

基于似然比检验的超宽带信道检测与定位算法

孙希延^{①②} 刘 健^{*①②} 纪元法^{①②} 廖桂生^{①②} 范广伟^③

^①(桂林电子科技大学信息与通信学院 桂林 541004)

^②(广西精密导航技术与应用重点实验室 桂林 541004)

^③(卫星导航系统与装备技术国家重点实验室 石家庄 050000)

摘 要: 超宽带(Ultra Wide Band, UWB)室内定位系统的定位性能主要受信号非视距(None Line Of Sight, NLOS)传播影响。为此该文提出一种基于信道统计量(Channel Statistics Information, CSI)的信道 NLOS 状态检测法。该方法首先在 IEEE802.15.4a 信道模型下对均方根时延扩展和平均超量延迟的概率分布函数进行建模,作为信道标准分布。再以信道瞬时分布与标准分布间的 KL 散度为检验统计量做似然比检验(Likelihood Ratio Test, LRT)来鉴别信道状态。同时提出一种基于 LRT 的定位算法——LRT-Chan 算法。该算法能有效利用受 NLOS 污染的测距数据提高定位精度。仿真结果表明: LRT 信道状态检测法在全部 UWB 信道中都能获得较高检测准确率;在定位锚点(Anchor Node, AN)分布不理想的 NLOS 环境中 LRT-Chan 算法也能取得较高定位精度。

关键词: 似然比检验; NLOS 信道鉴别; LRT-Chan 算法; KL 散度

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)03-0590-08

DOI: 10.11999/JEIT160484

UWB Channel Detection and Location Algorithm Based on Likelihood Ratio Test

SUN Xiyang^{①②} LIU Jian^{①②} JI Yuanfa^{①②} LIAO Guisheng^{①②} FAN Guangwei^③

^①(School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

^②(Guangxi Key Laboratory of Precision Navigation Technology and Application, Guilin 541004, China)

^③(State Key Laboratory of Satellite Navigation System and Equipment Technology, Shijiazhuang 050000, China)

Abstract: The performance of UWB indoor positioning system is mainly affected by NLOS errors. In this paper, a channel state detection method based on channel statistics is proposed. The probability distribution function of Root Mean Square Delay Spread (RMS) and Mean Excess Delay (MED) under IEEE802.15.4a standard is modeled as standard distribution. Channel state is identified by Likelihood Ratio Test (LRT) based on KL divergence between channel instantaneous distribution and standard distribution. A localization algorithm named LRT-Chan based on LRT is proposed to improve positioning accuracy by effectively utilizing data contaminated by NLOS. Simulation results show that, LRT detection can obtain high accuracy in all UWB channels; when Anchor Nodes (ANs) with NLOS errors are not in ideal distribution, LRT-Chan algorithm can gain higher positioning accuracy.

Key words: Likelihood ratio test; NLOS channel identification; LRT-Chan algorithm; KL divergence

1 引言

IR-UWB 系统以低占空比、高多径分辨率的窄脉冲作信号载体,接收端能有效分离出到达首径^[1],因此基于信号到达时间/时间差(Time Of Arrival/Time Difference Of Arrival, TOA/TDOA)的定位技

术更适用于 UWB 定位系统。由于室内场景多为 NLOS 环境,TOA/TDOA 估计存在 NLOS 误差,这是 UWB 系统定位误差的主要来源。文献[2,3]分别采用 EKF 算法和 CC-KF 算法检测与消除 NLOS 误差,但信道检测无法在较短时间窗内完成且状态转移过程易发生误差累积。文献[4]对比了几种基于 CSI 的信道检测方法,其中基于峭度的检测法是较为有效的一种。文献[5]基于信号强度、均方根时延扩展、TOA 估计设计了统计模型进行 UWB 信道状态鉴别,但现场模型的建立需大量实测数据。文献[6]设计了非参数支持向量机来消除 NLOS 误差,该方法完成信道状态检测需提取的信号参量较多。文

收稿日期: 2016-05-12; 改回日期: 2016-10-17; 网络出版: 2016-12-02

*通信作者: 刘健 sdjkjsdh@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61362005, 61561016), 广西自然科学基金(2013GXNSFA019004, 2014GXNSFAA118352)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61362005,61561016), The Guangxi Natural Science Foundation Program (2013GXNSFA019004, 2014GXNSFAA118352)

献[7]以到达首径能量与信号总能量之比作为状态鉴别依据, 但仅凭经验设置鉴别门限导致算法通用性不足。

为提高 UWB 室内定位系统性能, 本文提出基于似然比检验(Likelihood Ratio Test, LRT)的联合信道鉴别法和适用于 NLOS 定位环境的 LTR-Chan 算法。仿真结果表明: 联合 LRT 检测法仅需对接收信号的信道冲激响应(Channel Impulse Response, CIR)进行少量估计即可得到较高检测准确率; LTR-Chan 算法在 NLOS 环境中具备较高定位精度。

2 CSI 提取

UWB 信号在室内传播时, 移动端(Mobile Terminal, MT)接收到的信号可表示为

$$r(t) = \sum_{n=1}^N a_n p(t - \tau_n) + n(t) \quad (1)$$

其中, N 为多径数, a_n 为多径衰减, τ_n 为多径时延, $n(t)$ 为系统的加性噪声。

对 $r(t)$ 进行反卷积^[5,8], 得到接收信号的 CIR 估计为

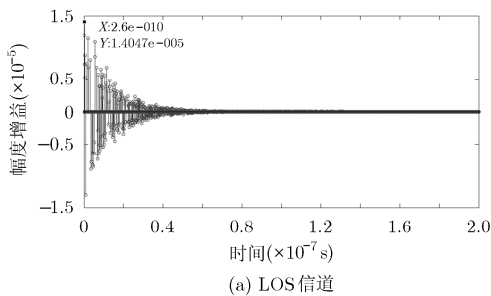
$$\hat{h}_c(t) = \sum_{k=0}^{\hat{L}-1} \hat{\alpha}_k \delta(\tau - \hat{\tau}_k) \quad (2)$$

其中, \hat{L} , $\hat{\alpha}_k$ 和 $\hat{\tau}_k$ 分别为 N , a_n 和 τ_n 的估计, k 代表第 k 条多径。

从式(2)可提取出两个表征信道特性的统计量: 均方根时延扩展(Root Mean Square Delay Spread, RMS)和平均超量延迟(Mean Excess Delay, MED)。其表达式分别为

$$\hat{\tau}_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{\sum_k \hat{\alpha}_k^2 \hat{\tau}_k^2}{\sum_k \hat{\alpha}_k^2} - \hat{\tau}_{\text{med}}^2} \quad (3)$$

$$\hat{\tau}_{\text{med}} = \frac{\sum_k \hat{\alpha}_k^2 \hat{\tau}_k}{\sum_k \hat{\alpha}_k^2} \quad (4)$$



其中, k 代表第 k 条多径, $\hat{\alpha}_k$ 和 $\hat{\tau}_k$ 分别为第 k 条多径的衰减和时延的估计。

图 1 给出了不同信道状态下 $r(t)$ 的 CIR。图 1 表明: NLOS 信道的 CIR 能量分布于多条多径且对大的时延显示出明显功率分布, 故 τ_{rms} 大。LOS 下 CIR 能量集中在首径附近, 故对应 τ_{rms} 也较小。因不同信道状态下 τ_{rms} 差异明显, 故可作为 NLOS 的鉴别依据^[9,10]。

3 基于 CSI 的 NLOS 鉴别

文献[9]证明了 RMS 和 MED 用于信道 NLOS 鉴别的有效性。但文献[9]的方法依赖于固定门限, 不符合动态场景需求。为此本文提出一种基于 KL 散度的信道状态鉴别方法来实现信道状态快速鉴别。

3.1 CSI 建模

τ_{rms} 的均值 $\mu_{\tau_{\text{rms}}}$ 与节点间距离存在如式(5)的线性关系^[11,12]

$$\mu_{\tau_{\text{rms}}}(d) = \begin{cases} a_{\text{los}}(d - d_0) + b_L, & H_0 \\ a_{\text{nlos}}(d - d_0) + b_N, & H_1 \end{cases} \quad (5)$$

其中, a_{los} 和 b_L 为 LOS 环境下对应的比例系数和误差, a_{nlos} 和 b_N 为 NLOS 环境下对应的比例系数和误差。

因不同场景的 τ_{rms} 方差不同, 仍需经多次 CIR 实现提取出 τ_{rms} 的方差才能对其概率密度函数(Probability Density Function, PDF)进行建模^[13]。在 IEEE802.15.4a 信道模型下, 以 cm4 信道为例, 生成 1000 个 CIR 样本, 提取其中的 τ_{rms} 分析建模过程^[14]。

对 τ_{rms} 样本进行对数正态分布拟合得到的拟合曲线^[15]如图 2(a)所示。拟合曲线反映了 τ_{rms} 的分布情况。为验证拟合曲线正态性优度, 以 5% 的显著性水平对样本累计分布函数做 K-S 检验, 检验结果如图 2(b), 二者拟合度达到 92.2%。

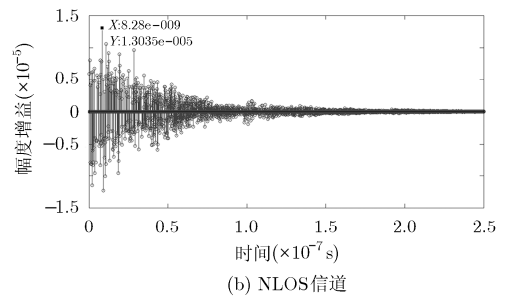


图1 LOS 和 NLOS 下的信道冲激响应

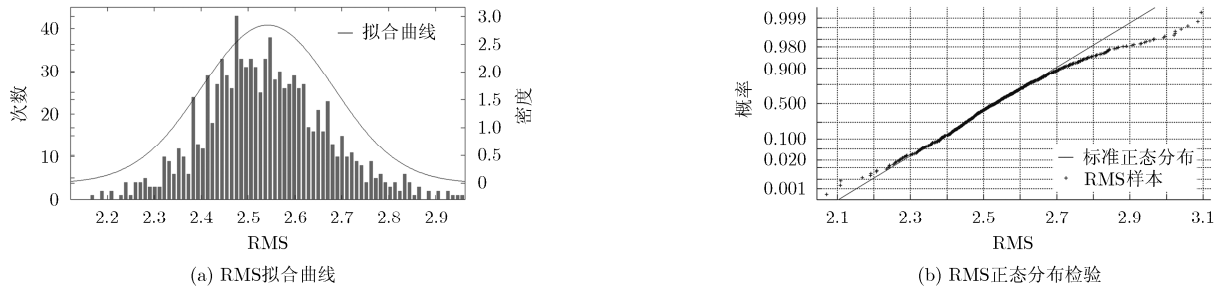


图 2 RMS 的正态性拟合与检验

因此, 各信道下 τ_{rms} 的 PDF 可建模为式(6)所示的对数正态分布形式^[16]:

$$f(\tau) = \frac{1}{\tau_{rms} \sigma_{\tau_{rms}} \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln(\tau_{rms}) - \mu_{\tau_{rms}})^2}{2\sigma_{\tau_{rms}}^2}\right] \quad (6)$$

其中, τ_{rms} 为信道的 RMS, μ_{rms} , σ_{rms} 分别为 τ_{rms} 的均值和标准差。

表 1 给出了各 UWB 信道的 τ_{rms} 拟合参数及 K-S 检验通过率。图 3 为 τ_{rms} 在室内环境(cm1/cm2)、室内办公室环境(cm3/cm4)、户外环境(cm5/cm6)、工业环境(cm7/cm8)中的 PDF。由图 3 知: τ_{rms} 在不同信道状态下对应的 PDF 差异明显, 可用于区分信道的 NLOS 与 LOS 状态。

3.2 NLOS 鉴别

3.2.1 KL 散度的提取 KL 散度(Kullback-Leibler Distance)又称相对熵^[17], 表征两个概率测度间的“距离”。设同一信源的两个概率测度分别为 p_i 和 q_i , 则 p_i 与 q_i 间的差异可表示为

$$D(p | q) = \sum_i p_i \lg \frac{p_i}{q_i} \quad (7)$$

定义式(6)与表 1 共同给出的 PDF 为各信道的标准 PDF, 记为 $P_{nlos/los}^{rms}$ 。实际信道的瞬时 PDF 为 \hat{P}^{rms} 。 \hat{P}^{rms} 可通过对 MT 端接收信号的 CIR 进行参数提取和拟合得到。

因 KL 散度度量了真实分布为 p 时假定分布 q 的无效性, 故信道状态鉴别过程可归纳为

$$\left. \begin{aligned} H_0 : D(P_{nlos}^{rms} | \hat{P}^{rms}) > D(P_{los}^{rms} | \hat{P}^{rms}) \\ H_1 : D(P_{nlos}^{rms} | \hat{P}^{rms}) < D(P_{los}^{rms} | \hat{P}^{rms}) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

其中, H_0 为 LOS 信道, H_1 为 NLOS 信道, \hat{P}^{rms} 为 $\hat{\tau}_{rms}$ 在信道中的瞬时分布。

为确定式(8)拒绝域, 由式(7)得检验统计量 $\hat{\theta}_{rms}$ 为

$$\hat{\theta}_{rms} = D(P_{nlos/los}^{rms} | \hat{P}^{rms}) \quad (9)$$

式(9)的极大似然函数为

$$\left. \begin{aligned} L_{rms}(\hat{\theta}_0) &= \sup_{\theta \in \Theta_0} L(\theta) \\ L_{rms}(\hat{\theta}_1) &= \sup_{\theta \in \Theta_1} L(\theta) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

表 1 τ_{rms} 拟合参数

信道	cm1(los)	cm2(nlos)	cm3(los)	cm4(nlos)	cm5(los)	cm6(nlos)	cm7(los)	cm8(nlos)
μ	2.7914	2.9415	2.2694	2.5411	3.3160	4.3129	2.1842	3.0120
σ	0.3015	0.1802	0.3758	0.1396	0.3064	0.3829	0.5227	0.0908
K-S 通过率(%)	91.00	90.04	94.32	94.20	97.10	98.20	99.30	98.90

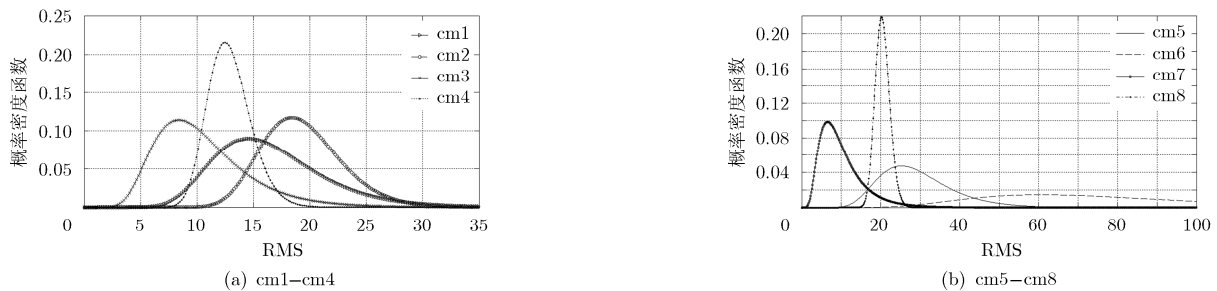


图 3 cm1 - cm8 的 PDF

其中, θ_0, θ_1 分别对应 τ_{rms} 在 LOS, NLOS 信道的参数空间; $L_{\text{rms}}(\hat{\theta}_0)$ 与 $L_{\text{rms}}(\hat{\theta}_1)$ 分别为 $\hat{\theta}_{\text{rms}}$ 在 θ_0 和 θ_1 上的极大似然估计。

由式(10)得式(11)LRT 成立:

$$\left. \begin{aligned} L_{\text{rms}}(\hat{\theta}_1)/L_{\text{rms}}(\hat{\theta}_0) > 1, H_0 \\ L_{\text{rms}}(\hat{\theta}_1)/L_{\text{rms}}(\hat{\theta}_0) < 1, H_1 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

其中, H_0 代表 LOS, H_1 代表 NLOS, $\hat{\theta}_{\text{rms}}$ 在 LOS 和 NLOS 下分别对应为 $\hat{\theta}_0$ 和 $\hat{\theta}_1$ 。

3.2.2 联合 LRT 检验 文献[16]指出: τ_{med} 与 τ_{rms} 的 PDF 都可建模为对数正态分布。IEEE802.15.4a 模型下 τ_{med} 标准 PDF 的拟合参数已由表 2 给出。由于 τ_{rms} 表征 CIR 有效持续时间, τ_{med} 表征了多径信号能量离散程度^[18], 为从多角度进行信道状态判别, 同样对接收信号的 $\hat{\tau}_{\text{med}}$ 做对数正态分布拟合, 计算出 $\hat{\tau}_{\text{med}}$ 的瞬时 PDF 与标准 PDF 间的 KL 散度作为 LRT 的检验统计量。

$\hat{\tau}_{\text{med}}$ 的检验统计量可定义为

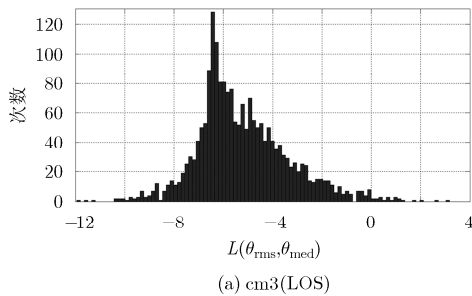
$$\hat{\theta}_{\text{med}} = D\left(P_{\text{nlos/los}}^{\text{med}} \mid \hat{P}^{\text{med}}\right) \quad (12)$$

其中, $P_{\text{nlos}}^{\text{med}}$ 和 $P_{\text{los}}^{\text{med}}$ 分别对应 NLOS 和 LOS 信道中 τ_{med} 的标准 PDF。 \hat{P}^{med} 为 $\hat{\tau}_{\text{med}}$ 在信道中的瞬时分布。

仿照式(11), $\hat{\tau}_{\text{med}}$ 的 LRT 方程可建立为

$$\left. \begin{aligned} L_{\text{med}}(\hat{\theta}_1)/L_{\text{med}}(\hat{\theta}_0) > 1, H_0 \\ L_{\text{med}}(\hat{\theta}_1)/L_{\text{med}}(\hat{\theta}_0) < 1, H_1 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

其中, H_0 代表 LOS 信道, H_1 代表 NLOS 信道, 检验统计量 $\hat{\theta}_{\text{med}}$ 在 LOS 和 NLOS 下分别表示为 $\hat{\theta}_0$ 和 $\hat{\theta}_1$, $L_{\text{med}}(\hat{\theta}_0)$ 与 $L_{\text{med}}(\hat{\theta}_1)$ 分别为 $\hat{\theta}_{\text{med}}$ 在 NLOS 和 LOS 信道中的极大似然估计。



相比使用单一参数做 LRT 检验, 一种更合适的方式是考虑使用 $\hat{\theta}_{\text{rms}}$ 与 $\hat{\theta}_{\text{med}}$ 进行联合 LRT 检验。图 4 给出了联合 LRT 检验的检验统计量 $L(\theta_{\text{rms}}, \theta_{\text{med}})$ 的分布直方图(以室内办公环境为例)。联合 LRT 检测的度量公式可构造为^[16]

$$\begin{aligned} \Phi(\hat{\theta}_{\text{rms}}, \hat{\theta}_{\text{med}}) &= \frac{L_{\text{nlos}}(\hat{\theta}_{\text{rms}}, \hat{\theta}_{\text{med}})}{L_{\text{los}}(\hat{\theta}_{\text{rms}}, \hat{\theta}_{\text{med}})} \\ &\approx \frac{L_{\text{nlos}}(\hat{\theta}_{\text{rms}})}{L_{\text{los}}(\hat{\theta}_{\text{rms}})} \cdot \frac{L_{\text{nlos}}(\hat{\theta}_{\text{med}})}{L_{\text{los}}(\hat{\theta}_{\text{med}})} \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $\hat{\theta}_{\text{rms}}$ 为 $\hat{\tau}_{\text{rms}}$ 的检验统计量, $\hat{\theta}_{\text{med}}$ 为 $\hat{\tau}_{\text{med}}$ 的检验统计量。

由式(11)、式(13), 式(14)得信道状态的联合 LRT 鉴别方程为

$$\left. \begin{aligned} \Phi(\hat{\theta}_{\text{rms}}, \hat{\theta}_{\text{med}}) > 1, H_0 \\ \Phi(\hat{\theta}_{\text{rms}}, \hat{\theta}_{\text{med}}) < 1, H_1 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

4 LRT-Chan 定位算法

Chan 算法是基于两步最大似然估计的 TDOA 解析算法^[19], 适用于误差较小的 LOS 场景, NLOS 误差会降低其定位精度。但充分利用受 NLOS 污染的测距信息也是提高定位精度的有效方案。

4.1 Chan 算法分析

设定位区域内分布着 N 个坐标分别为 (x_i, y_i) 的锚点(Anchor Node, AN), 以 AN_1 为参考站, 对移动端(Mobile Terminal, MT)的位置 (x_0, y_0) 进行估计。LOS 环境的测距误差矢量可表示为^[19]

$$\psi = 2cB\mathbf{n} + c^2\mathbf{n} \otimes \mathbf{n} \approx 4c^2\mathbf{BQB} \quad (16)$$

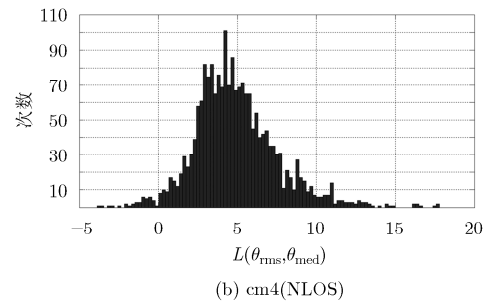


图 4 $L(\theta_{\text{rms}}, \theta_{\text{med}})$ 的分布直方图

表 2 τ_{med} 拟合参数

	cm1(los)	cm2(nlos)	cm3(los)	cm4(nlos)	cm5(los)	cm6(nlos)	cm7(los)	cm8(nlos)
μ	2.6812	2.9478	2.1478	2.8464	3.1502	4.3158	0.2620	3.1632
σ	0.4880	0.3759	0.4409	0.2515	0.4781	0.4359	0.6745	0.1325

其中, \otimes 表示 Schur 乘积, \mathbf{n} 为 LOS 信道的噪声矢量, \mathbf{Q} 为 \mathbf{n} 的协方差矩阵, 可由先验知识求得; $\mathbf{B} = \text{diag}(r_1, r_2, \dots, r_N)$ 为 AN 与 MT 间的真实距离组成的向量。

设 r_1 为 MT 与 AN_1 间的真实距离, $\mathbf{Z}_a = (x, y, r)^T$ 是 x_0, y_0, r_1 的估计值组成的向量。因式(16)中 \mathbf{B} 未知, 故无法求得 ψ , 通常用距离测量值组成的向量 $\mathbf{B}' = (R_1, R_2, \dots, R_N)$ 近似代替 \mathbf{B} [19]。则 MT 坐标的第 1 步 ML 估计为

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_a &= \arg \min \left\{ (\mathbf{h} - \mathbf{G}_a \mathbf{Z}_a)^T \psi^{-1} (\mathbf{h} - \mathbf{G}_a \mathbf{Z}_a) \right\} \\ &= (\mathbf{G}_a^T \psi^{-1} \mathbf{G}_a)^{-1} \mathbf{G}_a^T \psi^{-1} \mathbf{h} \\ &\approx (\mathbf{G}_a^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{G}_a)^{-1} \mathbf{G}_a^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{h} \end{aligned} \quad (17)$$

其中, 中间变量 \mathbf{h} , \mathbf{G}_a 由文献[19]给出。

为进行第 2 步 ML 估计, 首先应求得 \mathbf{Z}_a 的协方差, 即

$$\text{cov}(\mathbf{Z}_a) = (\mathbf{G}_a^T \psi^{-1} \mathbf{G}_a)^{-1} \quad (18)$$

重复式(17)的 ML 估计便可得 MT 位置的最终估计。

$$\mathbf{z}_p = \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \pm \sqrt{z_a^r} + \begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix} \quad (19)$$

其中, $(x_1, y_1)^T$ 为第 1 步 ML 估计得到的 MT 位置; z_a^r 为第 2 步 ML 估计得到的误差修正量。

4.2 LRT-Chan 算法

4.1 节的 \mathbf{z}_p 是在 LOS 环境下得到的, 而实际定位场景多为 NLOS 环境。NLOS 场景下 MT 与第 AN_i 间的距离估计可表示为 [7]

$$d_i = r_i + b_i + n_i \quad (20)$$

其中, n_i 为 LOS 场景引入的测距误差, b_i 为 NLOS 场景引入的测距误差 [20]。

式(20)表明: NLOS 会在 LOS 基础上附加误差 b_i 。 b_i 表征瞬时信道恶劣程度, 无法由先验知识求得。因此 NLOS 信道的误差协方差矩阵 \mathbf{Q} 也无法准确构造, 即 NLOS 场景无法准确还原。这是 Chan 算法只适用于 LOS 环境的原因之一 [21]。

基于 b_i 总是大于 n_i 的事实, 可用信道联合 LRT 检测结果重构协方差矩阵 \mathbf{Q} , 以提高 \mathbf{Q} 矩阵对

NLOS 信道误差的还原度。若 AN_i 被检测为处于 NLOS 信道, 由式(14), 式(15)知:

$$\Phi_{i,\text{nlos}}(\hat{\theta}_{\text{rms}}, \hat{\theta}_{\text{med}}) > \Phi_{i,\text{los}}(\hat{\theta}_{\text{rms}}, \hat{\theta}_{\text{med}}) \quad (21)$$

因此 AN_i 的权重度量因子可构造为

$$\beta_i = \lg(1 + \Phi_i), \quad i = 2, 3, \dots, N \quad (22)$$

其中, Φ_i 是 AN_i 的 LRT 检测结果。

定义权重矢量 $\boldsymbol{\beta} = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_N)$, 那么式(16)可修正为

$$\psi' \approx 4c^2 \mathbf{B}(\boldsymbol{\beta} \mathbf{Q}) \mathbf{B} \quad (23)$$

其中, \mathbf{Q} 仍为 LOS 环境下的噪声协方差矩阵, $\boldsymbol{\beta}$ 为权重矩阵。

式(23)说明: 若 AN_i 被检测为 NLOS, 权重矩阵 $\boldsymbol{\beta}$ 中对应的第 i 项 β_i 会使 \mathbf{Q} 中对应项增大, 使其更接近 NLOS 误差, 从而更准确地复现 NLOS 场景误差。由式(17), 式(23)得 LRT-Chan 的第 1 步 ML 估计为

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}'_a &= (\mathbf{G}_a^T \psi'^{-1} \mathbf{G}_a)^{-1} \mathbf{G}_a^T \psi'^{-1} \mathbf{h} \\ &\approx (\mathbf{G}_a^T (\boldsymbol{\beta} \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{G}_a)^{-1} \mathbf{G}_a^T (\boldsymbol{\beta} \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{h} \end{aligned} \quad (24)$$

重复式(18), 式(19), 即可得到 MT 位置的最终估计。

LRT-Chan 算法对 NLOS 场景中的 MT 进行定位时, 仍可采用 LOS 下的误差协方差矩阵 \mathbf{Q} , 避免了 Chan 算法需估计 NLOS 误差的缺陷, 获得了更高的 NLOS 信道还原度, 算法的应用范围扩展到了 NLOS 场景。

5 算法仿真

5.1 联合 LRT 信道检测仿真

文献[15], 文献[20]同样用信道统计量进行信道检测, 但给出的方法均需对接收信号的 CIR 进行上千次估计。为说明本文联合 LRT 检测法的优势, 只给出基于 5 次和 10 次接收信号 CIR 估计的信道检测结果, 如表 3 所示。

由表 3 知: τ_{rms} 单独作 LRT 检测时, 只需 5 次 CIR 实现, cm5~cm8 信道的状态检测正确率就接近 100%, 这是因为户外和工业环境中 NLOS 与 LOS

表 3 联合 LRT 检测准确率(%)

信道		cm1	cm2	cm3	cm4	cm5	cm6	cm7	cm8
rms	5 次 CIR	90.1	81.2	97.8	93.1	99.9	99.9	99.9	99.9
	10 次 CIR	96.5	89.6	99.8	97.9	99.9	99.9	99.9	99.9
rms&med	5 次 CIR	90.3	80.2	98.4	94.2	99.9	99.9	99.9	99.9
	10 次 CIR	97.1	89.5	99.9	98.1	99.9	99.9	99.9	99.9

信道的 PDF 互异性明显, 较易区分; cm1, cm3, cm4 的检测准确率在 90% 以上; 只有 cm2 准确率略低, 但也在 80% 以上, 且这一结果已明显优于文献[15]的方法。当 CIR 实现次数增加到 10 次后, 各信道检测成功率都有大幅提升。

使用 τ_{rms} 与 τ_{med} 联合检测时, cm5~cm8 依旧保持较高检测准确率; cm1, cm3, cm4 检测性能较只使用 τ_{rms} 时有小幅提升; cm2 检测成功率与之前基本持平, 这是由于 cm2 信道表征的空间相对狭小, 室内各点信道环境相关性大造成的, 可以通过单独增大 cm2 的 CIR 实现次数来提高其状态检测准确率。当 cm2 采用 20 次 CIR 估计来进行信道状态检测时, 信道 NLOS 状态检测的准确率达到 97%。

5.2 LRT-Chan 算法仿真

为验证 LRT-Chan 定位算法性能, 在图 5 所示六边形区域各顶点布置 6 个 AN, 给定如下 3 种 NLOS 情景: 情景 1(AN₁ 为 NLOS); 情景 2(AN₁, AN₂ 为 NLOS); 情景 3(AN₁, AN₂, AN₃ 为 NLOS)。NLOS 误差服从 $b_i=1.67$ ns 的指数分布^[21]。MT 坐标设定为(30, 20)。Chan 算法作为对比算法进行仿真。性能评判标准为定位均方根误差, 即

$$RMSE = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} \quad (25)$$

其中, σ_x^2 和 σ_y^2 分别为定位误差在 x 轴和 y 轴方向上的方差。

仿真结果如图 6 所示。图 6 表明: 在 NLOS 环境下, LTR-Chan 算法的定位误差小于 Chan 算法。

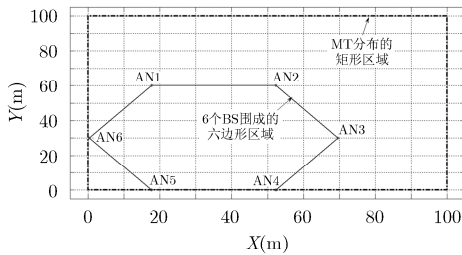


图 5 定位场景描述

当 NLOS 节点数 ≤ 2 时, LTR-Chan 算法定位精度不受 NLOS 误差增大的影响, 具有较好稳定性。当 NLOS 节点数为 3 个时, LTR-Chan 算法的定位误差随着 NLOS 误差的增大呈一定的收敛性。这是由于 NLOS 环境越严重对应的 K-L 散度越大, Q 矩阵对 NLOS 信道的还原度越准确, 得到的定位误差更小。

为验证 LRT-Chan 算法鲁棒性, 在图 5 所示的 100 m \times 100 m 矩形区域内生成定位误差表面图, 分析 LRT-Chan 在 AN 分布区域内和分布区域外的定位性能, 仿真场景采用情景 3。仿真结果如图 7, 图 8 所示。

图 7 表明: MT 在六边形定位区域内时, Chan 算法定位误差较小, 在六边形几何中心附近移动时, 定位误差最小; MT 远离定位区域时, 定位误差迅速增大且与远离定位区域几何中心的程度呈近似线性关系。MT 在(100,100)处时距几何中心最远, 定位误差接近 90 m。

对比图 7、图 8 知: LRT-Chan 算法在 BS 分布的六边形区域内外最大定位误差不到 20 m, 远小于 Chan 算法。且定位误差没有类似 Chan 算法的线性关系, 只在($x > 80, y > 80$)时定位精度有所波动。这表明 LRT-Chan 算法在 NLOS 信道和 AN 分布不理想的环境中都能获得较高的定位精度, 算法的鲁棒性较强。

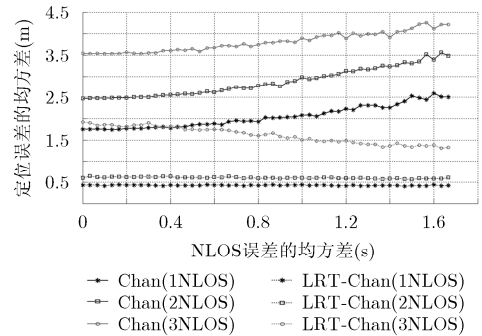


图 6 LRT-Chan 算法对比仿真

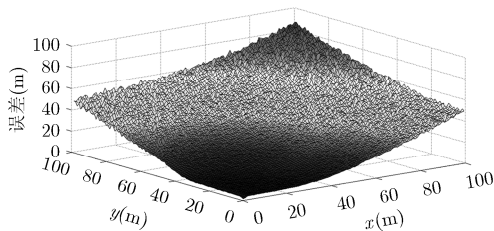


图 7 Chan 算法定位误差

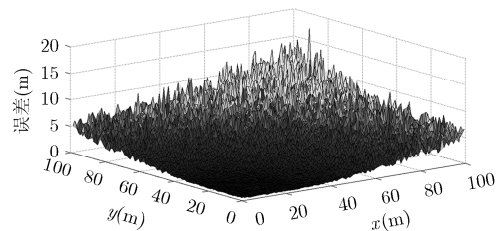


图 8 LRT-Chan 算法定位误差

6 结论

为提高 UWB 室内定位系统性能, 本文从消除 NLOS 误差角度入手, 设计了一种基于 LRT 的信道状态鉴别方法。对比传统方法, 该算法不需要先验知识, 只需 10 次接收信号的 CIR 估计即可获得较高检测成功率, 信道检测的实时性大幅提升。仿真结果表明 LRT 信道检测法在 UWB 各信道下检测准确率均大于 89%。为实现 NLOS 环境下对 MT 的准确定位, 本文设计了一种适用于 NLOS 环境的定位算法——LRT-Chan 算法。仿真结果表明, 在 NLOS 严重的环境中, LRT-Chan 仍保持较小定位误差且具有一定收敛性。当 AN 分布情况不理想时, 系统定位误差无明显波动, 具有较高的鲁棒性和稳定性。

参 考 文 献

- [1] FAN Xinyue, LU Wei, and ZHOU Fei. The received signal characteristics-based TOA estimation in UWB dense multipath channels[J]. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2014, 246: 423-431. doi: 10.1007/978-3-319-00536-2_49.
- [2] GARCIA E, POUDEREUX P, HERNANDEZ A, et al. A robust UWB indoor positioning system for highly complex environments[C]. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Sevilla, Spain, 2015: 3368-3391. doi: 10.1109/ICIT.2015.7125601.
- [3] HE J, GENG Y, LIU F, et al. CC-KF: Enhanced TOA performance in multipath and NLOS indoor extreme environment[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2014, 14(11): 3766-3774. doi: 10.1109/JSEN.2014.2328353.
- [4] DECARLI N, DARDARI D, GEZICI S, et al. LOS/NLOS detection for UWB signals: A comparative study using experimental data[C]. *2010 5th IEEE International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC)*, Modena, Italy, 2010: 169-173. doi: 10.1109/ISWPC.2010.5483704.
- [5] VENKATESH S and BUEHRER R M. Non-line-of-sight identification in ultra-wideband systems based on received signal statistics[J]. *IET Microwaves Antennas & Propagation*, 2007, 1(6): 1120-1130. doi: 10.1049/iet-map: 20060273.
- [6] MARANO S, GIFFORD W M, WYMEERSCH H, et al. NLOS identification and mitigation for localization based on UWB experimental data[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2010, 28(7): 1026-1035. doi: 10.1109/JSAC.2010.100907.
- [7] YOU Bo, LI Xueen, ZHAO Xudong, et al. A novel robust algorithm attenuating non-line-of-sight errors in indoor localization[C]. *2015 IEEE International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN)*, Chengdu, China, 2015: 6-11. doi: 10.1109/ICCSN.2015.7296117.
- [8] VAGHEFI R M and BUEHRER R M. Cooperative localization in NLOS environments using semidefinite programming[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(8): 1382-1385. doi: 10.1109/LCOMM.2015.2442580.
- [9] BUEHRER R M, DAVIS W A, SAFAAI-JAZI A, et al. Ultra wideband propagation measurements and modeling DARPA NETEX final report[R]. *Final Report, DARPA-NETEX Program*, Virginia Tech, 2004.
- [10] SAVIC V, LARSSON E G, FERRER-COLL J, et al. Kernel methods for accurate UWB-based ranging with reduced complexity[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 15(3): 1783-1793. doi: 10.1109/TWC.2015.2496584.
- [11] HUA J, MENG L, ZHOU K, et al. Accurate and simple wireless localizations based on time product of arrival in the DDM-NLOS propagation environment[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2015, 9(2): 239-246. doi: 10.1109/JSTSP.2014.2372693.
- [12] GHASSEMZADEH S S, GREENSTEIN L J, SVEINSSON T, et al. UWB delay profile models for residential and commercial indoor environments[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2005, 54(4): 1235-1244. doi: 10.1109/TVT.2005.851379.
- [13] GHASSEMZADEH S S, JANA R, RICE C W, et al. Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2004, 52(10): 1786-1796. doi: 10.1109/TCOMM.2003.820755.
- [14] MOLISCH A F, CASSIOLI D, CHONG C C, et al. A comprehensive standardized model for ultra-wideband propagation channels[J]. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, 2006, 54(11): 3151-3166. doi: 10.1109/TAP.2006.883983.
- [15] 张浩, 梁晓林, 吕婷婷, 等. 一种新颖的基于偏度的非视距区分算法[J]. *电讯技术*, 2015(5): 484-490.
ZHANG Hao, LIANG Xiaolin, LÜ Tingting, et al. A novel non-line-of-sight identification algorithm based on skewness[J]. *Telecommunication Engineering*, 2015, 55(5): 484-490.
- [16] GUVENC I, CHONG C C, and WATANABE F. NLOS identification and mitigation for UWB localization systems[C]. *2007 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Hong Kong, China, 2007: 1571-1576. doi: 10.1109/WCNC.2007.296.
- [17] GEZICI S and SAHINOGLU Z. UWB geolocation techniques

- for IEEE802.15.4a personal area networks[OL]. <http://www.merl.com/publications/docs/TR2004-110.pdf>, 2004.
- [18] 刘攀. 时域数值算法在无线信道分析中的应用[D]. [硕士学位论文], 南京邮电大学, 2012.
- LIU Pan. Application of time-domain numerical algorithm for the wireless channel analysis[D]. [Master dissertation], Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2012.
- [19] CHAN Y T and HO K C. A simple and efficient estimator for hyperbolic location[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1994, 42(8): 1905-1915. doi: 10.1109/78.301830.
- [20] DENIS B, PIERROT J B, and ABOU-RJEILY C. Joint distributed synchronization and positioning in UWB Ad hoc networks using TOA[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2006, 54(4): 1896-1911. doi: 10.1109/TMTT.2006.872082.
- [21] 邓平, 刘林, 范平志. 一种基于 TDOA 重构的蜂窝网定位服务 NLOS 误差消除方法(英文)[J]. *电波科学学报*, 2003, 18(3): 311-316. doi: 10.13443/j.ejors.2003.03.016.
- DENG Ping, LIU Lin, and FAN Pingzhi. An NLOS error mitigation scheme based on TDOA reconstruction for cellular location services[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2003, 18(3): 311-316. doi: 10.13443/j.ejors.2003.03.016.
- 孙希延: 女, 1973年生, 博士, 研究员, 研究方向为卫星导航和电子对抗.
- 刘健: 男, 1991年生, 硕士生, 研究方向为室内定位.
- 纪元法: 男, 1975年生, 博士, 教授, 研究方向为信号处理、卫星导航.