

UWB无线传感器网络中基于匹配滤波检测的TOA估计*

吴绍华^{1,2+}, 张钦宇², 张乃通¹

¹(哈尔滨工业大学 电子与信息技术研究院,黑龙江 哈尔滨 150001)

²(哈尔滨工业大学 深圳研究生院,广东 深圳 518055)

TOA Estimation Based on Match-Filtering Detection for UWB Wireless Sensor Networks

WU Shao-Hua^{1,2+}, ZHANG Qin-Yu², ZHANG Nai-Tong¹

¹(School of Electronics and Information Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

²(Shenzhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, Shenzhen 518055, China)

+ Corresponding author: E-mail: hitwush@hit.edu.cn, http://cerc.hitsz.edu.cn

Wu SH, Zhang QY, Zhang NT. TOA estimation based on match-filtering detection for UWB wireless sensor networks. *Journal of Software*, 2009,20(11):3010-3022. <http://www.jos.org.cn/1000-9825/3376.htm>

Abstract: The TOA (time of arrival) estimation algorithms based on match-filtering detection for UWB (ultra wideband) wireless sensor networks are extensively studied in this paper. Based on the analysis of the drawbacks of the algorithms in the literature, a three-step algorithm is proposed: first, determine the search region for DP (direct path) detection; then, a rough detection of DP is made by threshold comparison; and last, the precise location of DP, i.e., the center of the arriving pulse, is obtained by a refined search process. The threshold factor used to calculate the threshold in the second step is set dynamically by using a model in terms of the kurtosis of the match-filtering output. The model is well independent of the channel model, and its effectiveness is proved through the comparison of the resulted performance with that of using fixed threshold factor. By comparing the performance of this algorithm with that of other algorithms, it can be observed that the proposed three-step algorithm has achieved a good trade-off between computational efficiency and estimation accuracy, thus more appropriate for current applications. In addition, the reliability of TOA estimation result is discussed through statistical analysis. Two levels of reliability are defined with regard to the corresponding kurtosis of the TOA estimation, and the probability density function for TOA estimation errors of each level is modeled. Properly incorporating the reliability information into the positioning algorithm will definitely improve the final location estimation accuracy.

Key words: UWB (ultra wideband); wireless sensor network; positioning; TOA (time of arrival) estimation; match-filtering

摘要: 深入研究了UWB(ultra wideband)无线传感器网络中基于匹配滤波门限检测的TOA(time of arrival)估计算法.针对现有算法的不足,提出了一种三步TOA估计算法:先确定DP(direct path)搜索区域,然后使用门限检测确定DP的粗略位置,最后精确搜索到DP的中心.其中,用于计算检测门限的门限因子依据匹配滤波输出的峭度动态设置,设置模型独立于信道模式,其正确性通过与使用固定门限因子所获得的性能对比进行了验证.与其他算法的性能

* Supported by the National Natural Science Foundation of China under Grant No.60432040 (国家自然科学基金)

Received 2007-08-03; Revised 2007-12-24; Accepted 2008-04-30

对比仿真结果表明,所提出的三步 TOA 估计算法在运算效率和 TOA 估计精度上取得了较好折衷,适合于当前实际应用.还通过对 TOA 估计误差的统计分析讨论了测距结果的可信度:依据峭度将测距结果划分为可信和不可信两个级别,并为各级别的 TOA 估计误差分别建立了概率密度模型.在定位模块中有效利用这些可信度信息,可进一步提高定位精度.

关键词: UWB(ultra wideband);无线传感器网络;定位;TOA(time of arrival)估计;匹配滤波

中图分类号: TP393 **文献标识码:** A

无线传感器网络(wireless sensor network,简称WSN)具有非常广阔的应用前景^[1].随机部署的传感器节点能够自身定位,是WSN开展一系列具体应用的前提.但由于传感器节点的成本限制问题,传统的GPS(global position system)定位方法并不适合于传感器网络^[2],而且GPS定位仅限于无遮挡的室外环境.UWB(ultra wideband)是一种非传统的、新颖的无线传输技术,非常适合于作为WSN的物理层技术^[3].首先是因为UWB采用极窄脉冲或极宽的频谱传送信息,收发信机不含有传统的中频和射频电路,设计简单,可满足传感器节点的低复杂度设计需求;其次是UWB信号理论上具备厘米级的测距精度,利用这样精确的测距结果可实现节点间的相对定位,也就是说,UWB能够充分满足WSN的定位需求.

常用的测距方法有基于接收信号到达时间估计的 TOA/TDOA(time of arrival/time difference of arrival)、基于接收信号强度估计的 RSS(received signal strength)及基于到达角度估计的 AOA(angle of arrival).UWB 脉冲的持续时间短至 ns 级,为充分利用其极好的时间分辨率,使用基于信号到达时间估计的测距技术是最适合以 UWB 为物理层技术的传感器网络的.

近些年来,TOA 估计算法得到了较为充分的研究,包括采用高采样速率、基于匹配滤波的相干 TOA 估计算法,以及采用较低采样率、基于能量检测的非相干 TOA 估计算法.这些 TOA 估计算法都是通过估计接收信号中直达单径(direct path,简称 DP)的到达时间而得到信号从发端到收端的传播时间.非相干 TOA 估计算法^[4-6]的最大优点是收敛速度快,这是因为所需的采样速率较低、处理的数据量不大,但同时也存在着估计精度较低的问题.文献[7,8]分别提出了依据能量采样的峭度和最大最小能量比(maximum to minimum energy sample ratio,简称 MMR)对 DP 块检测门限进行动态优化,使得 DP 块的检测成功率得到提高,在一定程度上提高了 TOA 估计精度;但由于采样信号的时间粒度低,对于 DP 在所检测到能量块内的精确位置仍无法确定,致使最终的测距结果仍不十分令人满意.在接收端采样速率能够保证的前提下,基于匹配滤波的相干 TOA 估计算法能够最大程度地挖掘 UWB 的精确测距能力.文献[9]最早进行相干 TOA 估计算法的研究,提出了基于 CLEAN 算法的循环相关 DP 检测算法.该算法的精确度很高,但大量的单径幅值估计及校正运算使得算法的运算量极大,收敛速度很慢.文献[10]对算法中单径幅值校正的细节进行了优化,使得改进算法在计算量大幅度减小的同时保持了原有精度,但在处理多径密集接收信号时仍需进行多次相关及单径幅值估计,算法的复杂度仍然较高.由此,一些文献考虑直接从接收信号的匹配滤波输出中检测 DP,如文献[11]将匹配滤波输出的峰值位置作为 DP 的检测点,但此法只适用于收发天线均为全向的 LOS(line of sight)情形;文献[12]对匹配滤波输出进行门限检测,但用于计算门限的门限因子的设置策略在该文中并未深入讨论,该文仿真使用的是固定门限因子;文献[13]中使用了动态门限,并基于将 DP 检测的大值误差(漏检、虚警)概率控制到最小的思想对动态门限的设置进行了推导,但推导结果显示,门限的计算涉及的参量过多(包括噪声系数、噪声偏差及多径能量总和),且这些参量的精确估计均很困难,致使算法的实际可行性较低.

综上,现有的 TOA 估计算法在测距精度、运算复杂度及可行性等方面各有优劣.为寻求一种折衷方案以满足节点运算能力有限的传感器网络,文献[14]中提出了一种结合使用能量检测与匹配滤波的两步估计法,该方法在运算符复杂度和精度之间取得了一定的折衷.作为该文的后续工作,本文继续探讨如何设计出以较低运算量获得较高测距精度的 TOA 估计算法.本文提出的是一种单纯的基于匹配滤波门限检测的三步估计法:1) 根据匹配滤波输出的峰值检测结果限定 DP 的搜索区域;2) 在搜索区域内使用门限检测确定 DP 的粗略位置;3) 以粗略位置为基准,精确搜索 DP 的中心位置.与文献[14]中的两步法相比,三步法因为全程处理高速率的匹配滤波采

样致使运算量有所增加,但测距精度有了较大的提升.也就是说,三步法在折衷策略上对测距精度是所有倾向的,这样做的目的是为了为了满足一些对定位精度要求较高的WSN应用(如货物、药品定位等).在三步法的具体设计上,步骤2)中的门限设置是影响TOA估计精度的关键.借鉴文献[7]中对非相干TOA估计算法的检测门限进行优化的思想,本文提出了一种依据匹配滤波输出的峭度动态设置最优门限因子的方法.由于峭度值很容易从采样序列中计算出来,算法的实际可行性很高.IEEE 802.15.4a^[15]信道下的仿真结果表明,所建立的最优门限因子计算模型独立于信道模式(CM1和CM2),使得算法具有较好的通用性.

测距的最终目的是定位.为了尽量提高定位的精度,测距模块完成TOA估计之后,应该为定位模块提供尽可能多的信息.但在当前的研究中,研究者习惯于将测距、定位分开讨论,测距模块除了向定位模块提供距离估计结果之外,没有更多的联系.事实上,如果测距模块能够提供与测距结果对应的可信度信息为定位模块所用,则必然有助于定位精度的提高.由于测距的精度直接由TOA估计算法中的门限因子决定,所以门限因子的设置参量(本文中为匹配滤波输出的峭度)即蕴含着最直接的可信度信息.本文通过对大量的测距仿真结果进行统计,依据峭度对测距结果的可信度分级,并为各级别的TOA估计误差建立了概率密度模型.这样,定位模块在获得测距模块所提供的距离信息的同时,还可根据附带的峭度值获得该距离的可信级别及具体的概率分布情况.在定位程序中充分利用这些信息,定位精度必然会有所提高.

本文第1节中提出三步TOA估计算法,第2节讨论算法中的基于峭度的动态门限因子策略,第3节通过仿真验证算法的性能,第4节通过对误差的分析及建模讨论测距结果可信度信息的建立,第5节给出全文的结论.

1 TOA 估计算法

1.1 接收信号数学模型

设接收信号可表示为

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

其中: j, T_f 分别表示帧序号和帧周期; T_c 为码片持续时间,一帧内的码片占位数为 $N_c = T_f / T_c$; $n(t)$ 表示零均值、双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的AWGN(additive white Gaussian noise).因为仅讨论测距,系统中不考虑调制. c_j 是为避免灾难性碰撞并平滑传输信号的功率谱密度而为不同节点分配的跳时序列,第 k 个用户分配到的跳时序列满足 $c_j^{(k)} \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$;随机极性序列 $d_j \in \{\pm 1\}$ 用于增加接收信号检测的处理增益,同时也可平滑信号的功率谱密度. $p_{mp}(t)$ 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,同时也作为本地相关模板,此处定义为高斯二阶脉冲,持续时间为 T_p ; a_i 和 τ_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 τ_1 即为需要估计出的信号到达时间 τ_{TOA} .为了讨论方便并不失一般性,设 $d_j = 1, \forall j$ (测距脉冲极性均为正),信号始终能够在一帧持续时间内到达,即 $\tau_{TOA} < T_f$;且帧间干扰可完全避免,即满足 $T_f > T_{CIR} + c_{\max} \cdot T_c$.其中, T_{CIR} 表示信道冲激响应的有效持续时间, c_{\max} 为使用的跳时序列的最大码值.

可直接使用接收信号中的某一脉冲接收数据 $p_{mp}(t)$ 估计TOA,也可以将多个脉冲的接收数据在 T_f 时间长度上平均从而消减AWGN功率,用信噪比得以提高的平均信号估计TOA可提高测距精度.设 $r_j(t)$ 为接收信号 $r(t)$ 中第 j 个脉冲的接收部分,即

$$r_j(t) = p_{mp}(t - jT_f - c_j T_c) + n(t), \quad t \in [jT_f + c_j T_c, (j+1)T_f + c_j T_c] \quad (3)$$

共使用 N 个脉冲参与平均运算得到如下平均信号:

$$r_{avg}(t) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N r_j(t) = \sum_{i=1}^L a_i p(t - \tau_i) + n_N(t) = a_{DP} p(t - \tau_{DP}) + \sum_{i=2}^L a_i p(t - \tau_i) + n_N(t) \quad (4)$$

其中, $n_N(t)$ 为 AWGN $n(t)$ 的 N 次平均, 方差减小为 σ^2/N . 设 $r_{avg}(t)$ 的匹配滤波输出为

$$c(t) = r_{avg}(t) \otimes p(t) \tag{5}$$

则 TOA 估计的任务就是要通过门限检测从 $c(t)$ 中确定 DP 的位置.

1.2 DP 检测算法

DP 的检测分 3 个步骤进行: 1) 以匹配滤波输出的峰值点为基准, 确定 DP 的搜索区域; 2) 计算动态门限, 并据此检测到 DP 的粗略位置; 3) 以步骤 2) 获得的检测点为基准, 进一步搜索 DP 的精确位置, 即到达脉冲的中心. 图 1 是算法示意图, 下面将对各个步骤进行详细叙述.

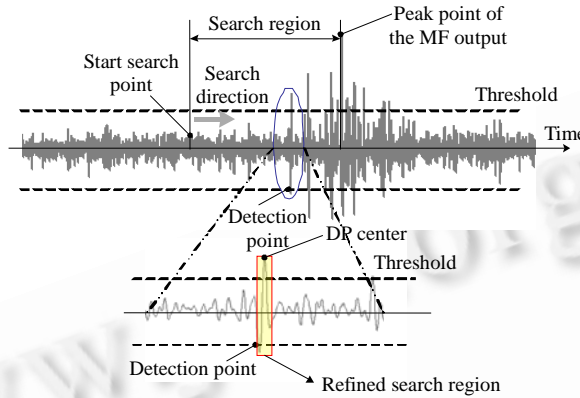


Fig.1 DP detection algorithm based on match-filtering

图 1 基于匹配滤波门限检测的 DP 检测算法

步骤 1. 确定 DP 搜索区域.

首先对匹配滤波输出进行峰值检测, 确定接收信号中能量最强单径 (strongest path, 简称 SP) 的位置 $\hat{\tau}_{SP} = \arg \max_{0 < t < T_f} |c(t)|$. 在收、发天线均为全向的 LOS 情形下, SP 就是 DP; 在其他情形下, DP 必然比 SP 早到达. 所以, 对 DP 的搜索可以限定在 SP 之前某一长度的区域内. 这样做一方面可以有效地减小搜索运算量, 提高算法效率; 另一方面可在一定程度上降低 DP 虚警的概率. 搜索区域的长度需要依据特定信道环境下 DP 与 SP 的到达时间差 $\delta = \tau_{SP} - \tau_{DP}$ 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 (室内视距环境) 和 CM2 (室内非视距环境) 来模拟. 对 1 000 个独立信道实现进行统计可发现, CM1, CM2 下均有 $P(\delta < 60\text{ns}) \approx 1$. 所以, 将搜索区域的长度设置为 $\delta_{\max} = 80\text{ns}$, 可保证不管是 CM1 还是 CM2 下均可搜索到 DP. 即 DP 搜索的起点位置 $\tau_{start_point} = \hat{\tau}_{SP} - \delta_{\max}$, 搜索区间为 $[\tau_{start_point}, \hat{\tau}_{SP}]$.

步骤 2. 设置门限, 检测到 DP 径的粗略位置.

在 DP 搜索区域内, 第 1 个跨越检测门限 ξ 的采样点即为 DP 径所在, 即

$$\hat{\tau}_{detection_point} = \min \{ t \mid |c(t)| > \xi, t \in [\tau_{start_point}, \hat{\tau}_{SP}] \} \tag{6}$$

门限 ξ 的值使用匹配滤波输出的峰值来计算:

$$\xi = \gamma \cdot \max \{ |c(t)| \} \tag{7}$$

其中, γ 为门限因子. γ 的设置直接决定 $\hat{\tau}_{detection_point}$ 的精确程度, 传统的做法是将 γ 设置为固定值. 但通过仿真可发现, 随着信噪比、信道特征的变化, γ 的最优值在 0.2~0.8 范围内浮动. 所以, γ 的最优值需根据当前测距接收信号的特征动态计算, 第 2 节中将对此进行详细讨论.

步骤 3. 精确搜索 DP 径的中心位置.

由于是门限检测, 步骤 2 中获得的检测点并不一定恰好就是 DP 径脉冲的中心. 为了进一步提高测距精度, 可以检测点为基准在其附近将 DP 中心搜索出来. 如图 2 所示, 对于理想的单脉冲匹配滤波输出来说, 门限检测的检测点可能出现在第 1 个次峰值的前面, 也可能出现在主峰值的前面. 但不管是哪种情况, 从检测点往后在半

个脉冲长度范围必然能够找到脉冲中心,即主峰值点.所以,DP 中心的精确搜索结果可表示为

$$\hat{t}_{DP} = \arg \max_{\hat{t}_{detection_point} < t < \hat{t}_{detection_point} + T_p / 2} |c(t)| \quad (8)$$

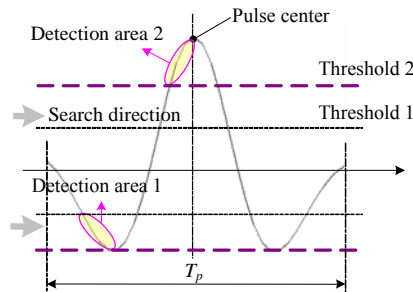


Fig.2 Possible detection areas of threshold detection on the match-filtering output of single pulse waveform

图 2 单脉冲匹配滤波门限检测可能出现的检测区域

在实际检测中,由于噪声、干扰及邻近多径的影响,脉冲中心仍然不可能绝对精确地检测到,但误差大小可稳定在 $T_p/2$ 以内,具体的误差分析及建模将在第 4 节中讨论.

2 动态门限因子策略

从整个 TOA 估计流程来看,DP 检测的步骤 2 是决定最终 TOA 估计精度的关键步骤,在此步骤中,应该尽量设置适合的门限,使检测点能够落到 DP 单径的范围之内.本节将对门限因子的设置策略进行详细讨论.

2.1 门限因子的设置参量

传统的门限因子设置策略是使用固定值,如文献[12],但对于经由不同信道、受噪声影响程度不同的测距接收信号来说,最优检测门限显然是有差异的,所以使用固定门限因子必然不能获得最优的 TOA 估计性能;文献[13]中考虑使用动态门限,但计算模型中涉及了过多的参量(包括噪声系数、噪声偏差及多径能量总和),且对这些参量的精确估计在接收机中较难完成.为了便于算法的实际实现,希望能从接收信号中提取一个形式简单的参量,用来动态计算门限因子.此参量首先要容易获得,其次要尽可能充分地捕获到当前测距接收信号的特征,这些特征既包括信噪比信息,还包括信道的个体特征.

基于门限检测的非相干 TOA 估计算法的研究同样涉及门限的优化设置.文献[7,8]分别提出了以能量采样序列的峭度和 MMR 为参量的动态门限计算模型.受此启发,本文考虑以匹配滤波输出采样的峭度为参量,对门限因子进行动态设置(不使用 MMR 是因为匹配滤波输出采样的最小采样值过于随机,不能捕获接收信号的任何特征).文献[16]中提出用峭度来进行接收信号的信噪比估计.设匹配滤波输出的采样序列为 $\{c[n]\}$, $n=1,2,\dots,T_f/\Delta t$.其中, Δt 为采样周期,则峭度的计算如下:

$$k(c[n]) = \frac{E(c^4[n])}{E^2(c^2[n])}, \quad n=1,2,\dots,\left\lfloor \frac{T_f}{\Delta t} \right\rfloor \quad (9)$$

图 3 使用 IEEE 802.15.4a 信道模型考查了不同信道模式(CM1 和 CM2)下 500 个独立信道实现的峭度均值随信噪比的变化.可发现,随着 E_b/N_0 从 8dB 增加到 36dB,峭度均值从“<10”增加到“>100”.也就是说,峭度确实能够很好地反映信噪比信息.需要注意的是,图 3 给出的是多个独立信道下峭度的统计均值信息,在同一 E_b/N_0 值下,不同信道的峭度值完全是有可能不同的.也就是说,具体信道的峭度值还与该信道的个体特征(簇特征、单径分量特征等)密切相关.总之,峭度能够同时捕获接收信号的信噪比信息和信道个体特征,且易于计算,满足作为门限因子设置参量的需求.

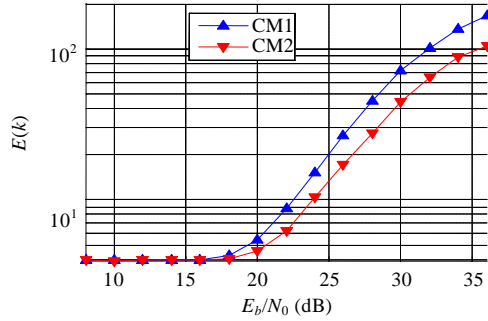


Fig.3 Mean value of kurtosis with respect to E_b/N_0

图 3 峭度均值随 E_b/N_0 的变化

2.2 基于峭度的最优门限因子计算模型

当信噪比在较大范围内变动时,由图 3 可以看出,峭度的变动范围也非常大.为了便于讨论,可对原始的峭度值取对数,即令

$$K = \text{round}(\log_2(k)) \tag{10}$$

其中,round(·)表示四舍五入取整.这样,K 的值可保持在较小的范围内变动($K \in \{1, 2, \dots, 9\}$),下文中提到的峭度在未作特殊说明时均指 K.

建模数据来源于 IEEE 802.15.4a 信道模式下使用 500 个独立信道实现、将 E_b/N_0 值分别设置为 $\{8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 24, 26, 28, 30, 32, 34, 36\}$ dB 情况下的测距仿真结果.也就是说,各信道模式下均进行了 $500 \times 15 = 7500$ 次独立的仿真实验.图 4(a)、图 4(b)分别给出了 CM1, CM2 下,当峭度 K 变化时,门限因子 γ 取不同值对 TOA 估计的 MAE (mean absolute error) 的影响.由于绘图空间有限,图 4 上仅绘出了部分 K 值所对应的曲线.可以看出,随着 K 的增大,MAE 整体呈减小趋势;对应于每一个 K 值,使得 TOA 估计的 MAE 最小的 γ 值即为此 K 值所对应的最优门限因子.

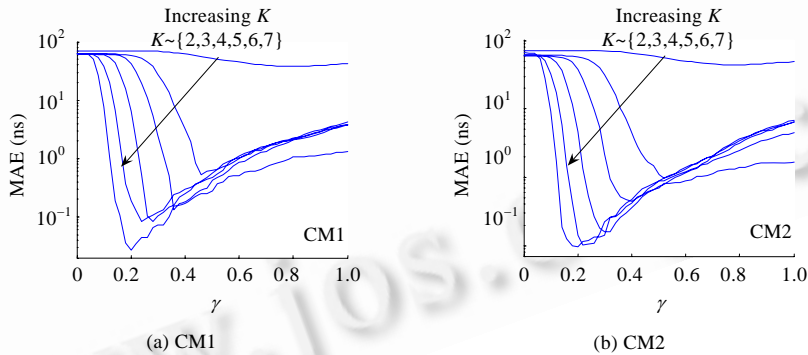


Fig.4 TOA estimation MAE with respect to threshold factor γ for different K

图 4 不同 K 下 TOA 估计的 MAE 随门限因子 γ 的变化

为了便于更直观地考查最优门限因子与 K 的关系并拟合建模,将图 4 中各曲线的最低点所对应的 γ 值整理出来并绘于图 5 中(其中,粗体曲线为拟合曲线).从图 5 可以看出:最优门限因子与 K 的关系与信道模式无关,即在 CM1 和 CM2 两种不同信道模式下,各 K 值所对应的最优 γ 值几乎重叠;随着 K 的增大,最优门限因子的大致走势是逐渐减小的.考虑到上述特点,通过拟合,得到最优门限因子 γ_{opt} 与 K 之间的数学关系为

$$\gamma_{opt} = a \cdot K^b + c \tag{11}$$

其中, $a = 1.791, b = -1.341, c = 0.08361$.注意,图 5 中当 $K = 1$ 时,最优的门限因子值并不符合整体变化趋势,大致在 0.8 左右,所以有必要对公式(11)计算出来的值稍加修正,即

$$\gamma_{opt_final} = \begin{cases} \gamma_{opt}, & \text{if } \gamma_{opt} < 0.8 \\ 0.8, & \text{other} \end{cases} \quad (12)$$

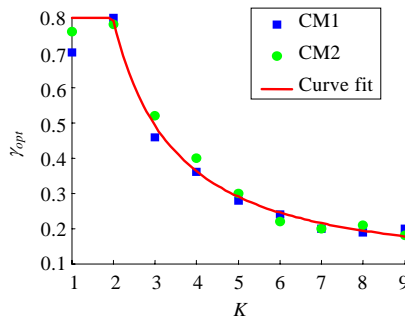


Fig.5 Dependence of the optimal threshold factor γ_{opt} on K and its fitting

图 5 最优门限因子 γ_{opt} 依赖于 K 的关系及拟合

3 算法的性能仿真

为了验证本文所提出的基于峭度进行动态门限因子设置的 TOA 估计算法的有效性,本节通过仿真将其性能与固定门限的 TOA 估计算法进行了横向比较,同时还在相同仿真条件下纵向比较了与已有文献中两种其他算法的性能差异.仿真工具为 Matlab(R2007a 版本),信道使用 IEEE 802.15.4a 模型产生,仿真中,各参量的具体设置见表 1.

Table 1 Settings of simulation parameters

表 1 仿真参量的设置

Parameter name	Parameter value
Pulse shape	Gaussian doublet
Pulse duration time (T_p)	1ns
Pulse bandwidth	2.7GHz
System sampling rate	40GHz
Pulse repetition interval (T_f)	200ns
Max value of time-hopping codes (c_{max})	50
Number of channels	500 for CM1, 500 for CM2
E_b/N_0	{12,14,16,18,20,22,24,26,28,30}dB
Real TOAs for every channel realization	Uniformly distributed within $(0, T_f)$
Number of pulses used for a symbol (N_s)	1

3.1 与固定门限因子的算法性能对比

图 6 比较了本文所提出的算法中使用动态门限因子与使用固定门限因子的性能差异.可以看出,正如第 2.1 节中通过理论分析所作的预测,使用固定门限因子时算法的性能不是很理想:当 γ 取值很小 ($\gamma \in \{0.1, 0.2\}$) 时,算法在所有信噪比阶段表现均很差;当 γ 取值较小 ($\gamma \in \{0.3, 0.4\}$) 时,算法在信噪比很高时表现尚可,但在较低的信噪比阶段会因为 DP 虚警概率较大而导致性能很差;当 γ 取值较大 ($\gamma \in \{0.4, 0.5, 0.6\}$) 时,算法在较低信噪比阶段的性能会有所提高(DP 虚警概率得到一定程度的抑制),但在高信噪比阶段会因为 DP 漏检概率的增大而导致性能下降;当 γ 取值很大 ($\gamma \in \{0.7, 0.8, 0.9\}$) 时,算法在所有信噪比阶段均表现一般.总之,不存在任何固定门限因子能够使算法在所有信噪比范围内均取得较好的性能.反观基于峭度进行动态门限因子设置时,算法在任意信噪比阶段几乎都能获得比使用固定门限因子更加优异的性能,从而验证了选取峭度作为门限因子设置参量的想法的有效性.同时,第 2.2 节中所建立的计算模型的正确性也在此得到验证.

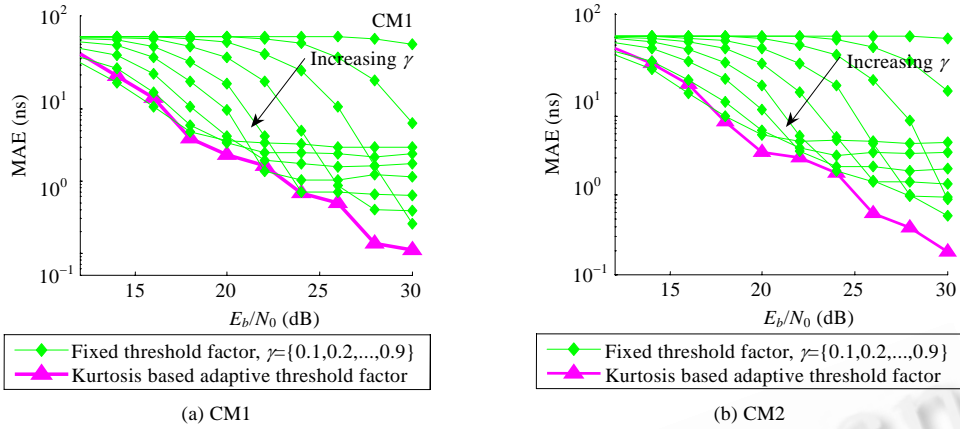
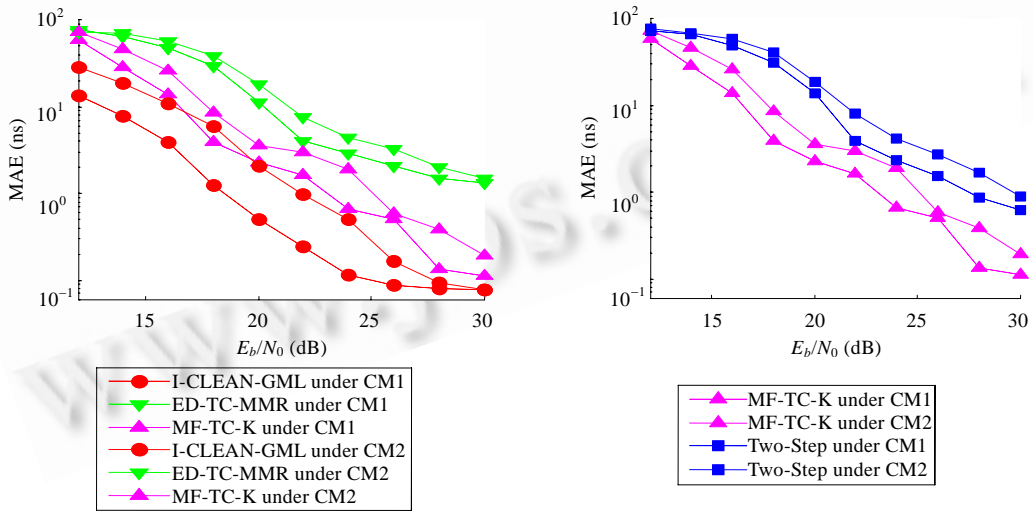


Fig.6 In the match-filtering based TOA estimation algorithm, performance of using adaptive threshold factor vs. that of using fixed threshold factor

图 6 基于匹配滤波门限检测的 TOA 估计算法中, 使用动态门限因子与使用固定门限因子的性能比较

3.2 与其他算法的性能对比

为了进一步分析本文所提出算法的有效性,我们还将其与文献中已有的具备代表性的UWB TOA估计算法进行性能对比.图 7(a)给出了与已有的非相干算法和相干算法中的性能最优者,即文献[8,10]中的算法,在各种 E_b/N_0 取值下的 MAE 对比.其中, MF-TC-K(match-filtering based threshold crossing algorithm with adaptive threshold-factor setting using kurtosis)即对应本文所提出的算法,ED-TC-MMR(energy detection based threshold crossing algorithm with adaptive normalized threshold setting using MMR)和 I-CLEAN-GML(improved CLEAN based GML algorithm)分别对应文献[8,10]中的算法.作为与本文的研究密切相关的工作,文献[14]中的两步 TOA 估计法同样是一种在算法复杂度与估计精度之间折衷的算法,故图 7(b)中还将本文的 MF-TC-K 算法与这种算法(即图 7(b)中的 Two-Step)进行了性能比较.



(a) Compared with ED-TC-MMR^[8] and I-CLEAN-GML^[10]

(a) 与 ED-TC-MMR^[8] 和 I-CLEAN-GML^[10] 的对比

(b) Compared with the two-step algorithm^[14]

(b) 与 Two-Step 算法^[14] 的对比

Fig.7 Performance comparisons between MF-TC-K and some other algorithms

图 7 MF-TC-K 算法与已有的几种算法的性能对比

从图 7(a)可以看出:由于接收信号采样序列的时间粒度得到提高,相同信噪比下MF-TC-K算法的TOA估计精度要高于ED-TC-MMR算法,这与理论分析结果是相符的;与I-CLEAN-GML算法相比,MF-TC-K算法的性能要略差一些,这也是理论预料之中的,因为I-CLEAN-GML算法要进行多次循环相关、幅值估计及校正运算,相当于用超大运算量换取高精度,而MF-TC-K算法直接对接收信号的匹配滤波输出进行门限检测,处理相同的测距信号运算量只有I-CLEAN-GML的 1/10 左右.具体而言,在CM1 信道模式下,当 $E_b/N_0 > 20\text{dB}$ (CM2 下 $E_b/N_0 > 24\text{dB}$)时,MF-TC-K即可获得米级以内的测距精度(小于 3.3ns的TOA估计误差).从图 7(b)可以看出:MF-TC-K比Two-Step算法在精度上有很大提升,这是因为后者的精度主要决定于第 1 步中能量检测对DP块的定位,而前者全程处理匹配滤波的高采样输出,处理增益更大;也正因为如此,前者的计算量也要比后者大,但与其他基于匹配滤波的算法相比,计算复杂度已经通过 3 个步骤的处理得到了极大的优化.MF-TC-K相对于Two-Step的另一个优势是接收机结构中不需要能量检测模块.总之,本文提出的MF-TC-K是一种效率很高的TOA估计算法,它以适当的运算量获得了较高的测距精度,可行性大,可以与Two-Step算法一起为当前WSN中的测距定位提供解决方案.

4 误差分析及建模

为了尽可能地提高定位精度,测距模块应该在向定位模块提供 TOA 估计结果的同时附送该结果的可信度信息为其所用.对于本文所讨论的基于匹配滤波检测的 TOA 估计算法而言,精度由所设置的门限因子直接决定,所以其设置参量(即峭度)可以用来评价 TOA 估计结果的可信度.本节通过分别对 CM1,CM2 下的 7 500 次测距仿真实验结果进行统计,按照峭度将 TOA 估计结果的可信度分级,并为各级别的 TOA 估计误差建立了概率密度模型.这样,定位模块依据附带于测距结果的峭度值,即可获取该结果的可信级别及误差分布概率,在定位算法中充分利用这些信息,定位精度必将得到提高.

将 7 500 次仿真实验的结果按照峭度值进行分类,并统计每一类结果的 MAE 绘制成图 8.可以看出,当 $K < 3$ 时,MAE 在 30ns(对应测距误差约 10 米)以上,意味着测距结果可信度很低;而当 $K \geq 3$ 时,MAE 减小到 1ns(对应测距误差约 30cm)以内,意味着此时的测距结果有很高的可信度.由此可将 TOA 估计结果的可信度按照附带的 K 值分为两个级别: $K < 3$ ——不可信; $K \geq 3$ ——可信.

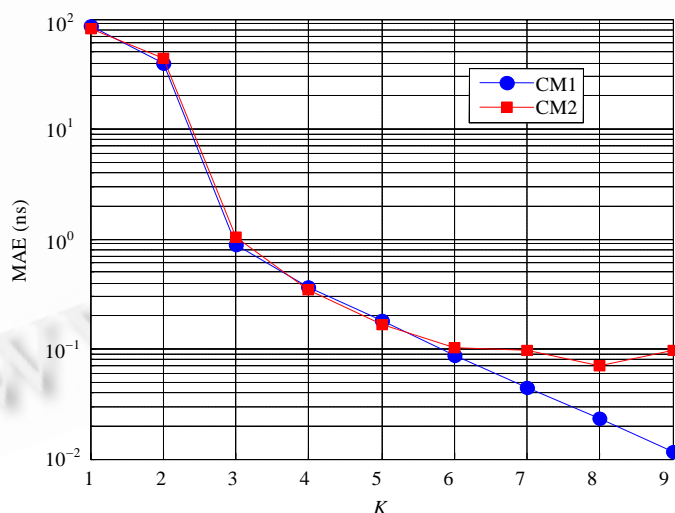


Fig.8 TOA estimation performances under different kurtosis

图 8 各峭度下的 TOA 估计性能

如果说峭度值能够给出测距结果可信度的粗略印象,那么对各级别的 TOA 估计误差进行概率统计,概率密度函数则可以提供一个更细微的可信度依据.根据 DP 是否被检测到,TOA 估计误差可从原理上分为 3 类:

- (1) 小值误差(error for successful detection,简称SD_error).DP被成功检测到,但由于噪声及邻近脉冲的影响,DP的中心位置很难精确定位,理论上,DP范围内的任意采样点都有可能被误认为是中心位置,即此时仍存在量级为脉冲宽度的误差,误差区间为 $[-T_p/2, T_p/2]$.
- (2) 虚警误差(error for early false alarm,简称EFA_error).DP前的纯噪声区域的某一位置被误检作DP,此类误差为负的大值误差,误差值 $< -T_p/2$.
- (3) 漏检误差(error for missed detection,简称MD_error).比DP晚到达的某一单径被误检作DP,此类误差为正的大值误差,误差值 $> T_p/2$.

为了便于讨论,将EFA和MD两类误差稍作搬移,以吻合大部分概率密度模型的分布区间,具体为 $-EFA_error - T_p/2, MD_error - T_p/2$.这样,分布区间均搬移到 $(0, +\infty)$,使得拟合起来更为方便.以后提到EFA和MD两类误差的概率分布,实为 $-EFA_error - T_p/2$ 和 $MD_error - T_p/2$ 的概率分布.

下面以CM1为例,对各级别的TOA估计误差进行概率统计,最后以表格的形式给出总结.

4.1 不可信级别(K<3)的误差概率统计(CM1)

在7500次仿真实验中,匹配滤波采样序列的峭度值落在 $K < 3$ 范围内的共有3430次.对这3430次仿真结果的误差 $\tau_{err} = \hat{\tau}_{DP} - \tau_{DP}$ 进行统计,有

$$P_{EFA} = \Pr(\tau_{err} < -T_p/2) = 811/3430 = 0.2364 \tag{13}$$

$$P_{MD} = \Pr(\tau_{err} > T_p/2) = 1146/3430 = 0.3341 \tag{14}$$

$$P_{SD} = \Pr(-T_p/2 \leq \tau_{err} \leq T_p/2) = 1 - 0.2364 - 0.3341 = 0.4295 \tag{15}$$

对各类误差绘制归一化柱状图并进行概率密度拟合(如图9所示),可得到如下拟合结果:

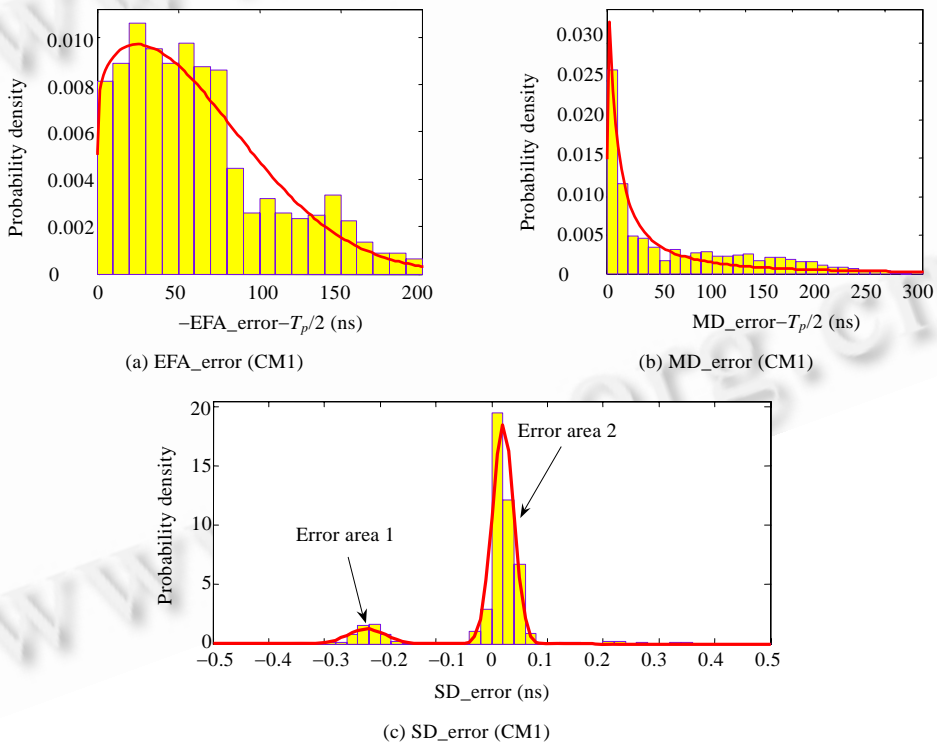


Fig.9 Normalized histograms for the three kinds of unreliable-level errors under CM1 and the corresponding probability density fittings

图9 CM1下不可信级别3类TOA估计误差的归一化柱状图及相应的概率密度拟合

- 虚警误差 EFA_error 的概率密度模型

$$f(\tau_{err_efa}) = 2 \left(\frac{\mu_{efa}}{\omega_{efa}} \right) \frac{1}{\Gamma(\mu_{efa})} \tau_{err_efa}^{(2\mu_{efa}-1)} e^{-\frac{\mu_{efa}}{\omega_{efa}} \tau_{err_efa}^2}, \tau_{err_efa} > 0 \quad (16)$$

其中, $\tau_{err_efa} = -\tau_{err} - T_p/2, \mu_{efa} = 0.556972, \omega_{efa} = 5994.06$.

- 漏检误差 MD_error 的概率密度模型

拟合结果为 Lognormal 分布,即

$$f(\tau_{err_md}) = \frac{1}{\tau_{err_md} \sigma_{md} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln \tau_{err_md} - \mu_{md})^2}{2\sigma^2}}, \tau_{err_md} > 0 \quad (17)$$

其中, $\tau_{err_md} = \tau_{err} - T_p/2, \mu_{md} = 3.29535, \sigma_{md} = 1.7675$.

- 小值误差 SD_error 的概率密度模型

第 1.2 节中已经分析过,如果 DP 能够被成功检测到,则检测点可能分布在两个区域.如图 9(c)所示,误差概率分布也相应集中在两个区域,从而验证了第 1.2 节中的分析.需要注意的是,误差在脉冲中心附近(即误差区域 2)分布的概率远大于在之前的次峰值附近(即误差区域 1)分布的概率,这恰好就是 DP 检测算法中步骤 3 的作用——步骤 3 的精确搜索程序可让最终检测位置尽量靠近 DP 中心.设小值误差出现在区域 1 和区域 2 的概率分别为 P_1 和 P_2 ,则其概率密度函数可拟合为两个高斯函数之和(如图 9(c)所示),即

$$f(\tau_{err}) = P_1 \cdot \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\tau_{err} - \mu_1)^2}{2\sigma_1^2}} + P_2 \cdot \frac{1}{\sigma_2 \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\tau_{err} - \mu_2)^2}{2\sigma_2^2}}, \tau_{err} \in [-0.5, 0.5] \quad (18)$$

其中, $P_1 = 0.1086, \mu_1 = -0.223978, \sigma_1 = 0.0337977; P_2 = 0.8914, \mu_2 = 0.0202452, \sigma_2 = 0.0192607$.

4.2 可信级别(K≥3)的误差概率统计(CM1)

峭度值落在 $K \geq 3$ 范围内的仿真实验共有 $7500 - 3430 = 4070$ 次,经过统计有: $P_{EFA} = 10/4070 = 0.0025, P_{MD} = 106/4070 = 0.026, P_{SD} = 1 - 0.0025 - 0.0226 = 0.9749$.可见,发生虚警和漏检的概率均非常小,近似为 0.在进行概率密度模型拟合时,虚警误差和漏检误差可忽略不计,只考虑 DP 成功检测时的小值误差,而其分布情况与不可信级别的小值误差完全相似(如图 10 所示).所以,概率密度的拟合结果仍然是两个高斯函数之和,只是模型中的参量值有所变化,各参量的具体值见表 1.

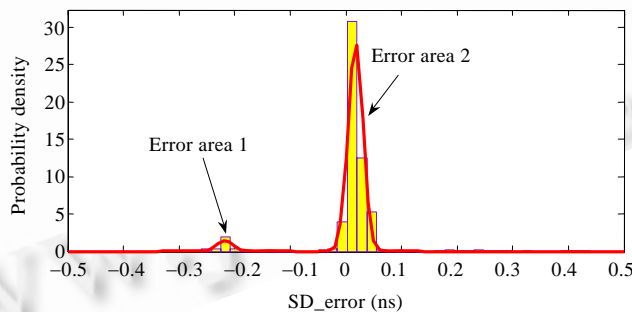


Fig.10 Normalized histograms for the SD_error of the reliable-level under CM1 and its probability density fitting

图 10 CM1 下可信级别的小值误差的归一化柱状图及其概率密度拟合

4.3 CM1,CM2下误差概率模型的总结

CM2 下的各级别 TOA 估计误差的概率统计步骤与 CM1 完全相同.将两种信道模式下的统计结果总结成表 2,可以看到,在 CM1 和 CM2 下,模型中的很多参量值非常接近,这使得我们有这样一种思路:在定位模块中应用这些概率模型时,可使用 CM1 和 CM2 下参量值的平均值,从而可以不考虑信道模式的预先设置或鉴别,在所

有场景均使用统一的误差概率模型,使模型的应用效率和灵活性得以提高。

Table 2 Sum up of the PDF modeling results for TOA estimation errors

表 2 TOA 估计误差的概率密度模型总结

Channel model	Parameter value					
	Unreliable-Level ($K < 3$)			Reliable-Level ($K \geq 3$)		
	EFA	MD	SD	EFA	MD	SD
CM1	$P_{EFA}=0.2364$	$P_{MD}=0.3341$	$P_{SD}=0.4295$	$P_{EFA}=0.0025$	$P_{MD}=0.0226$	$P_{SD}=0.9749$
	$\mu_{efa}=0.5570$ $\omega_{efa}=5994$	$\mu_{md}=3.2954$ $\sigma_{md}=1.7675$	$P_1=0.1086$ $\mu_1=-0.2240$ $\sigma_1=0.03380$ $P_2=0.8914$ $\mu_2=0.02025$ $\sigma_2=0.01926$	N/A	N/A	$P_1=0.0524$ $\mu_1=-0.2178$ $\sigma_1=0.01467$ $P_2=0.9476$ $\mu_2=0.01710$ $\sigma_2=0.01338$
CM2	$P_{EFA}=0.2590$	$P_{MD}=0.4045$	$P_{SD}=0.3365$	$P_{EFA}=0.0024$	$P_{MD}=0.0417$	$P_{SD}=0.9559$
	$\mu_{efa}=0.5163$ $\omega_{efa}=5811$	$\mu_{md}=3.2842$ $\sigma_{md}=1.6737$	$P_1=0.1460$ $\mu_1=-0.2010$ $\sigma_1=0.03516$ $P_2=0.8540$ $\mu_2=0.05721$ $\sigma_2=0.03483$	N/A	N/A	$P_1=0.0720$ $\mu_1=-0.1863$ $\sigma_1=0.02447$ $P_2=0.9280$ $\mu_2=0.05748$ $\sigma_2=0.02906$

5 结 论

基于能量检测的非相干 TOA 估计算法由于存在采样序列时间粒度低这一根本问题,测距精度较低.基于匹配滤波的相干 TOA 估计算法能够最大程度地挖掘 UWB 的精确测距能力,但是已有研究中所提出的算法在运算复杂度、影响精度的门限机制或可行性等某一方面总是存在一定的问题.本文提出了一种基于匹配滤波输出门限检测的三步 TOA 估计算法:第 1 步确定 DP 搜索区域;第 2 步动态设置门限,并检测 DP 的粗略位置;第 3 步精确搜索 DP 的中心位置.其中,第 2 步中动态门限因子的设置策略是影响算法精度的关键因素,本文通过仿真建立了以匹配滤波输出的峭度值为参量的最优门限因子计算模型.该模型独立于信道模式,具有较好的通用性;与使用固定门限因子的算法性能对比结果证明了模型的有效性.通过与其他算法进行性能对比,表明了本文提出的三步 TOA 估计算法以适当的运算复杂度获得了较好的 TOA 估计精度,是一种效率较高、适合于实际应用的算法.为了进一步提高最终的定位精度,本文还提出了建立测距结果的可信度信息为定位模块所用的思想.TO A 估计算法中所使用的门限因子设置参量,即峭度,被用作划分可信级别的依据.通过统计,峭度值小于 3 时所获得的 TOA 估计结果可信度较低,而峭度值大于或等于 3 时所获得的 TOA 估计结果有较高的可信度.为了对可信度信息进行更为细致的描述,还为各级别的 TOA 估计误差建立了概率密度模型,由此定位模块可直接依据测距结果所附带的峭度值了解该测距结果的误差分布情况.在下一步工作中,计划建立统一的测距定位仿真平台,提出具体的在定位模块中应用测距结果可信度信息的方案,并考查由此所获得的定位精度的提升。

References:

- [1] Akyildiz IF, Su WL, Sankarasubramaniam Y, Cayirci E. A survey on sensor networks. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(8):102–114.
- [2] Beutel J. Geolocation in a PicoRadio environments [MS. Thesis]. Berkeley: UC Berkeley, 1999.
- [3] Oppermann I, Stoica L, Rabbachin A, Shelby Z, Haapola J. UWB wireless sensor networks: UWEN—A practical example. IEEE Communications Magazine, 2004,42(12):27–32.
- [4] Guvenc I, Sahinoglu Z. Threshold-Based TOA estimation for impulse radio UWB systems. In: Proc. of the IEEE Int'l Conf. on Ultra-Wideband (ICU 2005). Zürich, 2005. 420–425. <http://www.merl.com/reports/docs/TR2005-026.pdf>
- [5] Guvenc I, Sahinoglu Z. Multiscale energy products for TOA estimation in IR-UWB systems. In: Proc. of the IEEE Global Telecommunications Conf. (GLOBECOM 2005). St. Louis, 2005. 209–213. <http://www.merl.com/reports/docs/TR2005-042.pdf>

- [6] Stoica L, Rabbachin A, 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.
- [7] Guvenc I, Sahinoglu Z. Threshold selection for UWB TOA estimation based on kurtosis analysis. IEEE Communications Letters, 2005,9(12):1025-1027.
- [8] Wu SH, Zhang QY, Zhang NT. Novel threshold-based TOA estimation algorithm for IR-UWB systems. Journal on Communications, 2008,29(7):7-13 (in Chinese with English abstract).
- [9] Lee JY, Scholtz RA. Ranging in a dense multipath environment using an UWB radio link. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002,20(9):1677-1683.
- [10] Wu SH, Ma YK, Zhang QY, Zhang NT. NLOS error mitigation for UWB ranging in dense multipath environments. In: Proc. of the IEEE Wireless Communications and Networking Conf. (WCNC 2007). 2007. 1567-1572. <http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/dynhome.jsp>
- [11] Chung WC, Ha DS. An accurate ultra wideband (UWB) ranging for precision asset location. In: Proc. of the IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies. 2003. 389-393. <http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/dynhome.jsp>
- [12] Low ZN, Cheong JH, Law CL, Ng WT, Lee YJ. Pulse detection algorithm for line-of-sight (LOS) UWB ranging applications. Antennas and Wireless Propagation Letters, 2005,4:63-67.
- [13] Lee JY, 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] Wu SH, Zhang NT. A two-step TOA estimation method for UWB based wireless sensor networks. Journal of Software, 2007,18(5):1164-1172 (in Chinese with English abstract). <http://www.jos.org.cn/1000-9825/18/1164.htm>
- [15] Molisch AF, Balakrishnan K, Cassioli D, Chong CC, Emami S, Fort A, Karedal J, Kunisch J, Schantz H, Schuster U, Siwiak K. IEEE 802.15.4a channel model—Final report. 2004. <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>
- [16] Matzner R, Letsch K. SNR estimation and blind equalization (deconvolution) using the kurtosis. In: Proc. of the IEEE-IMS Workshop on Information Theory and Statistics, 1994:68. <http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/dynhome.jsp>

附中文参考文献:

- [8] 吴绍华,张钦宇,张乃通.新颖的基于门限比较的脉冲超宽带 TOA 估计算法.通信学报,2008,29(7):7-13.
- [14] 吴绍华,张乃通.基于 UWB 的无线传感器网络中的两步 TOA 估计法.软件学报,2007,18(5):1164-1172. <http://www.jos.org.cn/1000-9825/18/1164.htm>



吴绍华(1980—),男,湖北宣恩人,博士,主要研究领域为 UWB,无线传感器网络.



张乃通(1934—),男,教授,博士生导师,中国工程院院士,主要研究领域为 UWB,C4I 通信系统,专用移动通信系统,卫星通信.



张钦宇(1972—),男,博士,教授,主要研究领域为 UWB,移动通信,生物医学电子工程.