

# UWB 室内信道下一种低复杂度的 TOA 估计新算法

肖 竹<sup>1</sup>, 田红心<sup>1</sup>, 易克初<sup>1</sup>, 于 全<sup>2</sup>

(1. 西安电子科技大学 综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071;

2. 中国电子系统设备工程公司研究所, 北京 100039)

**摘要:** 针对室内信道, 提出一种基于 UWB 多径信号中最强路径检测的 TOA 估计算法. 通过卷积运算进行最强路径搜索, 进而完成 TOA 估计. TOA 估计过程不依赖视距路径(line-of-sight path)检测, 适合于 NLOS(non line-of-sight)情形, 且最强路径搜索避免了阈值设置过程, 相比 LP 搜索计算复杂度低. 通过对 IEEE. 802. 15. 4a 标准下 NLOS 信道模型的仿真实验, 讨论了各参数估计偏差对定位性能的影响, 验证了本定位算法在室内多径信道下的适用性.

**关键词:** 超宽带; 定位; 多径检测; 达到时间估计; 非视距

**中图分类号:** TN914      **文献标识码:** A      **文章编号:** 1001-2400(2009)02-0207-04

## Low complexity TOA estimation algorithm in the UWB indoor channel

XIAO Zhu<sup>1</sup>, TIAN Hong-xin<sup>1</sup>, YI Ke-chu<sup>1</sup>, YU Quan<sup>2</sup>

(1. State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China; 2. Graduate School of China Electronics Equipment System Eng. Corporation, Beijing 100039, China)

**Abstract:** A TOA estimation algorithm based on the strongest path detection of the UWB multipath signal in the indoor channel is proposed. The convolution operation is designed for the strongest path search to implement TOA estimation. TOA estimation need not depend on the LOS path(LP) and is suitable for NLOS(non line-of-sight), and the strongest path search has the advantage of low-complexity computation compared with LP detection due to avoiding the process of threshold setting. Through experiments using NLOS channels in IEEE 802.15.4a, the localization influence due to algorithm parameters is discussed, which proves the applicability of the proposed localization algorithm in the indoor multipath channel NLOS environment.

**Key Words:** UWB; localization; multipath detection; TOA estimation; non-line-of-sight

冲激无线电超宽带(IR-UWB: Impulse radio ultra-wide band)系统中信号表现为基带脉冲, 宽度仅为纳秒(ns)甚至次纳秒级, 具有极大的瞬时带宽和极低的功率谱密度<sup>[1]</sup>, 因而 IR-UWB 接收信号具有非常高的时间分辨率和距离分辨率. 为有效利用其良好的时间分辨率, 基于到达时间 TOA(time of arrival)估计是较常用的测距方法<sup>[2]</sup>, 通过 TOA 估计求得收发两端的距离, 就可以完成测距过程. 对于室内多径环境, 通常利用视距路径 LP(line-of-sight path)检测来完成 TOA 估计<sup>[3]</sup>. 对于 NLOS(non-line-of-sight)情形, LP 往往不再是最强路径, 尽管是最先到达的. 这给基于 LP 检测的 TOA 估计造成了很大的困难.

笔者提出一种基于 UWB 多径信号中最强路径检测来完成 TOA 估计, 该算法不再借助 LP, 在 NLOS 环境下有较强的适用性, 并结合一些角度估计的方法<sup>[4-5]</sup>即可进行定位. 通过模版信号和接收信号的卷积运算, 并以多径间隔取卷积序列输出的最大值来完成最强路径搜索, 该方法不需设置阈值, 计算复杂度低. 实验部分选取 IEEE 802. 15. 4a<sup>[6]</sup>中 NLOS 信道, 仿真并分析了定位算法中各参数对定位精度的影响.

收稿日期: 2008-02-05

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(60572148, 60702060)

作者简介: 肖 竹(1981-), 男, 西安电子科技大学博士研究生, E-mail: jr329@163.com; zhxiao@xidian.edu.cn.

## 1 IR-UWB 信号的多径特性

对于室内环境,由于多种障碍物的阻挡以及散射作用,IR-UWB 接收信号表现出多径特性,若对于单用户 PAM 调制,接收端信号可表示为:

$$r(t) = \sum_{m=0}^M \lambda_m \left( \sum_{k=0}^{+\infty} a_k p(t - \tau_m - kT_s) \right) + n(t) \quad (1)$$

式中多径信道表示为抽头延迟线模型,其衰减因子和时延为  $\lambda_m$  和  $\tau_m$ ,  $m \in [0, M]$ ,  $M$  为抽头数目,即可分辨的多径数目,并假设多径时延  $\tau_m$  已包括传输时延.  $n(t)$  为信道中高斯白噪声.  $a_k$  表示传输的信息,其值随机取  $\pm 1$ .  $T_s$  为符号间隔,  $p(t)$  为接收的未调符号波形,可利用基本脉冲  $g(t)$  表示:

$$p(t) = \sum_{j=0}^{N_f-1} g(t - jT_f - c_j T_c) \quad (2)$$

$T_f$  为脉冲重复周期,  $N_f$  为符号内脉冲数,有  $T_f N_f = T_s$ ,  $c_j T_c$  是跳时序列.  $g(t)$  一般采用高斯微分脉冲.

在 LOS 环境下,LP 是最先到达且能量最强.而对于 NLOS 环境,此时 LP 受障碍物阻挡,虽然仍最先到达但能量不再是最强的.若对于 LP 衰减过大的情形,则会给 LP 检测带来很大困难.

## 2 IR-UWB 信号的传播特性

室内环境中存在大量障碍物或者散射体,UWB 脉冲信号的穿透能力和所经过的介质有关.在美国国防部高级研究计划署(DARPA)关于极端环境下的网络(NETEX: Networking in Extreme Environments)规划报告中论述了 UWB 脉冲穿过各种不同介质时的衰减特性<sup>[7]</sup>,并以 Sample door 和 Structure Wood 等介质为例,给出部分频率范围下的损耗、介电常数和衰减值.其数据表明脉冲在穿透障碍物时,都会经历一定衰减,并且频率越高衰减越大.

对于室内 NLOS 环境,LOS 路径在穿透障碍物时存在较大衰减,常规做法是设置阈值来检测 LP 进行 TOA 估计,其计算复杂度较大,图 1 给出笔者基于 UWB 多径信号检测的定位原理. FS (fixed station) 和 MT (mobile terminal) 的坐标设为  $(x_F, y_F)$  和  $(x_M, y_M)$ ,图中虚直线表示 LOS 路径受阻.假设存在两个散射体  $(x_1, y_1)$  和  $(x_2, y_2)$ ,分别对应两条传播路径参量  $d_1(\alpha_1, \beta_1, r_1, l_1)$  和  $d_2(\alpha_2, \beta_2, r_2, l_2)$ .从图中容易得到:  $d_1 = r_1 + l_1$ ,  $d_2 = r_2 + l_2$ ,现考虑  $d_1$  中  $\alpha_1, \beta_1, r_1, l_1$  可得:

$$\begin{cases} x_1 - x_F = r_1 \sin \beta_1 & , & \begin{cases} x_M - x_1 = l_1 \sin \alpha_1 & , \\ y_1 - y_M = l_1 \cos \alpha_1 & , \end{cases} \\ y_1 - y_F = r_1 \cos \beta_1 & \end{cases}$$

消去其中参量  $x_1, y_1$ ,得到

$$\begin{cases} x_M = x_F + r_1 \sin \beta_1 + l_1 \sin \alpha_1 & , \\ y_M = y_F + r_1 \cos \beta_1 - l_1 \cos \alpha_1 & . \end{cases}$$

对第 2 条路径  $d_2$  采用类似的推导可得如下关系:

$$\begin{cases} x_M = x_F + r_2 \sin \beta_2 + l_2 \sin \alpha_2 & , \\ y_M = y_F + r_2 \cos \beta_2 - l_2 \cos \alpha_2 & . \end{cases}$$

将以上两式消去参量  $(x_M, y_M)$  和  $(x_F, y_F)$ ,再利用  $\begin{cases} r_1 = d_1 - l_1 & , \\ r_2 = d_2 - l_2 & , \end{cases}$  可将  $l_1$  表示为

$$l_1 = \frac{d_2(\sin \beta_2 \cos \alpha_2 + \sin \alpha_2 \cos \beta_2) - d_1(\sin \beta_1 \cos \beta_2 + \sin \beta_1 \cos \alpha_2 + \sin \alpha_2 \cos \beta_1 - \sin \beta_2 \cos \beta_1)}{(\sin \alpha_1 - \sin \beta_1)(\cos \alpha_2 + \cos \beta_2) - (\sin \alpha_2 - \sin \beta_2)(\cos \alpha_1 + \cos \beta_1)} \quad ,$$

于是  $(x_F, y_F)$  与  $(x_M, y_M)$  关系可写为

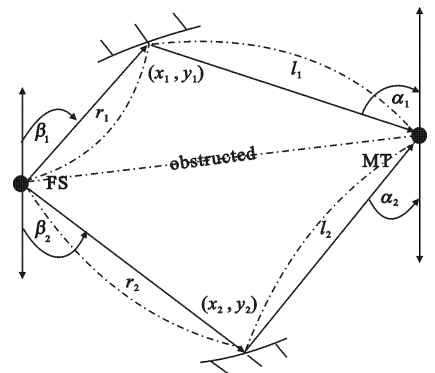


图 1 UWB 多径信号检测定位原理

$$\begin{cases} x_M = x_F + (d_1 - l_1) \sin \beta_1 + l_1 \sin \alpha_1 \\ y_M = y_F + (d_1 - l_1) \cos \beta_1 - l_1 \cos \alpha_1 \end{cases}$$

由此证明只要得到两组不同的  $(\alpha, \beta, d)$  就可以完成 FS 和 MT 之间的相对定位<sup>[8]</sup>, 其中  $\alpha, \beta$  可分别由 AOA (angle of arrival) 估计算法<sup>[4]</sup> 和 FS 端利用多天线的波束赋形技术<sup>[5]</sup> 得到, 本文主要讨论用于确定  $d$  的 TOA 估计问题, 并在下一节中提出一种利用卷积运算搜索最强路径的 TOA 估计算法。

### 3 利用卷积搜索最强路径的 TOA 估计

根据上一节给出的 UWB 多径检测的定位原理, 提出一种基于最强路径检测的 TOA 估计算法。对模版信号和接收信号进行卷积运算, 并以多径间隔取卷积序列输出的最大值即可完成最强路径搜索, 该方法与常规的 LP 搜索相比, 避开了设置阈值过程, 计算复杂度低。

对于室内短距离定位应用可以假设 UWB 信号在一个  $T_f$  内到达, 且  $T_f > \tau_{\max} + T_p$ , 即不存在帧间干扰,  $\tau_{\max}$  和  $T_p$  为最大多径时延扩展和脉冲宽度。设可分的多径间隔为  $t_0$ , 通常脉冲宽度  $T_p \leq t_0$ ,  $t_0 = \tau_m - \tau_{m-1}$ 。设

$\omega(t) = \sum_{i=0}^{N_f-1} g(t - iT_f)$  为本地脉冲模版波形, 将  $\omega(t)$  和式(1)中的接收信号  $r(t)$  做卷积运算得到  $s(t)$

$$s(t) = \omega(t) \otimes r(t) = \sum_{i=0}^{N_f-1} g(t - iT_f) \otimes \left( \sum_{m=0}^M \lambda_m \left( \sum_{k=0}^{+\infty} a_k p(t - \tau_m - kT_s) \right) + n(t) \right) \quad (3)$$

由于 UWB 信号在一个  $T_f$  内到达, 于是做卷积时  $\omega(t)$  可只取一个帧长的脉冲信号, 此时以多径间隔  $t_0$  在一个  $T_f$  内对  $s(t)$  进行抽样, 得到抽样值序列  $\{S_l\}$

$$\{S_l\} = \{s(lt_0)\}_{l=1}^L, L = \lfloor T_f/t_0 \rfloor, \quad (4)$$

式中  $\lfloor x \rfloor$  表示取  $x$  的整数值。因为是基于最强路径搜索, 故只需找到  $\max\{S_l\}$  对应的  $l_{\text{toa}}$  即可完成 TOA 估计:  $\tau_{\text{TOA}} = l_{\text{toa}} t_0$ 。卷积运算复杂度低, 且避免了阈值设置过程。在得到传播路径  $d$  后, 再根据  $(\alpha, \beta)$  按照第 2 节推导即可完成 FS 和 MT 之间的相对定位。

### 4 仿真实验和讨论

实验中采用 IEEE 802.15.4a<sup>[6]</sup> 信道模型中 CM2 (Residential NLOS) 和 CM4 (Office NLOS), 来分析各参数  $(\alpha, \beta, d)$  对定位性能的影响。CM2 和 CM4 中的覆盖范分别为 7 m~20 m 和 3 m~28 m, FS 与 MT 的间距设置为 15 m 和 20 m, 障碍物在 FS 和 MT 之间分布, 参量  $(\alpha, \beta, d)$  随 FS, MT 和障碍物的位置确定。这里将  $\alpha, \beta, d$  视为相互独立的高斯随机变量<sup>[8]</sup>,  $\alpha, \beta, d$  中任意一个参数的偏差都会降低定位精度。设两组  $(\alpha, \beta, d)$  估计得到的 MT 坐标为  $(x_M^{\wedge}, y_M^{\wedge})$ , MT 真实位置为  $(x_M, y_M)$ , 实验中采用均方误差 MSE 来评价定位性能:  $\text{MSE} = ((x_M - x_M^{\wedge})^2 + (y_M - y_M^{\wedge})^2)^{1/2}$ 。

#### 4.1 TOA 估计对定位性能的影响

仿真时发射波形采用高斯二阶微分单脉冲, 脉冲宽度为 1 ns, 可分多径间隔为 1 ns, 即  $t_0 = 1$  ns。图 2 中 (a) 和 (b) 分别为 100 次实现时 CM2 和 CM4 的信道冲激响应 CIR (channel impulse response), 图 2(c) 和 (d) 为对应信道中的定位误差 MSE, 取  $d$  的偏差  $\sigma_d \in [0.5 \text{ m}, 5 \text{ m}]$ , 假设此时  $\alpha, \beta$  能准确得到。观察图 2(a) 和 (b) 中 CIR, 发现 CM2 的多径时延扩展大于 CM4, 最先到达的路径不是能量最强的, 且在 100 ns 之后, 多径幅度都比较小, 结合图 2(c) 和 (d) 中 MSE 的对比可见, 间距较大的 CM4 定位性能稍差, 且  $\sigma_d$  越大 MSE 也越大。 $\sigma_d$  为 5 m 时, CM2 中 MSE 为 4 m, 低于  $\sigma_d$ , 而 CM4 中 MSE 为 8 m, 明显超出了此时的  $\sigma_d$ 。但在  $\sigma_d$  较小时 (1 m 以内), 定位误差可以达到厘米级。图 2(c) 和 (d) 中还给出了路径数目为 2 和 4 时定位性能的比较, 可以看出存在多条路径供解算时能有效的降低定位误差。

#### 4.2 $(\alpha, \beta)$ 对定位性能的影响

定位方法中  $\alpha, \beta$  的偏差也会影响定位性能。图 3 中给出了 CM2 和 CM4 信道下  $\alpha$  和  $\beta$  的偏差  $\sigma_\alpha$  和  $\sigma_\beta$  对应

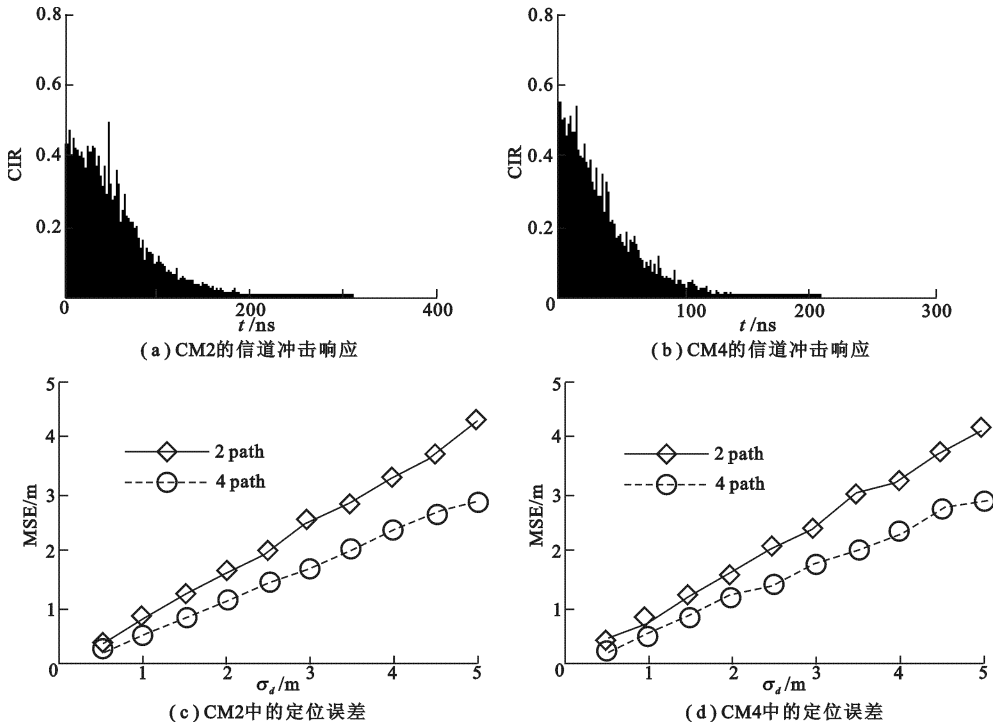
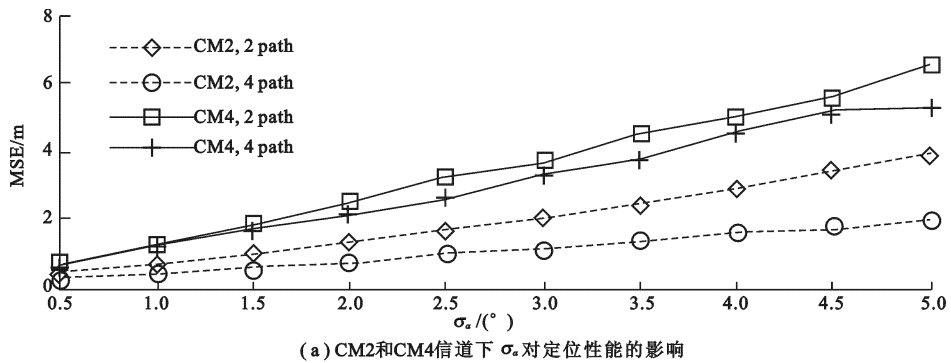
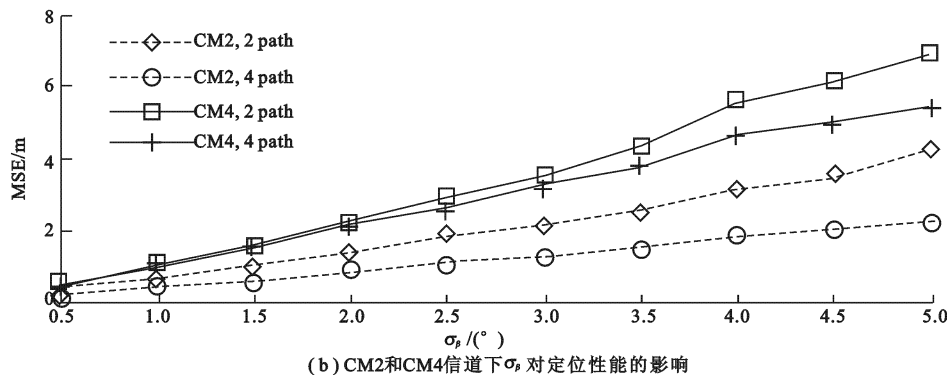


图 2 CM2 和 CM4 信道下  $\sigma_d$  对定位性能的影响



(a) CM2和CM4信道下  $\sigma_\alpha$  对定位性能的影响



(b) CM2和CM4信道下  $\sigma_\beta$  对定位性能的影响

图 3 CM2 和 CM4 信道下  $\sigma_\alpha, \sigma_\beta$  对定位性能的影响

的 MSE, 假设此时 TOA 能准确估计,  $\sigma_\alpha$  和  $\sigma_\beta$  分别取  $0.5^\circ \sim 5^\circ$ . 对比图 3(a) 和 (b) 中的结果发现,  $\beta$  对定位性能影响略大.  $\sigma_\alpha$  和  $\sigma_\beta$  越大, MSE 越大. 偏差为  $5^\circ$  时 CM2 中 MSE 为 4 m, CM4 中 MSE 超过 6 m; 在  $\sigma_\alpha$  和  $\sigma_\beta$  较小时, CM2 和 CM4 中的 MSE 都随之降低. 与 4.1 节中实验类似, 当可解算路径增加至 4 条时, 两种信道下