

以降低多径信道条件下 UWB 信号的平均捕获时间. 文献[3]指出采用特殊排列方式的搜索策略可以在一定程度上降低平均搜索时间, 但不能有本质上的改变. 只有采用多个并行的相关器, 才可能将捕获时间降低到 5 - 10 μ s 的合理范围内. 文献[4]分析了在简单信道模型下非连续全局最大值检测算法的性能. 该方法需要在整个搜索区间进行非连续搜索后获得最大值, 再进入确认过程.

以上的这些文献着重考虑的是搜索过程, 而没有讨论判决的准则. 事实上, 在多径条件下, 原来在 AWGN 信道和平衰落信道中最优的准则不再是最优的. 这是因为, 从波形匹配的角度讲, 接收信号的波形受多径的影响形状发生改变; 从能量捕获的角度讲, 每条路径上的信号能量随着路径数的增加而减少, 只对其中一条路径进行判决增加了误判概率. 文献[5]首先研究了多径多用户条件下 UWB 系统信道参数(路径时延和衰减)的最大似然(ML)估计方法. 将信号能量捕获的问题转化为: 如何用 UWB 脉冲波形 $w(t)$ 的延时加权和组成模板去匹配接收信号. 其中 $w(t)$ 与从单个路径上接收到的波形形

状相同.文献[6]采用权重相等的等增益合并(EGC)方法重构模板信号进行定时同步,文献[7]则进一步指出采用固定时延的 Rake 结构,可减少 ML 估计增益的运算量.

采用基于 ML 的同步方法能够利用 UWB 信号的更多能量进行判决,这与 DS-SS-CDMA 系统中遇到的问题^[8]相似,在路径数目已知且较少的情况下,通过合并各径能量获得较好的检测性能.但与窄带系统不同的是,UWB 系统时间分辨率非常高,大于底噪 3dB 以上的可分辨径的数目可达上百条^[9],多径能量分散,路径数目未知,导致检测性能下降,计算复杂度和搜索时间增加.

本文提出了一种分步同步捕获方法来改善 UWB 信号捕获概率和捕获时间.将最大似然估计用于同步粗搜索阶段,即首先采用次最优的 ML 准则获得 UWB 信号能量聚集的范围;在同步精估计阶段,采用有限范围内的最大值/阈值检测,将各 Rake 接收支路的模板相位分别与最大的若干径对齐.在 IR-UWB 系统接收机中,应选择最大的 5~10 个径进行合并,才能收集足够的能量进行正确解调^[10].基于 IR-UWB 接收的这个特点,本文定义衡量算法性能的捕获概率为,给定有限个捕获位置上的输出信号合并后的信噪比不低于输入信噪比某个百分数的概率,等价于,给定有限个捕获位置上径的能量和不低于总能量某个百分数的概率.在该定义下,给出了分步同步捕获方法性能,并对参数选择进行仿真分析.

2 系统模型

采用直接序列扩频调制的单用户 UWB 系统,其发射信号可表示为:

$$s(t) = \sqrt{P} \sum_{i=0}^{N_s-1} b_i w(t - iT_s), w(t) = \sum_{j=0}^{N_p-1} c_j p(t - jT_p) \quad (1)$$

其中, $s(t)$ 是被用户符号序列 $b_i \in \{\pm 1\}$ 调制后的发射信号, P 为发射信号的功率. $w(t)$ 是表示一个符号的 UWB 脉冲串,由长度为 N_s 扩频序列 $c_j \in \{\pm 1\}$ 调制的 UWB 单脉冲 $p(t)$ 构成,故符号持续时间 $T_s = N_s T_p$, T_p 是 $p(t)$ 的重复周期.

假定信道用一个抽头延迟线模型表示,在接收端,受到多径和噪声的干扰,信号表示为:

$$x(t) = r(t) + n(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l s(t - \tau_l) + n(t) \quad (2)$$

其中, L 是信道中多径分量的数目, α_l 是各径的增益系数, τ_l 是各径到达的时延. $n(t)$ 是单边功率谱密度为 N_0 的加性高斯白噪声(AWGN).在 IEEE 802.15.3a 工作组推荐的 UWB 室内信道模型^[9]中,多径分量是分簇到达的, $\tau_l = T_n + \tau_{k,n}$,其中, T_n 是第 n 个簇(Cluster)的时延, $\tau_{k,n}$ 是相对于 T_n 的第 k 条径的时延.簇和径的到达分别服从到达率为 λ 和 λ_k 的泊松分布.增益系数 α_l 可表示为:

$$\alpha_l = P_{k,n} B_{k,n}, \quad \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l|^2 = 1 \quad (3)$$

其中 $P_{k,n}$ 等概率地取 -1 和 +1, $B_{k,n}$ 服从对数正态分布,各径的平均功率增益为: $E[|\alpha_{k,n}|^2] = \sum_{l=0}^{L-1} e^{-\tau_{k,n}^2 / \sigma^2}$. α_0 是第一簇的第一径的平均功率; β 为衰减常数; γ 为簇衰减常数.

为简化分析,假定多径分量的间隔为整数倍的最小分辨时间, $\tau_l = \tau_0 + lT_p$,是收发端相位差,不失一般性,假设 $0 <$

$T_s; l=0,1, \dots, L-1$,对应的 α_l 不全为零.最小分辨时间 T_p 定义为脉冲 $p(t)$ 的持续时间,即在 $0 < t < T_p$ 范围之外 $p(t) = 0$.

3 捕获策略

3.1 相关器输出

搜索过程是将整个搜索区间 T_s 分割为 N 个搜索相位(搜索状态), $N = \lfloor T_s / (2^{-m} T_p) \rfloor, m=0,1,2, \dots$,用本地不同相位的模板信号与接收信号进行相关计算.为便于分析,假设收发两端已经码片同步,搜索状态为 $N = \lfloor T_s / T_p \rfloor$,在第 n 个状态上,相关器的输出为:

$$Z_n = \sum_{i=0}^{M-1} b_i \int_{nT_p+iT_s}^{nT_p+(i+1)T_s} x(t) w(t - nT_p - iT_s) dt$$

$$= \sqrt{PM} \sum_{i=0}^{M-1} b_i [n(t) \odot w(-t)]_{t=nT_p+iT_s} \quad (4)$$

其中, $\tau = \tau_l / T_p$ 是归一化到 T_p 的接收信号相位差, M 是归一化到 T_s 的各状态驻留时间.在式(2)的假设下,对于某次信道实现,相关器的输出 Z_n 是服从高斯分布的统计独立随机变量,其均值为 $\sqrt{PM} \alpha_n$,方差 $\sigma_n^2 = MN_0/2$.将相关器输出归一化,考虑径的正负,判决量取为 $\bar{Z}_n = |Z_n| / \sigma_n$,其条件概率密度函数:

$$f_{\bar{Z}_n}(x | \alpha_n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \exp\left[-\frac{(x - \alpha_n)^2}{2}\right] + \exp\left[-\frac{(x + \alpha_n)^2}{2}\right] \right\}, \quad x \geq 0 \quad (5)$$

其中, $\alpha_n = 2 \sqrt{P} |\alpha_n| / N_0$

3.2 最大值/阈值检测

最大值/阈值检测是在 N 个状态中搜索最大判决量,且该判决量大于阈值 α_0 .该准则下,对于某次信道实现,第 n 个状态的条件检测概率为:

$$P_{d,n}(\alpha_n) = \int_0^{\alpha_0} f_{\bar{Z}_n}(x | \alpha_n) \cdot \prod_{j=0, j \neq n}^{L-1} F_{\bar{Z}_j}(x | \alpha_j) \cdot [F_0(x)]^{N-L} dx$$

其中

$$F_{\bar{Z}_n}(x | \alpha_n) = 1 - Q(x - \alpha_n) - Q(x + \alpha_n), \quad (6)$$

$$F_0(x) = 1 - 2Q(x)$$

对条件 α_n 的概率密度函数求平均,得到第 n 个状态的检测概率:

$$P_{d,n} = \int_0^{\alpha_0} P_{d,n}(\alpha_n) f_{\alpha_n}(\alpha_n) d\alpha_n \quad (7)$$

其中, $f_{\alpha_n}(\alpha_n)$ 是 α_n 为随机变量时 α_n 的概率密度.

相应的,误警概率表示为:

$$P_f = \int_0^{\alpha_0} P_f(\alpha_n) f_{\alpha_n}(\alpha_n) d\alpha_n \quad (8)$$

其中,

$$P_f(\alpha_n) = \int_0^{\alpha_0} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \exp\left[-\frac{x^2}{2}\right] \cdot \prod_{j=0}^{L-1} F_{\bar{Z}_j}(x | \alpha_j) \cdot [F_0(x)]^{N-L-1} dx \quad (9)$$

3.3 分步信号捕获方法

如果只采用单径检测,接收到的能量小,检测概率低;此外,捕获过程获得非主要径的概率增加,使系统总体误码率性

能恶化,该搜索过程不是最优的.

文献[5,6]推导出,在最大似然原则下,假定路径数目 L 已知,最优的搜索过程是改变本地模板的搜索相位 $\tilde{\tau}$,使下式

$$\hat{\tau} = \arg \max_{\tilde{\tau}} \sum_{k=0}^{L-1} [J_k(\tilde{\tau})]^2 \quad (10)$$

其中, $J_k(\tilde{\tau}) = \sum_{i=0}^{M-1} b_i \cdot [r(t) \odot w(-t)]_{t=iN, T_p+K T_p+\tilde{\tau}}$

该准则在路径数目已知且较少的情况下得到.为提高密集多径下的检测性能,减少捕获时间,本文提出了一种分步捕获方法.首先,采用次最优最大似然准则,选择 $K(K < L)$ 个连续状态,将其相关器输出绝对值累加,作为最大似然判决的判

$$\hat{\tau} = \arg \max_{\tilde{\tau}} \sum_{j=0}^{K-1} \bar{Z}_{j+\tilde{\tau}} \quad (11)$$

式(11)需要在每个状态上进行计算,对处理速度要求较高.第二种次最优最大似然判决方法是,在 N 个搜索状态中,每 K 个连续的状态构成一个分区,各分区的 K 个状态的相关器输出绝对值 \bar{Z}_n 累加,做为最大似然判决的判决量.即:

$$\hat{\tau} = \hat{\tau}_K, \hat{\tau} = \arg \max_{\tilde{\tau}} \sum_{l=0}^{K-1} \bar{Z}_{lK+\tilde{\tau}} \quad (12)$$

由式(11)或式(12),可以得到最大的判决量对应的搜索状态 $\hat{\tau}$,从该状态开始的 K_1 个状态中,可以捕获到足够的多径分量进行解调.

因此,第一阶段步骤为:

(1) 由式(11)或式(12)得到最大的判决量 $Y_j (Y_j)$ 对应的搜索状态 $\hat{\tau}$;

(2) 如果 $Y_j > \tau_0 (Y_j > \tau_0)$,转入步骤(3);否则返回步骤(1)继续搜索.

(3) $\hat{\tau} = \arg \max_{\tilde{\tau}} \{ \sum_{l=0}^{K_1-1} \bar{Z}_{j+l} \}$ 选择 $\hat{\tau} + \hat{\tau}$ 作为第二阶段估计的 K_2 个候选状态.

其中,阈值 τ_0 通过计算相关器输出信号方差得到.阈值 τ_1 的作用是进一步缩小第二阶段估计范围,缩短搜索时间, $\tau_1 = Y_j / K$.

第二阶段,在第一阶段选出的 K_2 个候选状态中进行精估计,候选状态 $n = \hat{\tau} + \hat{\tau}$.通过最大值/阈值检测得到最大的 $L_p (L_p < K_2)$ 个相关器的输出 \bar{Z}_n ,其中,每个候选状态的归一化驻留时间为 $M_2 M$,阈值设为 $\tau_2 = M_2 \tau_1$.步骤为:

(1) $i = 1, n_i = \arg \max_{n} (\bar{Z}_n)$;

(2) 若统计量 \bar{Z}_{n_i} 大于阈值 τ_2 ,确认状态 n_i 对应的相位为 i 支路接收相位;否则返回第一阶段继续搜索;

(3) $i = i + 1, n_i = \arg \max_{n} (\bar{Z}_n)$,重复步骤(2),至 $i = L_p$.

4 性能分析

4.1 捕获时间

系统捕获时间确定了前导序列的开销.在 K 个相关器并行搜索的条件下,第一阶段归一化时间为 NM/K ,第二阶段时间为 $K_2 M_2 M/K$,总的捕获时间为 $(N + K_2 M_2) M/K$.其中,第

一阶段占据了主要时间开销.

非连续搜索可以缩小搜索范围,减少捕获时间,其中,式(11)和式(12)可以:

$$\hat{\tau} = \arg \max_{\tilde{\tau}} \sum_{j=0}^{Q-1} Y_j = \sum_{l=0}^{Q-1} \bar{Z}_{j+ml}$$

和 $\hat{\tau} = \arg \max_{\tilde{\tau}} \sum_{i=0}^{Q-1} Y_i = \sum_{l=0}^{Q-1} \bar{Z}_{iK+ml} \quad (13)$

其中,抽取因子 m 为正整数, $mQ = K$.因此第一阶段时间减少为 $NM/(mK)$.

缩小搜索范围对捕获后解调性能有一定影响,但适当的 Rake 接收支路可以弥补因强径的漏警造成的性能损失.另一方面,由于 UWB 信道中多径的分簇特性,可选择最大的 2 个(或以上)非连续分区进行同步精估计,扩大搜索范围以改善强径的检测概率.

4.2 捕获概率

在窄带系统的捕获过程中,捕获概率通常定义为,检测位置至少对应着一条径,即

$$P_{acq} = \sum_{n=0}^{L-1} P_{d,n} \quad (14)$$

事实上,由于单径能量极低,IR-UWB 信号的接收至少需要 5~10 个 Rake 支路才能正确解调^[10],故该定义并不能保证捕获后系统的性能.为了使有限个捕获位置的信号分量进行合并后的信噪比能够满足接收机正确解调的要求,本文重新定义捕获概率为:给定有限个捕获位置上的输出信号合并后的信噪比不低于输入信噪比某个百分数的概率.由式(3)推导可知,以上捕获概率定义等价于:给定有限个捕获位置上径的能量和不低于总能量某个百分数的概率,即:

$$P_{acq} = P \left\{ \sum_{i=0}^{L_p-1} |n_i|^2 \geq A \right\} \quad (15)$$

其中阈值参数 A 满足 $0 < A < 1$,由接收支路数 L_p 和捕获后系统的误码率性能确定.

4.3 仿真结果

我们基于第二部分所述模型对 IR-UWB 系统的性能进行仿真分析.仿真系统采用二阶高斯脉冲,其表达式为:

$$p(t) = \frac{1}{\sqrt{2} t_p^2} e^{-\frac{t^2}{2t_p^2}} \left(\frac{t^2}{t_p^2} - 1 \right) \quad (16)$$

其中,单脉冲参数 $t_p = 40\text{ps}$.脉冲重复周期 $T_p = 625\text{ns}$,前导序列扩频长度为 $N_s = 127$,信息符号序列扩频长度为 $N_d = 15$.仿真在由不同室内传播环境定义的四钟典型信道模型 CMI - CM4 中^[9]进行.

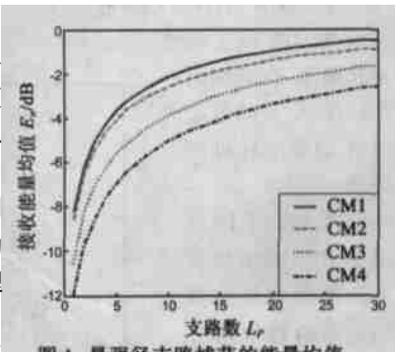


图 1 给出了支路数目与捕获信号能量均值 E_n (dB) 之间的关系.其中,接收支路对齐的是最强的 L_p 个径.为获得相同的捕获能量,不同传

播环境下所需的支路数有较大差别,最优的支路数应选择
在曲线的拐点.支路数大于 15 以后,四种典型信道下能量均
值的增加逐渐缓慢,因此其 Rake 接收性能的改善也是有限
的^[10].

图 2(a)~(d)分别给出了 CM1—CM4 四种信道下,在有
限个捕获位置上捕获能量均值 E_n (dB) 与接收机解码前误码

率的关系.其中,接收机接收支路数 $L_p = 10$,采用等增益合
并.从图 2 可以看到,随着捕获能量的减少,接收机的 SNR 损
失线性增加.在未编码条件下,当捕获能量低于最大捕获能量
均值 5dB 以下时,可能出现误码平底.为此,在满足接收机达
到一定误码率所需信噪比的要求下,可确定合适的 A 的取
值.

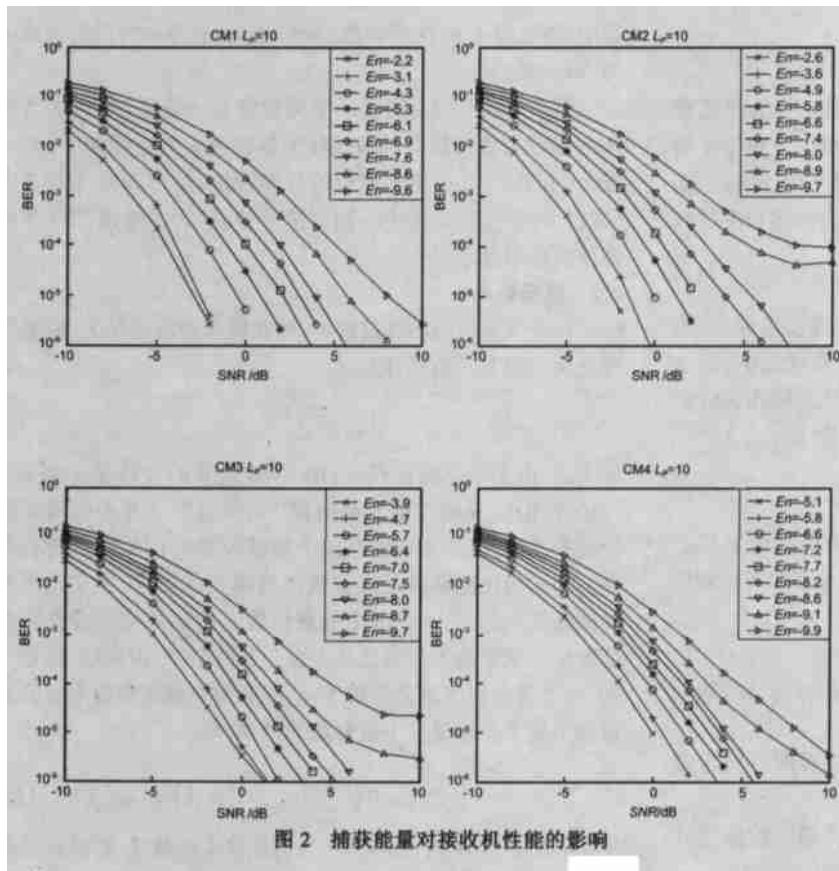


图 2 捕获能量对接收机性能的影响

图 3 给出了采用分步同步捕获方法在不同信道下的捕获
概率.其中,第一阶段分别采用了两种 ML 估计算法,即式
(11)描述的逐状态 ML 估计和式(12)描述的分区 ML 估计,用
点线和实线表示.接收支路数 $L_p = 10$, $M = 1$, $M_2 = 5$, $K = 40$,
 $K_1 = 60$.四种信道 A 的取值选为最大捕获能量均值以下 5dB.

从图 3 可以看到,在
上述阈值参数 A 下,
两种 ML 估计算法都
可获得 90% 以上的
捕获概率.在有编码
的情况下,对阈值参
数 A 的要求还可以
降低.

图 4 是不同信
道下分步同步捕获
方法捕获能量的累
积分布函数 (CDF).
其中, $SNR = 0dB$. 点

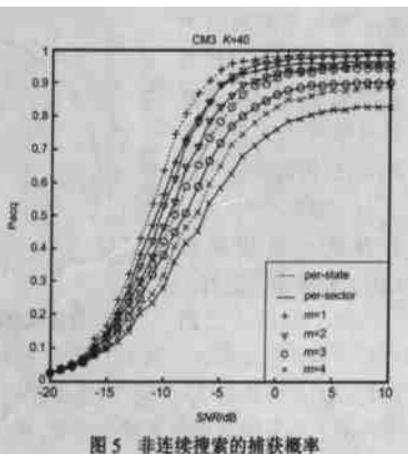


图 5 非连续搜索的捕获概率

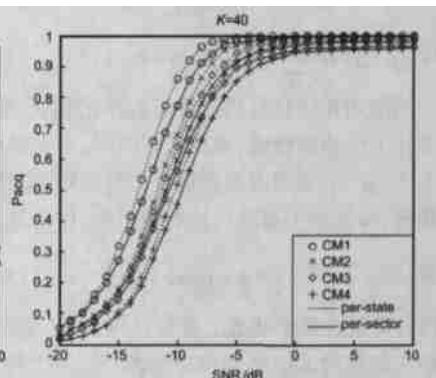


图 3 分步捕获方法在不同信道下的
捕获概率

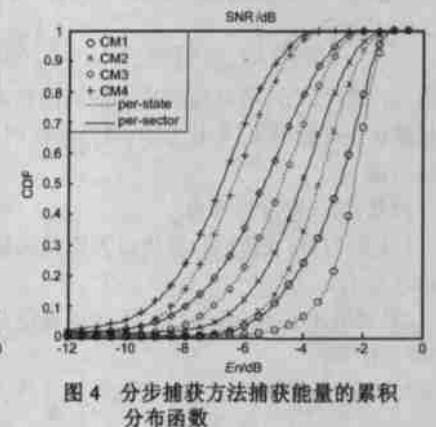


图 4 分步捕获方法捕获能量的累积
分布函数

线表示逐状态 ML 估计,实线表示分区 ML 估计.四种信道下
的平均捕获能量与最大捕获能量的差值小于 4dB,可满足接
收机解码需求.

图 5 给出了 CM3 典型信道下采用非连续搜索的分步捕
获方法的捕获概率.其中,阈值参数 A 和分区参数 K 与图 3
相同.抽取因子 m 分别为 2, 4 和 8.图 5 表明,2 倍抽取使捕获
性能损失小于 2%,但 4 倍以上抽取将使上述阈值参数下的
捕获概率显著下降.

5 结论

UWB 信号的极窄脉冲特性使得信道的可分辨径多达上
百条,分散到各径上的信号能量极低,给 UWB 信号的同步捕
获带来很大的困难.本文提出了一种分步同步捕获方法以提
高密度多径条件下系统的捕获性能,根据 UWB 信号接收特
点,本文重新定义了衡量算法性能的捕获概率,即在有限个捕
获位置捕获信号的信噪比不低于输入信噪比的某个百分比的
概率.该定义保证了在给定接收机 Rake 支路数和 SNR 损失下
系统的接收性能.仿真表明,接收机 SNR 损失随捕获信号能
量降低而线性增加,但当捕获能量低于最大捕获能量均值

5dB 以下时,将出现误码平底.在一定 SNR 损失范围内,采用分步捕获方法可以简单有效地缩短捕获时间,并收集足够的信号能量用于解调. CM1 - CM4 四种典型信道下,分区 ML 估计性能略低于逐状态 ML 估计,但分区 ML 估计更适用于对处理速度和芯片规模有较高要求的场合.

参考文献:

- [1] Porcino D, Hirt W. Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead[J]. IEEE Commun Mag, 2003, 41(7): 66 - 74.
- [2] Homier E A, Scholtz A. Rapid acquisition of ultra-wideband signals in the dense multipath channel[A]. Proc of IEEE UWBST02[C]. Baltimore, USA: IEEE, 2002. 105 - 109.
- [3] Somayazulu V S, Foerster J R, Roy S. Design challenges for very high data rate UWB [A]. Proc of IEEE ICASSP02 [C]. Orlando, USA: IEEE, 2002. 1613 - 1627.
- [4] Yao Ma, Chin F, Kannan B, Pasupathy S. Acquisition performance of an ultra wide-band communications system over a multiple-access fading channel[A]. Proc of IEEE UWBST02 [C]. Baltimore, USA: IEEE, 2002. 99 - 103.
- [5] Lottici V, D'Andrea A, Mengali U. Channel estimation for UWB communications[J]. IEEE J Select Areas in Commun. 2002, 20(9): 1638 - 1645.
- [6] Vijayakumaran S, Wong T F. Equal gain combining for acquisition of UWB signals[A]. Proc of IEEE MILCOM03 [C]. Boston, USA: IEEE, 2003. 880 - 885.
- [7] Tian Z, Lottici V. Efficient timing acquisition in dense multipath for UWB communications[A]. Proc of IEEE VTC03 [C]. Orlando, USA: IEEE, 2003, 1318 - 1322.
- [8] Rick R R, Milstein L B. Optimal decision strategies for acquisition of spread spectrum signals in frequency-selective fading channels [J]. IEEE Trans on Commun. 1998, 46(5): 686 - 694.
- [9] Foerster J. Channel modeling sub-committee report [R]. USA: IEEE802. 15. 3a SG, 2002.
- [10] 匡麟玲, 陆建华. 序列扩频 UWB 通信系统的 Rake 接收性能分析[J]. 清华大学学报.

作者简介:



匡麟玲 女, 1973 年 11 月生于湖北, 1998 年于国防科学技术大学获硕士学位并留校任教, 讲师, 2001 年至今于清华大学电子工程系攻读博士学位. 研究方向为无线宽带通信、OFDM、扩频通信等.



陆建华 男, 1963 年 7 月出生于江苏, 1998 年获香港科技大学电子与电气工程系博士学位, 现任清华大学航天航空学院副院长、博士生导师, 研究方向包括无线通信系统、无线多媒体通信、图像通信以及无线网络等, IEEE 通信学会以及 IEEE 信号处理学会会员.