

密集多径环境下 UWB 测距的 NLOS 误差减小方法

吴绍华^{1,2}, 张钦宇², 张乃通^{1,2}

(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 518085)

摘要: 为减小密集多径环境下超宽带(UWB)测距结果中因为障碍物引起的非视距(NLOS)误差,提出了一种有效的NLOS误差减小方法.此方法考虑了NLOS误差的产生原理及特点,以信号传播的路径损耗模型为基础,通过对接收信号中不同时间到达单径的能量比较,实现了对NLOS误差的粗略估计,进而以此估计值对测距结果进行校正.在方法的具体实现上,给出了一种计算量较小、复杂度较低的单径检测算法.对实测数据的处理验证了方法的正确性,结果表明本文提出的NLOS误差减小方法使UWB测距精度有了较大提升.

关键词: 超宽带; 多径; 测距; 非视距误差

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2008)01-0039-07

A NLOS Error Mitigation Method for UWB Ranging in Dense Multi-path Environments

WU Shao-hua^{1,2}, ZHANG Qir-yu², ZHANG Nai-tong^{1,2}

(1. School of Electronics and Information Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China;

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

Abstract: To mitigate the NLOS (non line of sight) error of UWB (ultra wideband) ranging caused by obstructions in dense multi-path environments, an effective NLOS error mitigation method is proposed in this paper. The principles and characteristics of NLOS error are considered, and based on the path loss model of UWB signal, through comparing the energy of paths arriving at different time, the NLOS error estimation is formulated, which is further used to calibrate the original ranging result. A less computational and low complex path detection algorithm is proposed to implement the method. Measured data is used to test the proposed method, and the results show that the ranging precision can be improved significantly.

Key words: ultra wideband(UWB); multi path; ranging; non line of sight(NLOS) error

1 引言

UWB 脉冲由于带宽极宽,持续时间短至 ns 级,有很强的多径分辨能力,适于短距离多径环境下的高精度的测距,理论上测距精度能达到厘米级.基于 UWB 的测距系统通常是通过估计接收信号的到达时间(TOA, time of arrival),进而计算出收发两端的距离. UWB 脉冲的 TOA 估计算法近几年得到了较为充分的研究,包括采用高采样速率、高精度的匹配滤波技术(MF, match filter)来实现的相干 TOA 估计算法^[1,2],以及采用较低采样率、降低了复杂度的基于能量检测的非相干 TOA 估计算法^[3~6].这些 TOA 估计算法均是通过估计接收信号中的直达单径(DP, direct path)的到达时间而得到信号从发端到收端的传播时间. LOS 情形下, DP 的传播媒介是自由空间, TOA 估计结果较为精确; NLOS 情形下, DP 在

传播途中穿透了一个或多个障碍物(室内测距主要障碍物是墙),障碍物的介入造成了附加时延, TOA 的估计结果存在正值偏差,是测距误差的主要来源.

解决 NLOS 问题的传统思路有两种:一种是在定位阶段中设计特定的定位算法消减 NLOS 误差对最终定位精度的影响,如文献[7]中所提出的基于分组估计的残差进行加权估计的定位算法;第二种是先鉴别出当前测距接收信号的信道状态(即是否为 NLOS 信道)^[8,9],然后在定位程序中融入鉴别结果,比如以不同的权重处理 LOS 条件和 NLOS 条件下的测距结果^[10],从而对 NLOS 误差的影响进行了有效限制.这两种处理思路事实上都是较为消极的处理方法,更为有效的处理思路应该是想办法估计出 NLOS 误差的量值,然后以此校正原始的测距结果,再将校正后的测距结果送给定位模块从而提高定位精度.据作者所知,目前还没有文献专门研

究 UWB 测距的 NLOS 误差量值的估计方法, 设计这样的方法, 需要考虑到 UWB 信号的特有性质, 如多径分辨能力强、具备穿透特性等特点。

本文通过对 NLOS 误差的产生机理及特点进行分析, 给出了一种结合单径到达时间和接收能量比较的 NLOS 误差估计方法, 所推导出的 NLOS 误差的估计表达式基于信号传播的路径损耗模型, 并考虑天线系统方向性的影响对非理想情形下的估计结果进行了修正; 在方法的具体实现上, 本文给出了一种计算量较小的单径检测算法; 方法的正确性用实测数据进行了验证。

文章的第二部分描述了 NLOS 误差估计的原理, 第三部分给出了方法实现时需要用到的数据处理算法, 第四部分是使用实测数据对方法的验证, 第五部分给出了全文结论。

2 NLOS 误差减小的原理

2.1 NLOS 误差的产生及特点

基于 TOA 估计的 UWB 测距系统均通过估计接收信号中的直达单径分量 DP 的到达时间得到信号的传播时间。LOS 情形下, 由于 DP 传播路径上没有障碍物, 若不考虑 TOA 估计算法本身引起的误差, 在收发两端精确同步的情况下, TOA 估计值 τ 为:

$$\tau = d/c \quad (1)$$

其中 d 是收发两端的实际距离, c 为光在自由空间的传播速度 (299778000m/s)。NLOS 情形下, DP 传播路径上介入了障碍物, 若 DP 具有足够能量穿透障碍物到达接收端, 传播时间 τ' 为:

$$\tau' = (d - d_1 - d_2 - \dots - d_w)/c + \sqrt{\epsilon_1} d_1/c + \sqrt{\epsilon_2} d_2/c + \dots + \sqrt{\epsilon_w} d_w/c \quad (2)$$

其中 w 是障碍物的数量, $d_i (i = 1, 2, \dots, w)$ 是障碍物 i 的厚度, ϵ_i 是障碍物 i 的介电常数。障碍物对 DP 造成的附加时延为:

$$\Delta\tau = \tau' - \tau = (\sqrt{\epsilon_1} - 1)d_1/c + (\sqrt{\epsilon_2} - 1)d_2/c + \dots + (\sqrt{\epsilon_w} - 1)d_w/c \quad (3)$$

由于 $\epsilon_i > 1 (i = 1, 2, \dots, w)$, $\Delta\tau$ 恒正, 这样 NLOS 情形下障碍物引起的测距误差亦恒为正值。

Joor Yong Lee 为研究密集多径环境下 UWB 的测距性能做了专门的实验^[1], 实验场所是其实验室所在大楼的地下室, 实验中接收端与发射端的相对位置除了位置编号 1 以外均为 NLOS 情形。Joor Yong Lee 通过广义极大似然 (GML, general maximum likelihood) 估计法检测 DP 并估计 TOA。其测距结果中大部分位置的测距误差均为正值, 且随着测距收发两端之间的障碍墙数量的增加, 测距误差越来越大, 位置 14、15 的测距误差甚

至超过了 1m。当然, 结果中体现的总测距误差事实上包括两类, 除了这里所要讨论的 NLOS 正值误差外, 另一类是 DP 检测误差, 由 TOA 估计算法和系统误差决定。DP 检测误差包括虚警和漏检两种: 前者是将接收信号中无用信号成分到达之前的某一噪声成分当成了 DP, 造成的 TOA 估计误差为负值; 后者是将比 DP 晚到达的某一反射单径当成了 DP, 造成的 TOA 估计误差是正值。如果出现了 DP 虚警误差, 且此误差的量值比障碍物造成的正值误差值还大的话, 总测距误差将为负值, 若在此基础上减去正的 NLOS 误差估计值进行校正, 校正后的结果反而误差更大, 所以 NLOS 误差减小方法应用的前提是要尽量减小 DP 虚警的发生概率。

2.2 NLOS 误差减小的原理

DP 穿透障碍物不仅造成了附加时延, 同时也造成了附加衰减。附加时延由障碍物的厚度及介电常数决定, 附加衰减由障碍物的厚度和衰减常数决定。实际测距环境中 DP 所穿透的障碍物的数量、以及各障碍物的电磁参量等难以确定, 要实现 NLOS 误差的精确估计很不实际, 但可以确定出测距环境的主要障碍物 (如墙体)、并对主要障碍物的平均电磁参量作大致估计, 结合对测距脉冲的单径能量的比较可粗略估计出所有障碍物的等效厚度, 进而估计出 NLOS 误差。

先考虑简单的两径模型, 接收信号仅包括两条单径: 直达路径 DP 和随后到达的某一反射路径 LRP (late reflected path), 并假设该反射路径是未经阻挡的。由经典的路径损耗模型, LRP 的接收能量为:

$$P_{LRP}(d_{LRP})[\text{dBm}] = P_{LRP}(d_0)[\text{dBm}] - 10n \log_{10} \left(\frac{d_{LRP}}{d_0} \right) \quad (4)$$

其中 d_{LRP} 是 LRP 到达接收天线的传播距离, d_0 是参考位置与发送天线之间的距离 (通常 $d_0 = 1\text{m}$), $P_{LRP}(d_{LRP})$ 是 LRP 在接收天线处的接收能量, $P_{LRP}(d_0)$ 是 LRP 在参考位置处的接收能量, n 是路径损耗因子, 注意这里考虑的是传输信号中的单径接收能量, 自由空间环境下 $n = 2$ 。多径环境中考虑到信号有可能因反射、散射而经受额外衰减, 损耗因子应比自由空间下的大。文献 [11, 12] 考虑接收信号中的峰值接收能量, 建立了基于能量最强单径的单径损耗模型, 并给出了不同天线和场景组合下的路径损耗因子值, 其中 NLOS 情形下使用全向天线时 $n = 3.35$ 。

由于 DP 在传播途中穿透了障碍物, 在路径损耗的基础上, 还需考虑障碍物造成的附加衰减, 假设各障碍物的衰减常数分别为 $att_i (i = 1, 2, \dots, w)$, 则接收天线处 DP 的接收能量为:

$$P_{DP}(d_{DP})[\text{dBm}] = P_{DP}(d_0)[\text{dBm}] - 10n \log_{10} \left(\frac{d_{DP}}{d_0} \right) - att_1 d_1 - att_2 d_2 - \dots - att_w d_w \quad (5)$$

其中 d_{DP} 是 DP 到达接收天线的传播距离, $P_{DP}(d_{DP})$ 是 DP 在接收天线处的接收能量, $P_{DP}(d_0)$ 是 DP 在参考位置处的接收能量. 由于障碍物数量的不确定性及各自电磁特性的多样性, 精确估计 DP 穿透的障碍物的总厚度 ($d_1 + d_2 + \dots + d_w$) 很难实现, 但可以以测距环境中的主要障碍物为参考对障碍物的平均电磁特性做粗略估计, 假设障碍物的平均介电常数和衰减常数分别为 ϵ_{nlos} 和 att_{nlos} , 则式(3)、式(5)分别简化为:

$$\Delta \tau = (\sqrt{\epsilon_{nlos}} - 1) d_{nlos} / c \quad (6)$$

$$P_{DP}(d_{DP}) [dBm] = P_{DP}(d_0) [dBm] - 10n \log_{10} \left(\frac{d_{DP}}{d_0} \right) - att_{nlos} d_{nlos} \quad (7)$$

其中 d_{nlos} 是障碍物的总的等效厚度.

假设发射天线为理想的全向天线, 即天线向各个方向的辐射强度相等, 则 DP 与 LRP 在参考位置的接收能量可近似认为是相等的 (当然到达参考位置的传播路径需是 LOS 路径), 即 $P_{LRP}(d_0) = P_{DP}(d_0)$, 由(4)、(7)两式, 可推导出:

$$\begin{aligned} att_{nlos} d_{nlos} &= P_{LRP}(d_{LRP}) - P_{DP}(d_{DP}) + 10n \log_{10} \left(\frac{d_{LRP}}{d_{DP}} \right) \\ &= 10 \log_{10} (a_{DP}^2) - 10 \log_{10} (a_{LRP}^2) + 10n \log_{10} \left(\frac{c \tau_{DP}}{c \tau_{LRP}} \right) \\ &= 10 \log_{10} \left(\frac{a_{DP}^2 \tau_{DP}}{a_{LRP}^2 \tau_{LRP}} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

其中 a_{DP} 、 a_{LRP} 分别是 DP 和 LRP 在接收天线处的接收幅值; τ_{DP} 、 τ_{LRP} 分别是 DP 和 LRP 的 TOA 估计值.

式(8)表明, 障碍物造成的附加衰减值可通过 DP 与 LRP 的 $a^2 \tau$ 比值估计 (a 为单径接收幅值, τ 为该单径的 TOA). 多径模型中, 反射单径受反射、散射的随机影响越小, 传播特性越接近式(4)的路径损耗模型, $a^2 \tau$ 值越大; 利用多径分量中 $a^2 \tau$ 值最大者与 DP 比较, 计算出的附加衰减值更为准确 (如图 1 所示). 为此可将多径模型下障碍物对 DP 的附加衰减计算式修正为:

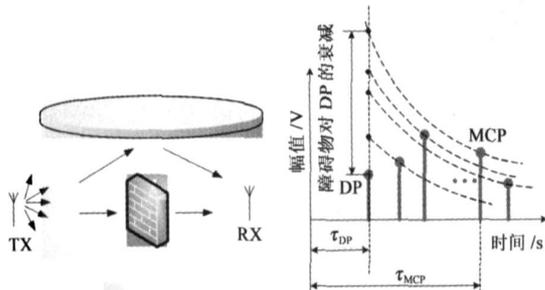


图 1 障碍物对 DP 衰减的估计示意图

$$att_{nlos} d_{nlos} = 10 \log_{10} \left(\frac{a_{DP}^2 \tau_{DP}}{\max_{1 \leq i \leq L} (a_i^2 \tau_i)} \right) \quad (9)$$

其中 L 为多径总数, 令 $conf = a_i^2 \tau_i$ 为一置信参量 (此值越大, 表明反射单径受反射、散射的影响越小), 则 $conf$

取最大值时对应的单径可命名为 MCP (maximum confidence path), 由式(9)进而可得 DP 穿透的障碍物的估计厚度为:

$$d_{nlos} = \frac{10}{att_{nlos}} \log_{10} \left(\frac{conf_{DP}}{conf_{MCP}} \right) = \frac{10}{att_{nlos}} \log_{10} \left(\frac{a_{DP}^2 \tau_{DP}}{\max_{1 \leq i \leq L} (a_i^2 \tau_i)} \right) \quad (10)$$

结合式(6), 可得测距的 NLOS 误差为:

$$\Delta d = -c \cdot \Delta \tau = \frac{10(\sqrt{\epsilon_{nlos}} - 1)}{att_{nlos}} \log_{10} \left(\frac{\max_{1 \leq i \leq L} (a_i^2 \tau_i)}{a_{DP}^2 \tau_{DP}} \right) \quad (11)$$

2.3 天线方向性的影响

上述推导过程中假设了天线为理想的无方向性天线, 而实际应用中难以保证天线系统的全向性. 直接用式(11)来估计测距的 NLOS 误差是不合理的. 此时可假设各接收单径来自一虚拟的全向辐射点, 虚拟辐射点与真实辐射点的位置偏差决定了需要对原始的各单径 TOA 值进行校正, 用校正后的 TOA 值代入到式(11)中进行计算 (如图 2 所示). 这种处理方法仅为近似处理, 在没有更好方法的前提下, 此方法扩展了 NLOS 误差减小方法的应用范围, 对提高实际测距结果的精度是非常有必要的.

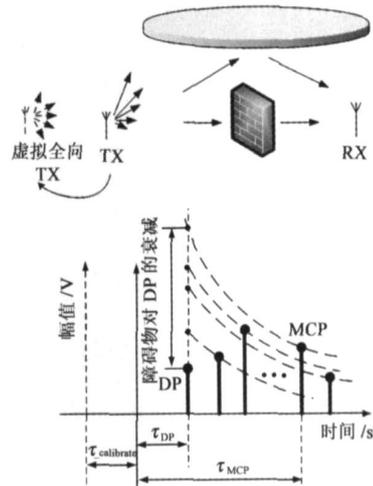


图 2 方向性天线系统中用虚拟的全向辐射天线进行 NLOS 误差估计

TOA 校正值 $\tau_{calibrate}$ 的大小可通过 LOS 情形下的测距数据获得. LOS 情形下, DP 没有穿透任何障碍物, 即不存在任何附加衰减, 式(9)的计算结果应该为 0, 但若发射天线存在方向性, 即 DP 与后续反射单径的初始能量并不相同, 则式(9)的计算结果并不为 0. 此时引入的 $\tau_{calibrate}$ 应该满足:

$$att_{nlos} d_{nlos} = 10 \log_{10} \left(\frac{a_{DP}^2 (\tau_{DP} + \tau_{calibrate})^n}{\max_{1 \leq i \leq L} (a_i^2 (\tau_i + \tau_{calibrate})^n)} \right) = 0 \quad (12)$$

式中的 a_{DP} 、 a_i 、 τ_{DP} 、 τ_i 和 L 均为 LOS 情形下的测距接收数据. 由式(12)可解得的 $\tau_{calibrate}$ 值, 用此值可修正式

(10)、(11)为:

$$d_{\text{nlos}} = \frac{10}{att_{\text{nlos}}} \log_{10} \left(\frac{\text{conf}_{\text{DP}}}{\text{conf}_{\text{MCP}}} \right) = \frac{10}{att_{\text{nlos}}} \log_{10} \left(\frac{a_{\text{DP}}^2 (\tau_{\text{DP}} + \tau_{\text{calibrate}})^n}{\max_{1 < i \leq L} (a_i^2 (\tau_i + \tau_{\text{calibrate}})^n)} \right) \quad (13)$$

$$\Delta d = -c \cdot \Delta \tau = \frac{10(\sqrt{\varepsilon_{\text{nlos}}} - 1)}{att_{\text{nlos}}} \log_{10} \left(\frac{\max_{1 < i \leq L} (a_i^2 (\tau_i + \tau_{\text{calibrate}})^n)}{a_{\text{DP}}^2 (\tau_{\text{DP}} + \tau_{\text{calibrate}})^n} \right) \quad (14)$$

3 DP 及 MCP 的检测算法

3.1 接收信号数学模型

测距脉冲经多径信道到达接收端后,接收信号包括 DP、其他反射、散射多径成分、噪声及干扰等:

$$r(t) = \sum_{n=1}^L a_n p(t - \tau_n) + n(t) = a_{\text{DP}} p(t - \tau_{\text{DP}}) + \sum_{n=2}^L a_n p(t - \tau_n) + n(t) \quad (15)$$

其中 $\tau_{\text{DP}} = \tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_L$, L 为多径总数,第一条单径即为 DP. $p(t)$ 是单径脉冲波形,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 , $n(t)$ 是 AWGN (additive white Gaussian noise) 噪声,其他系统的干扰忽略不计.

将 $r(t)$ 与本地模板信号进行相关运算,并对结果进行峰值检测,可获得能量最强单径 SP (strongest path) 的 TOA 和幅值: τ_{peak} 和 a_{peak} . 将 $r(t)$ 峰值幅值归一并移位:

$$r_s(t) = \frac{1}{|a_{\text{peak}}|} r(t + \tau_{\text{peak}}) = \rho_d p(t + \delta) + \sum_{n=2}^L \alpha_n p(t + \beta_n) + n_s(t) \quad (16)$$

其中 $\delta = \tau_{\text{peak}} - \tau_{\text{DP}}$, $\rho_d = \frac{a_{\text{DP}}}{|a_{\text{peak}}|}$, $\beta_n = \tau_{\text{peak}} - \tau_n$, $\alpha_n = \frac{a_n}{|a_{\text{peak}}|}$, $n_s(t)$ 是标准偏差相应变为 $n(t)$ 的 $\frac{1}{|a_{\text{peak}}|}$ 后的 AWGN. 令

$$r_{\text{early}}(t) = \rho_d p(t + \delta) + \sum_{\beta_k \geq 0} \alpha_k p(t + \beta_k) + n_s(t), t \leq \frac{T_p}{2} \quad (17)$$

$$r_{\text{late}}(t) = \sum_{\beta_k \leq 0} \alpha_k p(t + \beta_k) + n_s(t), t \geq \frac{T_p}{2} \quad (18)$$

则 $r_{\text{early}}(t)$ 、 $r_{\text{late}}(t)$ 分别表示比 SP 早到达(包括 SP)的信号部分和比 SP 晚到达(包括 SP)的信号部分. 各自的采样矢量可表示为:

$$\underline{r}_{\text{early}} = \rho_d \underline{p}_\delta + \sum_{k=2}^M \alpha_k \underline{p}_{\beta_k} + \underline{n}_s \quad (19)$$

$$\underline{r}_{\text{late}} = \sum_{k=M}^L \alpha_k \underline{p}_{\beta_k} + \underline{n}_s \quad (20)$$

其中 M 为比 SP 早到达(包括 SP)的多径总数,第 M 条单径即为 SP; \underline{p}_β 表示移位脉冲 $p(t + \beta)$ 的采样,采样长度同对应的接收信号采样长度.

3.2 DP 检测算法

DP 的检测可只考虑比 SP 早到达的信号部分(包括 SP),即 $\underline{r}_{\text{early}}$. 因为 SP 的 TOA 即 τ_{peak} 已经估计出,要估计 DP 的 TOA,只需估计出式(17)中的 δ 即可,它表示 DP 比 SP 早到达的时间差. 文献[1]借鉴 CLEAN 算法[13]的思路给出了一种迭代的非线性编程技术用来估计 δ ,大致思路是从 SP 的位置开始,往时间轴的左侧,在一定时间区域 θ_δ 内依次搜索剩余信号成分中的峰值单径,直至搜索区域内不再有幅值绝对值超过 θ_p 的单径,则最后搜索到的峰值单径即为 DP. 该算法的一个缺点就是运算量大,主要体现在估计各次新检测到的峰值单径的幅值的同时,还对之前检测到的所有其它峰值单径的幅值进行修正.

事实上,UWB 信号具有良好的多径分辨能力:由于脉冲的持续时间极短(ns 级),邻近单径之间的交扰并不像窄带信号那么严重,而各次迭代检测出来的峰值单径之间在时间轴上相隔就更远了,相隔很远的峰值单径之间的影响基本上可完全忽略,可能的影响仅存于邻近的两次循环所检测到的峰值单径之间. 为此可这样改进算法:对各次循环新检测到的峰值单径估计其幅值的同时,只修正上一次循环检测到的峰值单径的幅值,而无需对之前检测到的所有峰值单径的幅值都修正. 改进后的算法计算量大幅减小,更适合于应用到有低复杂度、低能耗设计需求的传感器节点. 算法描述如下:

$$(1) \text{ 取 } n=1, \omega_1=0, \mu_1 = \frac{a_{\text{peak}}}{|a_{\text{peak}}|}, L_n = L_{\text{early}};$$

$$(2) n = n+1, \text{ 并更新剩余信号成分:}$$

$$L_n = L_{n-1} - \mu_{n-1} \rho_{\omega_{n-1}} \quad (21)$$

$$(3) \text{ 估计 } \omega_n \text{ 使满足:}$$

$$\omega_n = \arg \max_{\omega_{n-1} < \omega < \theta} (L_n^t \rho_\omega) \quad (22)$$

$$(4) \text{ 估计 } (\mu_{n-1}, \mu_n) \text{ 使满足:}$$

$$(\mu_{n-1}, \mu_n) = \arg \min_{\mu_{n-1}, \mu_n} \|L_{n-1} - \mu_{n-1} \rho_{\omega_{n-1}} - \mu_n \rho_{\omega_n}\|^2 \quad (23)$$

(5) 若 $|\mu_n| \geq \theta_p$, 则使用式(21)修正剩余信号,并跳转回至第 2 步; 否则进行第 6 步.

$$(6) \delta \text{ 的估计值确定为: } \delta = \omega_{n-1}, \tau_{\text{DP}} = \tau_{\text{peak}} - \delta;$$

$$a_{\text{DP}} = \mu_{n-1} |a_{\text{peak}}|.$$

如 2.1 中所述,为保证总测距误差为正值,在此基础上进行 NLOS 误差校正,上述算法中的门限参数的设置应尽量使 DP 虚警的概率很小. 具体可如下:设置 θ_δ 使得 $\Pr(\delta > \theta_\delta) = \alpha_M$, 设置 θ_p 使得 DP 虚警的概率 $P_{\text{FA}} = \alpha_{\text{FA}}(\alpha_M, \alpha_{\text{FA}}$ 的值可分别设置得很小). 根据 Win[14]

的测量数据, 文献[1]中建立了 δ 和 ρ 的边缘概率及联合概率模型, 并推导了 P_{FA} 的表达式, 本文第 4 节中的方法验证即使用了文献[1]中的推导结果。

3.3 MCP 检测算法

由于:

$$\begin{aligned} \text{conf}_{MCP} &= \max_{i \leq L} (a_i^2 (\tau_i + \tau_{\text{calibrate}})^n) \\ &= \max_{M \leq i \leq L} (a_i^2 (\tau_i + \tau_{\text{calibrate}})^n) \end{aligned} \quad (24)$$

MCP 的检测可只考虑比 SP 晚到达的信号部分(包括 SP), 即 τ_{late} 。可使用与 DP 检测算法相同的思路, 从 SP 的位置开始, 往时间轴的右侧, 在一定时间区域 $-\theta_\beta$ ($\theta_\beta < 0$) 内依次搜索剩余信号成分中的峰值单径, 直至剩下的搜索区域内不再有幅值绝对值超过门限 θ_α 的单径, 然后比较所有搜索到的峰值单径的 conf 计算值, 最大者即为 MCP。算法描述如下:

(1) 取 $n = 1$, $\omega_1 = 0$, $\mu_1 = \frac{a_{\text{peak}}}{|a_{\text{peak}}|}$, $L_n = L_{\text{late}}$;

(2) $n = n + 1$, 并更新剩余信号成分:

$$L_n = L_{n-1} - \mu_{n-1} \rho_{\omega_{n-1}} \quad (25)$$

(3) 估计 ω_n 的值使满足:

$$\omega_n = \arg \max_{\omega < \omega_{n-1}} (r_{L_n}^i \rho_\omega) \quad (26)$$

(4) 估计 (μ_{n-1}, μ_n) 使满足:

$$(\mu_{n-1}, \mu_n) = \arg \min_{\mu_1, \mu_2} \|r_{L_{n-1}} - \mu_{x1} \rho_{\omega_{n-1}} - \mu_{x2} \rho_{\omega_n}\|^2 \quad (27)$$

(5) 若 $|\mu_n| \geq \theta_\alpha$, 则使用式(25)修正剩余信号, 并跳转至第 2 步; 否则进行到第 6 步。

(6) 估计 n_{MCP} 使得

$$n_{MCP} = \arg \max_{1 \leq k \leq n-1} \left(\mu_k^2 (\tau_{\text{peak}} - \omega_k + \tau_{\text{calibrate}})^\gamma \right) \quad (28)$$

(7) MCP 估计为: $\tau_{MCP} = \tau_{\text{peak}} - \omega_{n_{MCP}}$;

$$a_{MCP} = \mu_{n_{MCP}} |a_{\text{peak}}|.$$

其中 γ 为路径损耗因子, 即式(4)中的 n 。门限 θ_β 的设置可根据信道的时延扩展设置得稍大一些以包括接收信号中更长的区域, 但同时也会增加计算量, 需视具体应用进行折衷; θ_α 的设置须注意 MCP 的检测不受

噪声影响过大, 一般应满足 $\frac{1}{\sqrt{\text{SNR}_p}} < \theta_\alpha < 1$ 。

4 用实测数据验证

本节使用文献[1]的原始测距数据对本文所提出的方法的合理性进行验证。DP 检测算法的门限值设置按如下规则: 设置 θ_δ 使满足 $\Pr(\delta > \theta_\delta) = \alpha_M = 0.001$, 设置 θ_β 使得 DP 虚警的概率 $P_{FA} = \alpha_{FA} = 0.00001$; 路径损耗模型中的指数因子取值为 $n = 3.35^{[11, 12]}$ 。MCP 检测算法中的门限值设置为: $\theta_\beta = -200\text{ns}$, $\theta_\alpha = 0.5$; 原始测距数据中位置 1 为 LOS 情形, 可用此处数据修正天线的方

向性影响, 由式(12)可计算得到 $\tau_{\text{calibrate}} = 53.245\text{ns}$ 。文献[15, 16]通过实测实验给出了不同频段的 UWB 信号穿透多种室内建筑材料时的电磁特性参数, 由于文献[1]中测距场景内主要障碍物是用煤渣砖和建筑木材筑成的墙, 测距信号的中心频率约为 1.1GHz, 对应文献[15]给出的数据, 可使用 1.5GHz 的 UWB 脉冲在建筑木材中的测量结果: $\epsilon_{\text{nlos}} = 2.22$, $\text{att}_{\text{nlos}} = 24.57\text{dB/m}$ 。

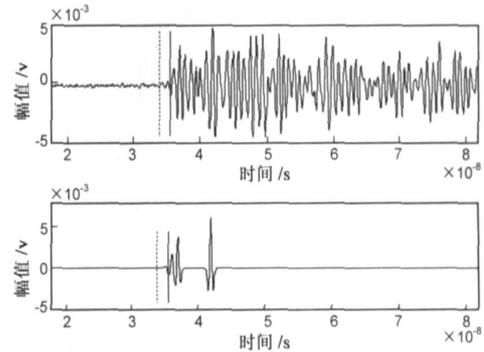


图 3 位置 5 的 DP 检测结果

图 3 以位置 5 为例给出了该位置的 DP 检测结果, 其中上图是该位置的原始接收信号, 下图是使用 DP 检测算法循环峰值检测恢复出来的单径分量(包括 DP), 图上的虚竖线表示期望 TOA 值, 即按照“真实的测量距离/光速”的计算值; 实竖线表示 TOA 估计值, 即使用本文的 DP 检测算法估计出的 DP 位置。从图中可以看到, 估计 TOA 和期望 TOA 之间存在数 ns 的误差, 如前所述, 这个误差包括障碍物造成的 NLOS 误差和 TOA 估计算法本身存在的误差, 本文的目是要估计前者从而校正原始的测距结果。图 4 给出了位置 5 的 MCP 检测结果, 同样, 上图是原始接收信号, 下图是使用 MCP 检测算法循环峰值检测恢复出来的单径分量, 实竖线所在的单径即为 MCP。

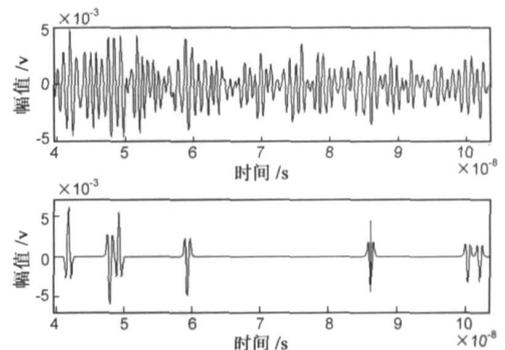


图 4 位置 5 的 MCP 检测结果

由 DP 检测结果, 可作出原始测距结果(未经 NLOS 误差校正)如图 5 所示, 可发现通过将 DP 虚警的概率控制到很低, 绝大部分位置的测距结果均为正值误差。由公式(14), 根据 DP 和 MCP 的检测结果, 可计算出各位置因障碍物阻挡造成的 NLOS 误差估计值, 如图 6 所

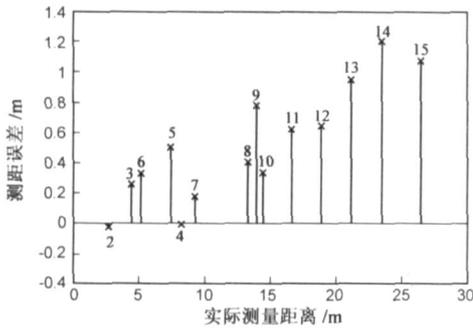


图5 未经 NLOS 误差校正的原始测距结果

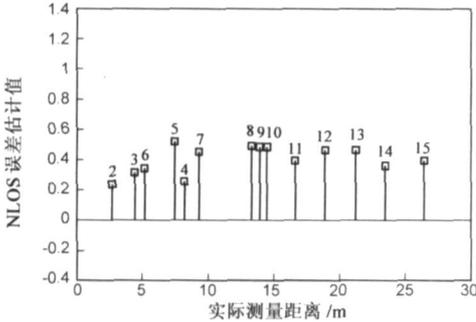


图6 NLOS 误差估计值

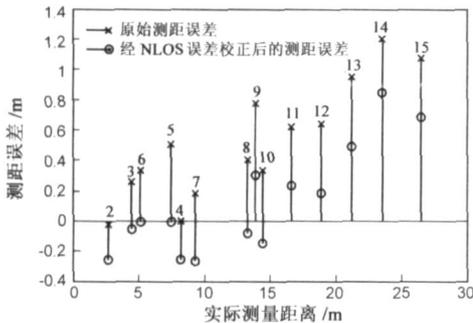


图7 NLOS 误差校正前后的测距结果对比

示, 随测距两端之间距离及障碍墙数量的增加, NLOS 误差的估计值大致成增加趋势, 这与实际相符; 具体的, 测距两端相隔一堵墙的位置(位置 2~4), NLOS 误差估计值约为 20~30cm, 测距两端相隔两堵及两堵以上墙的位置(位置 5~15), NLOS 误差估计值约为 35~50cm. 需要强调的是, NLOS 误差的估计值不可能十分精确, 这是因为本文所提出的方法的某些处理细节上做了简化考虑, 包括测距场景障碍物多样性的简化考虑和天线的方向性影响的简单修正等. 另外, 路径损耗因子 n 的值取自文献[11, 12], 障碍物的电磁特性参数的初始粗略估计值取自文献[15], 这与文献[1]中的实际测距环境会存在一定的偏差. 尽管如此, NLOS 误差的估计结果表明本文的方法对于提高 UWB 测距的精度是非常有用的, 将经过 NLOS 误差校正前后的测距结果作图对比于图 7, 可发现校正后的结果误差有了极大减小, 大部分位置的测距误差已限制在 50cm 以内(位置 2~13), 测距两端相距较远、间隔墙较多的位置 14, 15, 测距误

差也限制在了 1m 以内.

5 结论

基于 UWB 的测距系统的测距误差包括 NLOS 误差和 TOA 估计算法引起的 DP 检测误差, 近年来国际上的研究均专注于 TOA 估计算法的实现和性能提高, 对 NLOS 问题的解决也仅限于信道 NLOS 状态的鉴别以及定位模块中的模糊处理, 而从根本上对 NLOS 误差的量值进行估计继而校正原始测距结果的思路在已有研究中还未出现过. 本文分析了 NLOS 误差产生的原理及特点, 以信号传播的路径损耗模型为基础, 通过结合比较单径的到达时间和接收能量, 推导出了密集多径环境下 UWB 测距的 NLOS 误差估计表达式, 并进一步考虑了天线方向性的影响, 对结果进行了修正. 在方法的具体实现上, 给出了一种计算量较小、复杂度较低的 DP 检测算法和 MCP 检测算法, 以满足传感器节点低复杂度、低能耗的设计需求. 通过对实测数据的处理, 验证了方法的正确性, 结果表明本文提出的 NLOS 误差减小方法使 UWB 测距的精度有了大幅提升, 这必然会提高基于测距的定位系统的定位精度. 后续工作将考虑改进方法中的某些近似处理细节, 以期对 NLOS 误差做更精确的估计, 并考虑测距精度的提高对基于 UWB 的定位系统的定位精度的改善效果.

参考文献:

- [1] J Y Lee, Scholtz. Ranging in a dense multipath environment using an UWB radio link [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2002, 20(9): 1677-1683.
- [2] Z N Low, J H Cheong, C L Law, W T Ng, J Y Lee. Pulse detection algorithm for line of sight (LOS) UWB ranging applications [J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2005, 4: 63-67.
- [3] Sahinoglu, Guvenc. Threshold Based TOA Estimation for Impulse Radio UWB Systems [A]. In Proc. IEEE International Conference on Ultrawideband [C], 2005. 420-425. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1570024
- [4] Guvenc, Sahinoglu. Multiscale energy products for TOA estimation in IR-UWB systems [A]. In Proc. IEEE GLOBECOM'05 [C]. 2005. 209-213. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1577382
- [5] Guvenc, Sahinoglu, Molisch, Orlik. Non coherent TOA estimation in IR-UWB systems with different signal waveforms [A]. In Proc. 2nd International Conference on Broadband Networks [C]. 2005. 245-251. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1589740
- [6] Guvenc, Sahinoglu. TOA Estimation with Different IR-UWB Transceiver Types [A]. In Proc. IEEE International Confer

- ence on Ultra Wideband [C]. 2005. 426– 431. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1570025
- [7] Pi Chun Chen. A Non Line Of Sight Error Mitigation Algorithm in Location Estimation [A]. In Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference [C], 1999, 1: 316– 320. <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/6459/17299/00797838.pdf>
- [8] S Af Jazari, J Caffery, Jr. New Algorithms for NLOS Identification [A]. In Proc. IST Mobile and Wireless Commun [C]. Dresden, Germany, 2005. <http://www.eurasip.org/content/Eusipco/IST05/papers/114.pdf>.
- [9] Mucchi, Marcocci. A new parameter for channel identification in UWB indoor environments [A]. In Proc. 16th International Conference on Computer Communications and Networks [C]. 2007: 419– 423. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4317855
- [10] Ismail Guvenc, Chia Chin Chong, Fujio Watanabe. NLOS Identification and Mitigation for UWB Localization Systems [A]. In Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference [C]. 2007. 1571– 1576. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4224541
- [11] S M Yano. Investigating the Ultra wideband Indoor Wireless Channel [A]. In Proc. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. 2002, 3: 1200– 1204. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1002804
- [12] R M Buehrer, A Safaari Jazi, W A Davis, D S Sweeney. Ultra Wideband Propagation Measurements and Modeling [R]. Final Report for DARPA NETEX Program, Mobil and Portable Radio Research Group, Virginia Tech, 2004.
- [13] J A Hogbom. Aperture Synthesis with a Non Regular Distribution of Interferometer Baselines [J]. Astronomy and Astrophysics Supplement Series. 1974, 15: 417– 426.
- [14] M Z Win, R A Scholtz. Ultra wide bandwidth signal propagation for indoor wireless communications [A]. In Proc. ICC' 97 [C], 1997. <http://ieeexplore.ieee.org/iel3/4646/13277/00604944.pdf?arnumber=604944>
- [15] A Safaari Jazi et al. Ultra wideband Propagation Measurements and Channel Modeling: Through the Wall Propagation and Material Characterization [R]. Virginia Tech report for NETEX Program, 2002.
- [16] A H Muquable. Characterization of Ultra Wideband Communication Channels [D]. Ph. D. dissertation, The Bradley Department of Electrical and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003.

作者简介:



吴绍华 男, 1980 年出生于湖北宣恩, 哈尔滨工业大学博士生. 目前主要研究方向为 UWB、无线传感器网. E-mail: hitwush@hit.edu.cn



张钦宇 男, 1972 年出生于江苏扬州, 哈尔滨工业大学深圳研究生院教授. 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. E-mail: zqy@hit.edu.cn



张乃通 男, 1934 年出生于江苏扬州, 中国工程院院士, 哈尔滨工业大学教授. 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. E-mail: ntzhang@hit.edu.cn