

## IR-UWB 测距中 NLOS 状态的鉴别

吴绍华<sup>①②</sup> 张钦宇<sup>②</sup> 张乃通<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(哈尔滨工业大学电子与信息技术研究院 哈尔滨 150001)

<sup>②</sup>(哈尔滨工业大学深圳研究生院 深圳 518055)

**摘要:** NLOS 效应是 IR-UWB 测距定位系统中影响精度的主要因素之一。该文提出不依赖于信道估计, 直接从接收信号采样序列中提取特征参量进行 NLOS 鉴别的方法, 构造了采样序列的首均比与峰均比乘积作为鉴别参量, 并与使用峭度和平均附加时延这两个参量的鉴别性能进行了对比。仿真结果表明: 相干测距所对应的鉴别性能要好于非相干测距, 原因是更为精确的 DP 检测结果及高采样速率使得参量提取值更能准确地反映信道状态信息; 使用峭度和平均附加时延作为鉴别参量所能获得鉴别性能均不理想, 而使用采样序列的首均比与峰均比乘积能使鉴别成功率提高 10% 左右。在定位模块中融入该文所获得的 NLOS 的鉴别结果将有助于定位精度的进一步提升。

**关键词:** IR-UWB; 测距; 定位; NLOS 鉴别

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)11-2541-06

## NLOS Identification for IR-UWB Ranging Systems

Wu Shao-hua<sup>①②</sup> Zhang Qin-yu<sup>②</sup> Zhang Nai-tong<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(School of Electronics and Information Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

<sup>②</sup>(Shenzhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, Shenzhen 518055, China)

**Abstract:** NLOS propagation is a main source of ranging error for IR-UWB localization systems. To mitigate the NLOS effects, a NLOS identification method which do not need accurate channel estimation process is proposed in this paper. Metrics are directly extracted from the received signal samples to identify the channel state. In this paper, product of DP-to-average and peak-to-average is constructed as the identification metric, whose performance is compared to conventional metrics including kurtosis and the mean excess delay. Simulation results show that performance corresponding to coherent ranging is better than that corresponding to non-coherent ranging, which is mainly due to the more accurate DP detection results and the higher sampling rate of coherent ranging. Performance comparison demonstrates that both kurtosis and the mean excess delay cannot obtain satisfying results, while using the product of DP-to-average and peak-to-average can increase the identification success ratio nearly 10 percent. Localization accuracy is expected to be improved by incorporating the NLOS identification results into the positioning module.

**Key words:** IR-UWB; Ranging; Localization; Non-Line Of Sight(NLOS) identification

### 1 引言

脉冲超宽带(Impulse Radio-Ultra WideBand, IR-UWB)信号由于带宽极宽, 具有良好的时间分辨力, 适合多径环境下高精度测距, 其诸多优点已使其成为无线传感器网络(Wireless Sensor Networks, WSN)最具潜力的物理层技术<sup>[1]</sup>。为充分利用 IR-UWB 时间分辨力强的特点, 基于信号到达时间(Time Of Arrival, TOA)估计的测距技术是最合理的。

TOA 估计通常通过检测接收信号中的直达路径分量(Direct Path, DP)来完成。影响 DP 检测精度的直接因素是接收信号的信噪比和检测算法的具体机制(如门限策略), 在信噪比足够高, 算法机制得到充分优化的前提下, DP 可以

被很精确的检测到, 即 DP 检测的误差可以控制得很小。LOS (Line Of Sight)情形下, 测距误差仅包括 DP 检测误差, 所以 LOS 情形下的测距精度理论上很高。但在 NLOS(Non-Line Of Sight)情形下, DP 的传播要穿透一个或多个障碍物, 由于障碍物的介电常数恒大于 1, DP 的传播时延成分中会引入一个恒正的附加时延, 即使 DP 能够被精确检测到, 附加时延所对应的 NLOS 误差也是始终存在的。所以实际定位中, 障碍物所引起的 NLOS 效应需要被消除或者减弱。文献[2]提出了直接估计 NLOS 误差量值的方法, 但该方法需事先了解定位场景内主要障碍物的电磁特性, 并对天线的方向性要求较高, 所以应用的局限性较大。可行性较高的思路是只对信道的 NLOS 状态作出鉴别, 定位模块依据鉴别结果以不同的权重处理对应的距离估计结果——这种思路也是当前研究 NLOS 效应消减的主流思路。

已有文献中, 对 NLOS 鉴别的研究大都以蜂窝网为背

景<sup>[3-5]</sup>,且提出的方法均以节点的移动性为前提;WSN中,节点大都是静止或准静止的,所以这些方法并不适用。需要更多的关注信道冲激响应的特征,期望能从中找到信道状态信息。文献[6]中使用了一个由峰值单径和直达单径计算的置信参量用于NLOS鉴别;文献[7]中列举了几个与接收信号能量包络相关的参量;文献[8]中提出了使用接收信号采样的峭度值;而文献[9]认为仅使用峭度不足以捕获信道的全部特征,提出了联合使用信道冲激响应的峭度、平均附加时延和均方根时延扩展进行NLOS鉴别的想法。但上述方案中,大多数特征参量的提取都需要以精确的信道估计为前提。由于噪声及多径的影响,精确的信道估计很难实现,这使得基于信道特征参量提取的NLOS鉴别的实际可行性并不高。

考虑到上述问题,本文尝试不进行信道估计、直接从接收信号的采样序列中提取特征参量并进行NLOS鉴别的方法。由于噪声的污染,不可能精确获得完整长度的接收信号,所以只能截取一定长度的信号段进行特征提取。本文中,截取的是从DP检测点往后能确定包括能量最强单径(Strongest Path, SP)的一段信号。从分析单径相对能量与NLOS状态之间的关系出发,提出了使用截取段采样序列的首均比和峰均比乘积作为NLOS鉴别参量。仿真结果表明:相干TOA估计算法所对应的鉴别成功率要高于非相干算法,且使用本文提出的鉴别参量比使用峭度或平均附加时延所获得的鉴别成功率均要高。

本文剩余部分安排如下:第2节中给出了测距模型及基于测距结果的信号段截取方法;第3节中描述了截取信号特征参量的提取及基于各特征参量的似然比检验鉴别方法;第4节中通过仿真对第3节中的方法进行了性能评价,并比较了各参量的鉴别效果差异;最后给出了全文结论。

## 2 测距模型

### 2.1 测距接收信号

设发射端以 $T_f$ 为间隔发送测距脉冲序列,则接收端信号可表示为

$$r(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} p_{mp}(t - jT_f) + n(t) \quad (1)$$

其中 $j$ 为脉冲序号, $n(t)$ 表示零均值、双边功率谱密度为 $N_0/2$ 和方差为 $\sigma^2$ 的AWGN(Additive White Gaussian Noise), $p_{mp}(t)$ 是单个脉冲经由多径信道到达接收端后的接收数据,表示为

$$p_{mp}(t) = \sum_{i=1}^L a_i p(t - \tau_i) \quad (2)$$

其中 $p(t)$ 是单位能量的单径脉冲波形,持续时间为 $T_p$ ,同时也作为本地相关模板; $L$ 为多径总数, $a_i$ 和 $\tau_i$ 分别表示各单径增益及到达时间,最早到达的单径即为DP,其时延 $\tau_1$ 即为需要估计出的信号到达时间 $\tau_{TOA}$ 。

### 2.2 TOA 估计算法

根据接收机实现机制的不同,TOA估计算法主要分为

两大类:一类是采用高采样速率、基于匹配滤波的相干算法<sup>[10-13]</sup>,另一类是采用较低采样率,基于能量检测的非相干算法<sup>[14-18]</sup>。相干算法能最大程度挖掘UWB的精确测距能力,但收敛速度慢且运算复杂度高;非相干算法收敛速度快且易于实际实现,但TOA估计精度较低。本文所讨论的NLOS鉴别方法的性能直接依赖于用于特征参量提取的截取信号段采样序列,不同机制的TOA估计算法DP检测结果不同,随之确定的信号段截取位置及特征也是不同的。为讨论全面,本文仿真中同时使用了相干和非相干TOA估计算法中具有代表性的两种算法。

**2.2.1 相干 TOA 估计算法** TOA估计从接收信号的匹配滤波输出中获得。设 $c_j(t)$ 为匹配滤波输出中第 $j$ 个脉冲所对应的部分,即

$$c_j(t) = r(t) \otimes p(t), \quad t \in [(j-1)T_f, jT_f] \quad (3)$$

则TOA可直接从 $c_j(t)$ 中估计出来,但为了消减噪声功率以进一步提高处理增益,通常使用多个脉冲所对应的匹配滤波输出的时间平均 $c_{avg}(t)$ 来估计,

$$c_{avg}(t) = \frac{1}{N_s} \sum_{j=1}^{N_s} c_j(t) = p_{mp}(t) \otimes p(t) + n_{N_s}(t) \otimes p(t) \quad (4)$$

其中 $n_{N_s}(t)$ 为AWGN $n(t)$ 的 $N_s$ 次平均,方差减小为 $\sigma^2/N_s$ 。LOS情形下且当收发天线全向时,接收信号中DP即为能量最强单径,所以 $c_{avg}(t)$ 的峰值输出位置即为DP所在;其他情形下,DP的能量并不一定最强,所以使用峰值检测势必造成较大偏差,应该使用门限检测确定DP的位置。第1个跨越检测门限 $\xi$ 的采样点即为DP径所在,即

$$\hat{\tau}_{TOA} = \hat{\tau}_1 = \min \{t \mid |c_{avg}(t)| > \xi\} \quad (5)$$

门限 $\xi$ 的值设置为

$$\xi = \gamma \cdot \max \{ |c_{avg}(t)| \} \quad (6)$$

其中 $\gamma$ 为门限因子,其值决定 $\hat{\tau}_{TOA}$ 的精确程度。文献[19]给出了一种依据匹配滤波输出的峭度和均方根时延扩展所组成的联合参量对 $\gamma$ 进行优化设置的方法,该方法所获得TOA估计性能在相同条件下优于同类算法,所以在本文的讨论中亦采用这种方法。

**2.2.2 非相干 TOA 估计算法** TOA估计从接收信号的能量采样中获得。将接收信号通过平方器后进行积分采样,即可获得信号的能量采样序列。设积分周期为 $T_b$ ,则一帧内的采样点数,或者说能量块数为 $N_b = \lceil T_f/T_b \rceil$ 。可在多帧内采集能量以使采样序列 $Y_n$ 更趋于统计特性,即

$$Y_n = \sum_{j=1}^{N_s} Y_{n,j} \quad (7)$$

其中 $n = 1, 2, \dots, N_b$ 代表能量采样序号, $Y_{n,j}$ 可表示为

$$Y_{n,j} = \int_{(j-1)T_f + (n-1)T_b}^{(j-1)T_f + nT_b} |r(t)|^2 dt \quad (8)$$

将能量采样序列与某一合适的门限值 $\theta$ 进行比较,认为第1个超出门限的能量块即为DP所在的采样块,即

$$\hat{\tau}_{\text{TOA}} = [\hat{n}_{\text{DP}} - 0.5]T_b, \quad \hat{n}_{\text{DP}} = \min\{n | Y_n > \theta\} \quad (9)$$

门限  $\theta$  的值依据能量采样的最大值和最小值计算:

$$\theta = \theta_{\text{norm}} [\max\{Y_n\} - \min\{Y_n\}] + \min\{Y_n\} \quad (10)$$

其中  $\theta_{\text{norm}}$  为门限因子, 不同的信噪比情况下、不同信道的  $\theta_{\text{norm}}$  的最优值是不同的。文献[18]中给出了依据能量采样的最大最小值比 (Maximum-to-Minimum Ratio, MMR) 对  $\theta_{\text{norm}}$  进行优化设置的方法, 仿真表明该方法所获得的 TOA 估计性能比同类算法要好, 所以本文的讨论亦选用了这种方法。

### 2.3 信号段截取

为避免复杂的信道估计过程, 本文考虑直接从接收信号的输出采样中进行特征提取。如图 1 所示, 在一帧长度的输出采样中, 纯噪声部分及被噪声污染得很严重的有用信号部分对 NLOS 鉴别是没有任何作用的, 需要截取一段信噪比足够高(噪声对有用信号的影响足够小)、能尽量包含 NLOS 信息的信号段用于特征参量的提取。从信噪比角度来说, 峰值采样附近的信号段是信号能量最集中的区域, 信噪比自然也就最高; 从包含 NLOS 信息的角度来说, DP 与峰值单径 SP 的幅值表现与 NLOS 程度有直接关系。所以截取的信号段需同时包括 DP 和 SP, TOA 估计算法所获得的 DP 检测点可作为截取起点, 而截取长度需要依据特定信道环境下 DP 与 SP 的到达时间差  $\delta = \tau_{\text{SP}} - \tau_{\text{DP}}$  的统计结果来设定。在本文的仿真中, 测距信道使用 IEEE 802.15.4a 的 CM1~CM4 来模拟, 通过对 1000 个独立信道实现进行统计, 可发现各信道模式下均有  $P(\delta < 60\text{ns}) \approx 1$ 。取  $\delta_{\text{max}} = 80\text{ns}$ , 将截取区域设置为  $[\hat{\tau}_{\text{TOA}}, \hat{\tau}_{\text{TOA}} + \delta_{\text{max}}]$  即可满足要求。对应相干 TOA 估计算法, 截取段的匹配滤波输出采样为

$$\{s_n\} = \lfloor c_{\text{avg}}(t) \rfloor, \quad t \in [\hat{\tau}_{\text{TOA}}, \hat{\tau}_{\text{TOA}} + \delta_{\text{max}}] \quad (11)$$

其中  $c_{\text{avg}}(t)$  表示  $c_{\text{avg}}(t)$  的采样, 设采样周期为  $t_s$ , 则  $n = 1, 2, \dots, \lfloor \delta_{\text{max}}/t_s \rfloor$ 。对应非相干算法, 截取段的能量采样为

$$\{s_n\} = \{Y_{n+\hat{n}_{\text{DP}}-1}\}, \quad n = 1, 2, \dots, \lfloor \delta_{\text{max}}/T_b \rfloor \quad (12)$$

## 3 NLOS 鉴别方法

### 3.1 鉴别目标

设待定位节点与锚节点之间的真实距离为  $d$ , NLOS 状态的鉴别问题可简单概括为如下假设检验问题:

$$\left. \begin{aligned} H_0 : d &= c\tau_1 \\ H_1 : d &< c\tau_1 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

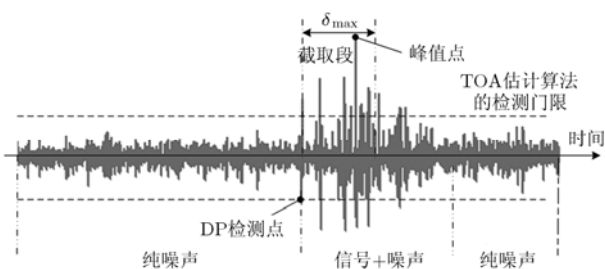


图 1 用于特征提取的信号段截取示意图

其中  $c$  为光在自由空间的传播速度,  $H_0$  为 LOS 假设,  $H_1$  为 NLOS 假设。对于 NLOS 情形, 由于 DP 的传播要经过一个或多个障碍物, 而障碍物的介电常数恒大于 1, 所以电波在障碍物中的传播速度始终小于  $c$ , 从而在  $\tau_1$  中引入了恒正的附加时延, 此时即便  $\tau_1$  可以被估计得很精确, 测距结果仍然存在正值偏差, 且数值通常较大<sup>[2]</sup>。如果定位模块不经任何处理就使用这些存在 NLOS 误差的距离估计结果, 定位精度将难以保证。所以在使用测距结果之前, 需对测距信道的 NLOS 状态进行鉴别, 然后在定位程序中视鉴别结果的不同给与各距离估计结果不同权重的处理, 从而一定程度消减 NLOS 误差效应。

本文鉴别 NLOS 状态的思路是, 从 2.3 节中确定的截取段信号采样中提取特征参量, 期待此特征参量能反映一定的 NLOS 信息, 这样依据该参量的先验统计结果即可作出鉴别。

### 3.2 鉴别参量的提取

在已有文献中, 峭度(kurtosis)和平均附加时延(mean excess delay)<sup>[20]</sup>被广泛用作 NLOS 鉴别参量<sup>[8,9]</sup>。其中峭度是一个可反映采样数据幅值特征的参量, 定义为序列的四阶矩与二阶矩平方的比值。大致来说: 峭度越大, 意味着采样数据能量越集中, 有较为明显的幅度峰值; 峭度越小, 则采样数据的能量越分散。对应到信道状态, 大的峭度值意味着当前信道为 LOS 信道的可能性更大, 小的峭度值则意味着信道更有可能是 NLOS 的。平均附加时延是一个可反映信号多径时延特征的参量。大致来说, NLOS 条件下多径的时延扩展比 LOS 条件下要严重, 对应的平均附加时延也就要大一些。

本文考虑从单径相对能量与 NLOS 状态之间的关系出发构造出一个新的鉴别参量。多径成分中与 NLOS 状态直接相关的是 DP 和 SP 两条单径, 它们的接收能量相对于其他多径分量的能量大小即反映了一定的 NLOS 信息。单考虑 DP, 其能量越大, 传播途中穿透障碍物的概率就越小, 亦即信道为 LOS 状态的可能就越大; 单考虑 SP, 其相对能量越大, 意味着接收信号的能量越聚集, 而峰值能量明显正是 LOS 信道的一个特点。所以综合考虑, 可以使用 DP 与 SP 的相对能量乘积作为 NLOS 鉴别的参量。如果将相对能量定义为单径能量与截取窗口内均值能量的比值, 则新的鉴别参量即为截取段信号采样的能量首均比与峰均比乘积, 即

$$r = \frac{s_1 \cdot \max(s_n)}{\left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_n\right)^2} = \frac{N^2 \cdot s_1 \cdot \max(s_n)}{\left(\sum_{n=1}^N s_n\right)^2} \quad (14)$$

使用 IEEE 802.15.4a 的 CM1~CM4 信道模式, 各产生 1000 个独立信道实现, 并设置  $E_b/N_0$  依次为  $\{24, 26, 28, 30, 32, 34, 36\}$  dB, 由此各信道模式下均可产生  $1000 \times 7 = 7000$  组测距样本。按照式(14)提取各样本信号的截取段采样序列的  $r$  值并统计, 可发现其概率密度函数(Probability Density Function, PDF)可拟合为一个对数正态分布, 即

$$f(r) = \frac{1}{r\sigma_r\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln r - \mu_r)^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (15)$$

其中  $\mu_r$  和  $\sigma_r$  分别为  $\ln(r)$  的均值及标准偏差, 拟合值见表 1。图 2(a)~2(d) 分别给出了各情形下不同测距机制所对应的截取段  $r$  值的 PDF 拟合结果。

表 1 各信道模式下截取段信号的  $r$  值的 PDF 拟合参量值

信道模式	相干测距		非相干测距	
	$\mu_r$	$\sigma_r$	$\mu_r$	$\sigma_r$
CM1(住宅区 LOS)	5.55804	0.988797	2.38581	1.03083
CM2(住宅区 NLOS)	4.55237	1.15089	1.96314	1.00624
CM3 (室内办公环境 LOS)	4.05996	1.13776	2.18243	0.900765
CM4 (室内办公环境 NLOS)	2.47407	1.10897	0.823978	0.600525

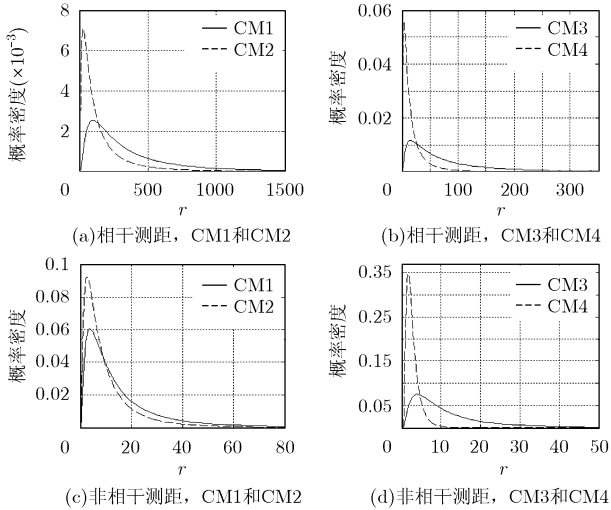


图 2 各信道模式下截取段信号的  $r$  值的 PDF 拟合结果

从图 2 可直观看出不管是相干测距还是非相干测距, LOS 信道和 NLOS 信道下  $r$  值 PDF 均有差异, 这种差异即意味着依据  $r$  实现 NLOS 状态的鉴别是可行的。而相比之下, 相干测距所对应的差异比非相干测距要明显, 说明统计特征的分度度更高, 鉴别成功率也应该更高, 这一点将在第 4 节中通过仿真进行验证。

为对比本文提出的参量与传统参量的鉴别性能, 本文也提取了样本信号截取段采样序列的峭度及平均附加时延并进行 PDF 拟合。拟合结果为, 峭度  $k$  服从对数正态分布, 而平均附加时延  $\tau_m$  服从正态分布, 即

$$f(k) = \frac{1}{k\sigma_k\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln k - \mu_k)^2}{2\sigma_k^2}\right) \quad (16)$$

$$f(\tau_m) = \frac{1}{\sigma_m\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\tau_m - \mu_m)^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (17)$$

其中  $\mu_k$  和  $\sigma_k$  分别为  $\ln(k)$  的均值及标准偏差, 拟合值见表 2;

表 2 各信道模式下截取段信号的峭度的 PDF 拟合参量值

信道模式	相干测距		非相干测距	
	$\mu_k$	$\sigma_k$	$\mu_k$	$\sigma_k$
CM1(住宅区 LOS)	3.34518	0.715484	1.54771	0.716417
CM2(住宅区 NLOS)	2.8948	0.691261	1.28093	0.716998
CM3 (室内办公环境 LOS)	2.53706	0.499598	1.38483	0.638303
CM4 (室内办公环境 NLOS)	1.91459	0.357766	0.798123	0.477367

$\mu_m$  和  $\sigma_m$  分别为  $\tau_m$  的均值及标准偏差, 拟合值见表 3。

表 3 各信道模式下截取段信号的平均附加时延的 PDF 拟合参量值

信道模式	相干测距		非相干测距	
	$\mu_m$	$\sigma_m$	$\mu_m$	$\sigma_m$
CM1 (住宅区 LOS)	16.1631	5.66958	12.6431	7.74843
CM2 (住宅区 NLOS)	18.6522	5.36262	15.4964	7.75067
CM3 (室内办公环境 LOS)	13.2791	4.56468	11.6225	6.89672
CM4 (室内办公环境 NLOS)	19.2315	3.95078	18.261	5.64958

### 3.3 似然比检验鉴别方法

在上述各参量的 PDF 已经获得的情况下, 可通过似然比检验的方法进行 NLOS 鉴别。设  $P_{\text{los}}^{\text{kurt}}(k)$ ,  $P_{\text{nlos}}^{\text{kurt}}(k)$ ,  $P_{\text{los}}^{\text{med}}(\tau_m)$ ,  $P_{\text{nlos}}^{\text{med}}(\tau_m)$ ,  $P_{\text{los}}^{r\text{-prod}}(r)$  及  $P_{\text{nlos}}^{r\text{-prod}}(r)$  分别表示各场景下峭度、平均附加时延及首均比与峰均比乘积在 LOS 和 NLOS 情形下的 PDF, 当前待鉴别信道的各特征参量取值分别为  $k_0$ 、 $\tau_{m0}$  及  $r_0$ , 则基于各参量的鉴别方法如下:

(1) 基于峭度的鉴别

$$J_{\text{kurt}} = \frac{P_{\text{los}}^{\text{kurt}}(k_0)}{P_{\text{nlos}}^{\text{kurt}}(k_0)} \begin{cases} > 1 \rightarrow H_0 \\ < 1 \rightarrow H_1 \end{cases} \quad (18)$$

(2) 基于平均附加时延的鉴别

$$J_{\text{med}} = \frac{P_{\text{los}}^{\text{med}}(\tau_{m0})}{P_{\text{nlos}}^{\text{med}}(\tau_{m0})} \begin{cases} > 1 \rightarrow H_0 \\ < 1 \rightarrow H_1 \end{cases} \quad (19)$$

(3) 基于首均比与峰均比乘积的鉴别

$$J_{r\text{-prod}} = \frac{P_{\text{los}}^{r\text{-prod}}(r_0)}{P_{\text{nlos}}^{r\text{-prod}}(r_0)} \begin{cases} > 1 \rightarrow H_0 \\ < 1 \rightarrow H_1 \end{cases} \quad (20)$$

## 4 仿真及讨论

本节将通过 IEEE 802.15.4a 的 CM1~CM4 信道下的仿真考察第 3 节中所讨论的 NLOS 鉴别方法的性能。仿真中各信道模式均产生了 1000 个独立的信道实现,  $E_b/N_0$  的变动范围为 {24, 26, 28, 30, 32, 34, 36} dB。使用的测距脉冲为持续时间  $T_p=1\text{ns}$ , 带宽为 2.7GHz 的高斯二阶脉冲, 系统采样率为 40GHz。帧周期  $T_f$  为 200ns, 各次信道实现所引入的真实 TOA 值均匀分布于  $(0, T_f)$ , 每符号使用的脉冲数  $N_s$  设置

为 1。相干测距和非相干测距的采样周期分别为  $t_s=0.025\text{ns}$ ,  $T_b=4\text{ns}$ 。

对每一个测距接收信号,均采用第 2 节中给出的两种测距算法获得 DP 检测结果,然后进行信号段截取,从截取段采样序列中提取 3.2 节中列举的各参量值,然后使用似然比检验方法鉴别出信道状态,最后将各种情况下的鉴别成功率总结为表 4。由表 4 可见,各信道模式下相干测距所对应的鉴别成功率均高于非相干测距所对应的鉴别成功率,这是预料之中的,因为相干测距的 DP 检测较为精确,且采样速率高,所以各参量的先验 PDF 区分度更高、提取到的鉴别参量值也更能准确地反映信道的状态信息。各鉴别方法在住宅区环境(CM1 和 CM2)下的鉴别成功率均比在室内办公环境(CM3 和 CM4)下的要低,原因是后者的电波传播环境更为复杂,信道冲击响应在 LOS 条件和 NLOS 条件下的差异更为明显,所以容易区分。对各鉴别方法在相同环境下的性能进行比较,可发现基于峭度和基于平均附加时延的似然比检验获得的鉴别成功率均不理想(如 CM1 下相干测距对应的鉴别成功率不到 6 成),而基于首均比与峰均比乘积的方法的鉴别成功率大有提升(如 CM1 下相干测距对应的鉴别成功率已在 7 成以上),各环境下 LOS 和 NLOS 的总的鉴别成功率平均提高约 10%。本文的结果比文献[9]中的要差,原因是本文方法没有以精确的信道估计为前提,特征参量直接从接收信号的截取段采样序列中提取,但正是这种处理才带来了本文方法的最大优点——实际可行性很高,且总的来说性能已经不差,在使用相干测距的情况下,基于首均比与峰均比乘积的方法在住宅区环境的鉴别成功率可达 7 成以上,而室内办公环境的成功率亦可达 8 成。

表 4 LOS/NLOS 的鉴别成功率

信道模式	相干测距			非相干测距		
	$k$	$\tau_m$	$r$	$k$	$\tau_m$	$r$
CM1 (LOS)	0.5807	0.5700	0.7473	0.5711	0.5690	0.5527
CM2 (NLOS)	0.6940	0.6469	0.6906	0.6076	0.5943	0.6616
CM3 (LOS)	0.7146	0.7209	0.8169	0.6346	0.6343	0.7309
CM4 (NLOS)	0.8380	0.7857	0.7903	0.7789	0.7283	0.8054

## 5 结束语

NLOS 效应是密集多径环境下影响 IR-UWB 测距精度的主要因素之一,当前解决此问题的主流思路是对 NLOS 状态进行鉴别,然后在定位程序中融入鉴别结果,从而使定位精度得到改善。已有的 NLOS 鉴别方法或者以节点的移动性为前提,不适合节点静止的 WSN,或者需要精确的信道估计,实际应用的局限性很大。考虑到这些问题,本文提出了

直接从接收信号截取段采样序列中提取特征参量进行 NLOS 鉴别的方法,并构造了采样序列的首均比与峰均比乘积用作鉴别参量。同时为了考察测距机制可能带来的影响,鉴别过程中使用了两种具有代表性的测距算法对以相干测距和非相干测距为前提的 NLOS 鉴别均进行了研究。仿真结果表明:相干测距所对应的鉴别成功率要高于非相干测距,原因是 DP 检测准确,且采样速率高,使得提取的特征参量更能准确地反映信道状态信息;使用序列首均比与峰均比乘积的鉴别成功率在各情形下均能比使用传统参量(峭度、平均附加时延)提高 10%左右,验证了前者作为鉴别参量的有效性。下一步工作中,将考虑怎样在定位阶段中融入 NLOS 的鉴别结果,并考察以此获得的定位精度的提升。

## 参考文献

- [1] Oppermann I, Stoica L, and Rabbachin A, *et al.* UWB wireless sensor networks: UWEN—A practical example. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(12): 27–32.
- [2] Wu S H, Ma Y K, and Zhang Q Y, *et al.* NLOS error mitigation for UWB ranging in dense multipath environments. *IEEE'WCNC*, Hongkong, China, 2007: 1565–1570.
- [3] Wylie M P and Holtzman J. The non-line of sight problem in mobile location estimation. *IEEE'ICUPC*, Boston, MA, USA, 1996, 2: 827–831.
- [4] Borrás J, Hatrack P, and Mandayam N B. Decision theoretic framework for NLOS identification. *IEEE'VTC*, Ottawa, Canada, 1998, 2: 1583–1587.
- [5] Schroeder J, Galler S, and Kyamakya K, *et al.* NLOS detection algorithms for Ultra-Wideband localization. *4th WPNC*, Hannover, Germany, 2007: 159–166.
- [6] Oppermann I, Matti H, and Iinatti J. *UWB Theory and Applications*. Chichester: John Wiley & Sons, 2004: 188–223.
- [7] Jazzar S A and Caffery J. New algorithms for NLOS identification. *IST Summit Conference*, Dresden, Germany, 2003: 19–23.
- [8] Mucchi L and Marcocci P. A new parameter for channel identification in UWB indoor environments. *16th ICCCN*, Honolulu, Hawaii, USA, 2007: 419–423.
- [9] Guvenc I, Chong C C, and atanabe F. NLOS identification and mitigation for UWB localization Systems. *IEEE'WCNC*, Hongkong, China, 2007: 1571–1576.
- [10] Lee J Y and Scholtz R A. Ranging in a dense multipath environment using an UWB radio link. *IEEE Journal on elected Areas in Communications*, 2002, 20(9): 1677–1683.
- [11] Chung W C and Ha D S. An accurate ultra wideband (UWB) ranging for precision asset location. *IEEE'UWBST*, Reston, Virginia, USA, 2003: 389–393.
- [12] Low Z N, Cheong J H, and Law C L, *et al.* Pulse detection algorithm for line-of-sight (LOS) UWB ranging applications.

- IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2005, 4(1): 63–67.
- [13] Lee J Y and Yoo S. Large error performance of UWB ranging in multipath and multiuser environments. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(4): 1887–1895.
- [14] Guvenc I and Sahinoglu Z. Threshold-based TOA estimation for impulse radio UWB systems. *IEEE'ICUWB*, ETH Zurich, Switzerland, 2005: 420–425.
- [15] Guvenc I and Sahinoglu Z. Multiscale energy products for TOA estimation in IR-UWB systems. *IEEE'GLOBECOM*, St. Louis, USA, 2005, 1: 209–213.
- [16] Stoica L, Rabbachin A, and Oppermann I. A low-complexity noncoherent IR-UWB transceiver architecture with TOA estimation. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(4): 1637–1646.
- [17] Guvenc I and Sahinoglu Z. Threshold selection for UWB TOA estimation based on kurtosis analysis. *IEEE Communications Letters*, 2005, 9(12): 1025–1027.
- [18] 吴绍华, 张钦宇, 张乃通. 一种新颖的基于门限比较的脉冲超宽带 TOA 估计算法. *通信学报*. 已录用.
- [19] Wu S H, Zhang Q Y, and Fan R F, *et al.* Match-filtering based TOA estimation for IR-UWB Ranging Systems. *IEEE/IWCMC'2008*, Crete, Greece, to appear.
- [20] Rappaport T S. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Indianapolis, IN: Prentice Hall, 2002, Chapter 5.
- 吴绍华: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为 UWB、无线传感器网络.
- 张钦宇: 男, 1972 年生, 教授, 主要研究方向包括无线数据传输、移动通信、无线通信网、生物医学电子、人工智能神经网络等.
- 张乃通: 男, 1934 年生, 教授, 中国工程院院士, 主要研究领域包括 UWB、C4I 通信系统、专用移动通信系统、卫星通信等.