

文章编号:1671-6833(2022)03-0015-06

基于波形边缘检测的 Wi-Fi 室内定位信号 TOA 估计

马栋樺¹, 李 敏², 张端金¹

(1. 郑州大学 信息工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 中国电子设备系统工程公司研究所, 北京 100141)

摘要: 为了实现室内目标的精准定位, 研究基于 Wi-Fi 设备的信号到达时间 (TOA) 参数具有重要意义。常用 TOA 估计方法主要存在估计偏差、算法复杂以及不具有普适性等问题。针对现有方法的缺陷, 提出了一种新的 TOA 估计方法。该方法对 Wi-Fi 信号波形进行采样, 采用空-频-时三维搜索算法, 计算某一子载波间隔一个采样周期的相邻区间分别对应的信道状态信息的相位差, 通过相位差判断计算信道状态信息值的信号处理区间是否进入波形边缘, 得到 TOA 的估计值。数值仿真结果表明: 在信噪比 SNR 超过 25 dB 时, 本文方法获得亚米级精度的概率超过 58%; 随着 Wi-Fi 信号带宽的扩展, 本文方法能够显著提升室内定位性能。本文方法克服了传统方法的缺陷, 为信号到达时间估计提供了一条新的思路。

关键词: 信号到达时间; 室内定位; 波形边缘检测; Wi-Fi; 信道状态信息; 相位信息

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.13705/j.issn.1671-6833.2022.03.014

0 引言

在导航卫星信号无法穿透的建筑物内部, 可利用室内定位技术实现目标定位。由于人们大部分时间都在室内活动且 Wi-Fi 设备在室内广泛部署, 因此研究基于 Wi-Fi 的室内定位技术具有重要意义。近年来, 室内定位技术在学术界和工业界都引起了极大的关注。在人工神经网络领域, K 近邻算法与基于后向传播人工神经网络的深度强化学习算法相结合, 可提高室内定位精度^[1]; 在 3D 绘图领域, Tango 项目可将定位模块集成到手机终端, 实时提供位置信息^[2]; 在三维场景重建应用中, 采用多源融合^[3]技术的室内定位方案用于手机监测携带者行进轨迹^[4]; 在工业领域, 通过提供室内位置信息可为用户提供更好的家居体验^[5]。

室内定位问题的关键是确定高精度的定位参数, 如接收端信号强度指示 (received signal strength indicator, RSSI)^[6]、信道状态信息 (channel state information, CSI)^[7]、电波到达方向 (direction of arrival, DOA)^[8]、数据包往返时间 (round trip time, RTT)^[9]、信号到达时间 (time of

arrival, TOA)^[10] 等。通常 RSSI 定位精度大于 5 m; CSI 依赖多径分辨技术在某些场景下定位精度可达到亚米级, 但需要消耗巨大的指纹匹配方案; DOA 在室内多径条件下角度分辨率会大幅降低; RTT 不需要发射端和接收端同步, 但终端处理时延的不确定性会极大降低定位精度。TOA 是在室内多径信道条件下估计发射端和接收端之间直射信号 (line of sight, LoS) 分量的传播时间, 从物理意义上看, 该参数具有更高的精度, 对该参数的研究也更有意义。

现有的 TOA 估计方法包括互相关^[11]、多重信号分类 (multiple signal classification, MUSIC)^[12]、粒子滤波跟踪^[13]、发送已知信号^[14]、联合 DOA 和 TOA 估计^[15] 等。①互相关方法通过在接收端使用 Rake 接收机分辨 LoS 分量的到达时间, 该方法在多径时间差间隔很小时可能将多条径合成一条径, 容易出现估计偏差。②多重信号分类方法通过信道测量和子空间方法对 TOA 进行估计, 该方法在多径数量小于子载波数量且多径之间时间差满足一定要求的前提下才能得到比较准确的结果。③粒子滤波跟踪方法先利用 MUSIC 技术获得 TOA 的初始估计值, 再利用粒子滤波算法对估

收稿日期: 2021-08-06; 修订日期: 2021-12-05

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61471323); 中国博士后科学基金资助项目 (2016M602986)

通信作者: 张端金 (1966—), 男, 湖北荆州人, 郑州大学教授, 博士, 博士生导师, 主要从事故障检测与滤波的研究,

E-mail: djzhang @ zzu.edu.cn.

计值进行跟踪。该方法依赖多重信号分类方法估计结果作为初始值,当初始值出现偏差时,算法可能会将误差进一步扩大。④发送已知信号方法通过在数据包前构造已知波形估计 TOA 值,该方法需要修改信号波形以提高算法精度,增加了附加条件,不具有普适性。⑤联合 DOA 和 TOA 估计的方法是通过最大似然函数对 DOA 和 TOA 进行联合估计,该方法随着天线数量的增加,算法复杂度呈指数级增长。

本文提出了一种估计 TOA 的新方法。该方法计算 Wi-Fi 设备发射正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)信号子载波的 CSI 值,相邻 CSI 值的相位差应为固定值,除非信号处理区间进入波形边缘才会改变这一性质。

1 系统模型

Wi-Fi 信号采用 OFDM 波形,假设子载波数量为 L ,载波频率为 f_c ,发射信号可以表示为

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sqrt{P_s} \sum_{q=-N/2}^{N/2-1} d_q \exp \left(j2\pi \frac{q}{T} \cdot t \right) \cdot \exp \left[j(2\pi(f_c + \Delta f_c)t - \Delta\varphi) \right] \right\}. \quad (1)$$

式中: d_q 为调制符号, $q=-L/2 \sim (L/2-1)$, $q \in \mathbf{Z}$; P_s 为发射功率; Δf_c 为载波频偏; T 和 G 分别为符号时长和循环前缀时长; $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示取复数的

实部。

假如信道多径数量为 M ,则室内多径信道为

$$\tilde{h}(t) = \sum_{k=1}^M \alpha_k \delta(t - \tau_k). \quad (2)$$

式中: α_k 和 τ_k 分别为第 k 径的衰落系数和时延。接收端的等效复信号可以表示为

$$\tilde{y}(t) = \tilde{s}(t) \cdot \tilde{h}(t) + \tilde{n}(t). \quad (3)$$

式中: $\tilde{s}(t)$ 为式(1)中 $\text{Re}\{\cdot\}$ 内的复信号; $\tilde{n}(t)$ 为噪声。将式(1)、(2)代入式(3)得

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) = & \sqrt{P_s} \sum_{q=-L/2}^{L/2-1} d_q \sum_{k=1}^M \alpha_k \cdot \\ & \exp[-j(2\pi(f_c + \Delta f_c)\tau_k + \Delta\varphi)] \cdot \\ & \exp\left[j2\pi \frac{q}{T}(t - \tau_1 - (\tau_k - \tau_1))\right] \cdot \\ & \exp(j2\pi\Delta f_c t) \exp(j2\pi f_c t) + \tilde{n}(t). \end{aligned} \quad (4)$$

假设第 1 径(LoS 径)在 $t=t_0$ 时刻到达接收端,为了方便表示,将式(4)中的 $t-\tau_1$ 改为 $t-t_0$ 。接收端的信号经过下变频和低通滤波后得

$$\hat{y}_d(t) = \sqrt{P_s} \sum_{k=1}^M a_k \exp(j\theta_k) \hat{s}[t - t_0 - (\tau_k - \tau_1)] \cdot \exp(j2\pi\Delta f_c t) + \hat{n}_d(t). \quad (5)$$

式中: $\hat{s}(t) = \sum_{q=-L/2}^{L/2-1} d_q \exp\left(j2\pi \frac{q}{T} t\right)$ 。

图 1 为多径信号在接收端进行叠加后的多径传输。

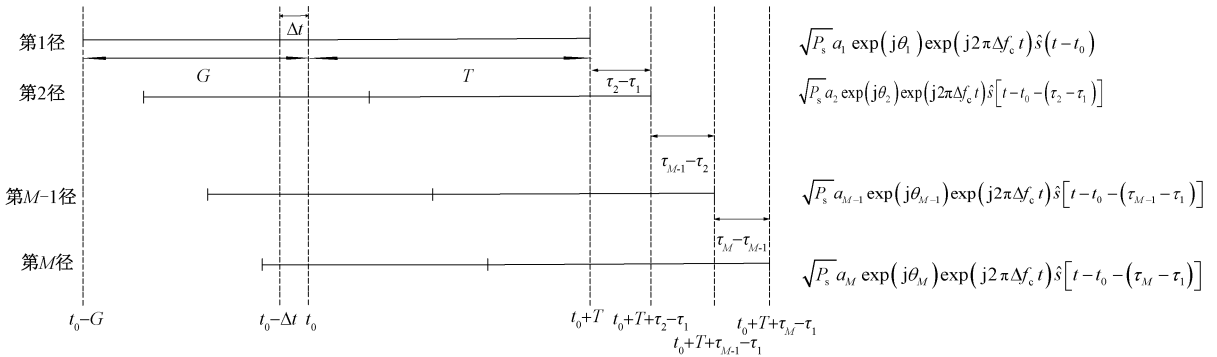


图 1 Wi-Fi 波形的多径传输

Figure 1 Multipath transmission of Wi-Fi signal waveform

2 波形边缘检测算法

Wi-Fi 波形的帧结构由物理层服务数据单元和导频组成,在接收端,导频用于检测、解调物理层服务数据单元。Wi-Fi 波形的 VHT 帧结构如图 2 所示,它的每部分都由若干个 OFDM 符号组成。

由于本文提出的 TOA 估计方法基于 CSI 的相位信息,因此,首先给出 CSI 的计算方法和计算结果。计算 CSI 之前要先完成符号同步,图 2 中

2 个时长为 T_{FFT} 的时域区间均用于 CSI 计算。在导频部分进行同步互相关运算后,符号的同步时刻 $t=t_0-\Delta t$, t_0 为图 1 中的最佳同步时刻, Δt 为同步误差。通过 L-STF 的粗频偏估计和 L-LTF 的细频偏估计实现频偏 Δf_c 消除。因此,可以给出合理的假设条件:① $\Delta f_c = 0$;② 采样间隔 $T_s = 1/f_s$, f_s 为采样频率。CSI 计算在导频的 L-LTF 部分进行,信号处理区间长度 $T=T_{\text{FFT}}$,区间起始点 $t=t_0-\Delta t+mT_s$, $m \in \mathbf{N}$,间隔为 T_s 。CSI 计算式为

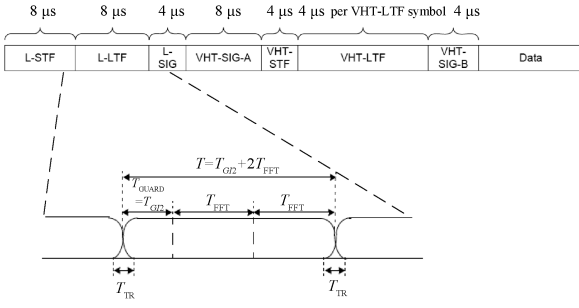


图2 Wi-Fi VHT 帧结构

Figure 2 VHT frame format

$$\bar{h}_{i,m} = \frac{1}{Td_i} \int_{t_0 - \Delta t + mT_s}^{t_0 - \Delta t + T + mT_s} \hat{y}_d(t) \cdot \exp \left[-j2\pi \frac{i}{T} (t - (t_0 - \Delta t + mT_s)) \right] dt. \quad (6)$$

式中: d_i 为对应第 i 个子载波的已知符号; $\bar{h}_{i,m}$ 为从 $t = t_0 - \Delta t + mT_s$ 时刻开始计算的第 i 个子载波 CSI 值的计算结果。

将式(5)代入式(6),可以得到:

$$\bar{h}_{i,m} = \sqrt{P_s} d_i \exp \left[j2\pi \frac{i}{T} (mT_s - \Delta t) \right] \cdot \sum_{k=1}^M a_k \exp(j\theta_k) \exp \left[-j2\pi \frac{i}{T} (\tau_k - \tau_1) \right] + n_{i,m}. \quad (7)$$

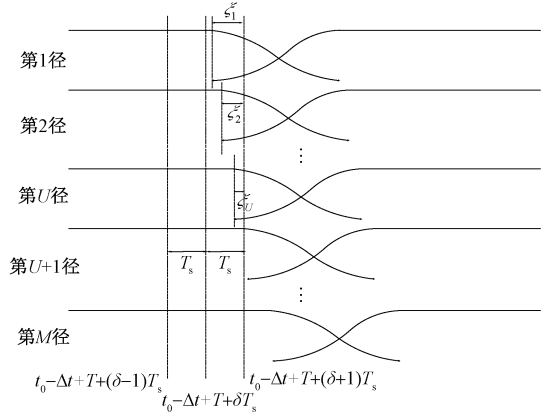
式中: $E\{|n_{i,m}|^2\} = N_0/T = N_0B$, N_0 为噪声功率谱密度, $B = 1/T$ 为子载波频域间隔。

新方法基于波形边缘检测,即符号时域窗函数的边缘,根据 Wi-Fi 标准,时域窗函数表达式为

$$w_{\tilde{T}+G} = \begin{cases} \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{t}{T_{TR}} \right) \right], & -\frac{T_{TR}}{2} < t < \frac{T_{TR}}{2}; \\ 1, & \frac{T_{TR}}{2} < t < \tilde{T} + G - \frac{T_{TR}}{2}; \\ \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{2} - \frac{t - (\tilde{T} + G)}{T_{TR}} \right) \right], & \tilde{T} + G - \frac{T_{TR}}{2} < t < \tilde{T} + G + \frac{T_{TR}}{2}. \end{cases} \quad (8)$$

计算 CSI 的 L-LTF 部分时,式(8)中的参数: $\tilde{T} = 2T_{FFT} = 6.4 \mu s$; $G = 1.6 \mu s$; 波形边缘过渡带的时长 $T_{TR} = 100 ns$ 。L-LTF 和 L-SIG 交叉部分在多条信道上的传输效果如图3所示。

CSI 计算的信号处理区间起点 $t = t_0 - \Delta t + mT_s$, 终点 $t = t_0 - \Delta t + T + mT_s$, 如图3所示。如果 $m \leq \delta$, 信号处理区间的终点没有进入 L-LTF 的第1径 (LoS 径) 波形边缘; 如果 $m > \delta$, 信号处理区间的终点进入 L-LTF 的第1径波形边缘。根据式(7), 在不考虑噪声时,可以得出以下结论:

图3 L-LTF 和 L-SIG 交叉部分在
多径信道上的传输效果Figure 3 Transmission effect of the cross section of
L-LTF and L-SIG on multipath channel

$$\begin{cases} \arg[\Psi(i, m)] = 2\pi \frac{T_s}{T} i, m \leq \delta; \\ \arg[\Psi(i, m)] \neq 2\pi \frac{T_s}{T} i, m > \delta. \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\Psi(i, m) = \bar{h}_{i,m} \bar{h}_{i,m-1}^*$; $\arg[\cdot]$ 表示取复数的相位。根据式(9), 计算使得式(9)发生变化的 δ 值, 定义信号处理区间的起点 $t = t_0 - \Delta t + \delta T_s$, 即 TOA 的估计值。

根据以上分析, 得到 TOA 估计算法 (该算法已获国家专利^[16])。

步骤1 参数定义。

- ① $\alpha (\alpha > 1)$ % 预置门限, 通常当信噪比区间为 $[0 dB, 20 dB]$ 时, $\alpha = 1.25$;
- ② $\beta (0 < \beta < 1)$ % 预置门限, 通常当信噪比区间为 $[0 dB, 20 dB]$ 时, $\beta = 0.8$;
- ③ N % 接收天线数量;
- ④ SCI_{\max} % 子载波编号的最大值;
- ⑤ Θ % 非零子载波集合;
- ⑥ t_s % 完成符号同步后开始搜索的起始位置, $t_s = t_0 - \Delta t$;
- ⑦ T_s % 采样周期;
- ⑧ T_{FFT} % 用于信道状态信息估计的信号处理时长, 标准设定为 $3.2 \mu s$ 。

步骤2 空-频-时三维搜索算法。

- ① 频域搜索 For $i = -SCI_{\max} : SCI_{\max}$ AND $i \in \Theta$;
- ② 空域搜索 For $k = 1 : N$

$\hat{k} = \arg \max_k |\bar{h}_{i,m}^k|$ % $\bar{h}_{i,m}^k$ 为从 $t = t_s + mT_s$ 时刻开始第 k 个天线接收到的第 i 个子载波计算出的信道状态信息; \hat{k} 为其中具有最大幅度的那个天线的标号, 即信噪比最

强的那个天线;

③ 时域搜索 For $m = 2 : \lceil 3T_{\text{FFT}}/T_s \rceil$ % T_{FFT} 为信号处理区间时长,由于 L-LTF 部分持续时长为 $2.5T_{\text{FFT}}$,因此 $3T_{\text{FFT}}$ 保留了充足的余量,其中, $\lceil \rceil$ 表示向上取整;

④ $\arg[\Psi_k(i, m)] = \arg[\tilde{h}_{i, m}^k \tilde{h}_{i, m-1}^{k*}]$ % 计算信道状态信息共轭值的相位;

⑤ $\Delta_k(i, m) = |\arg[\Psi_k(i, m)] - \arg[\Psi_k(i, m-1)]|$ % 计算间隔一个采样周期相位差;

⑥ If $\Delta_k(i, m)/\Delta_k(i, m-1) > \alpha$ or $\Delta_k(i, m)/\Delta_k(i, m-1) < \beta$ % 测试差值绝对值的比值是否大于设定的门限,如果大于设定的门限 α 或者小于设定的门限 β , $t_s + T + mT_s$ 进入 L-LTF 和 L-SIG 的交叠区域,输出该 m 值 $\tilde{i}(i) = m$;

Else

Continue % 与 If(步骤 2 中⑥)配对;

End % 与 For(步骤 2 中③)配对;

End % 与 For(步骤 2 中②)配对;

End % 与 For(步骤 2 中①)配对。

步骤 3 计算 TOA 值。

① For $i = -SCI_{\text{max}} : SCI_{\text{max}}$ AND $i \in \Theta$

$\hat{n} = \arg \max_n [\text{sumnumber}(n, \tilde{i}(i))]$

End % 统计出现频率最高的时隙,函数 $\text{sumnumber}(n, \tilde{i}(i))$ 统计 $\tilde{i}(i) = n$ 的次数,其中 n 为任意正整数,输出出现频率最高的 \hat{n} ;

② 输出估计的 TOA 值 $\hat{t}_{\text{TOA}} = t_s + \hat{n}T_s$ 。

本文算法从空-频-时 3 个维度完成搜索。在空域,本文算法选取 CSI 值最大的接收天线,即最大信噪比 SNR 对应的天线;在频域,本文算法首先确定某一子载波;在时域,本文算法选择改变

恒定相位值的采样点。然后,本文算法选择所有子载波中出现频率最高的采样点作为 TOA 估计值。

3 仿真分析

仿真采样间隔设为 $T_s = 0.1 \text{ ns}$,即采样率为 10 GSPS。衡量 TOA 估计性能采用累积分布 CDF, CDF 值是一个概率值,即估计出的发射端到接收端的距离与实际发射端到接收端的距离的差值小于等于某一给定数值的概率。其中,估计出的发射端到接收端的距离为光速和 TOA 估计值的乘积,估计出的发射端到接收端的距离与实际发射端到接收端的距离的差值定义为 TOA 估计误差。通过独立产生高斯白噪声 1 000 次计算每个概率值。

为了获得多径信道,采用 Saleh-Valenzuela 模型进行仿真,如图 4 所示。图 4 中横坐标为时延,产生了 200 ns 时延的多径分布。图 4(a)纵坐标为信道多径的相对幅度值,图 4(b)纵坐标为信道多径的相位。时延为 0 的径就是 LoS 径,通过本文算法计算 LoS 径到达接收机的 TOA 估计值。

图 5 为不同信噪比时的 TOA 估计性能,信噪比分为 3 个层级:低信噪比(20 dB)、中等信噪比(25 dB)、高信噪比(30 dB)。随着信噪比的增加,TOA 估计性能也提高。低信噪比条件下 TOA 估计误差小于 0.9 m 的概率小于 13%;中等信噪比条件下 TOA 估计误差小于 0.9 m 的概率小于 18%;高信噪比条件下 TOA 估计误差小于 0.9 m 的概率小于 62%。本文方法在中等信噪比和高信噪比条件下达到亚米级精度(TOA 估计误差小于 1 m)的概率分别为 60%和 68%。在高信噪比

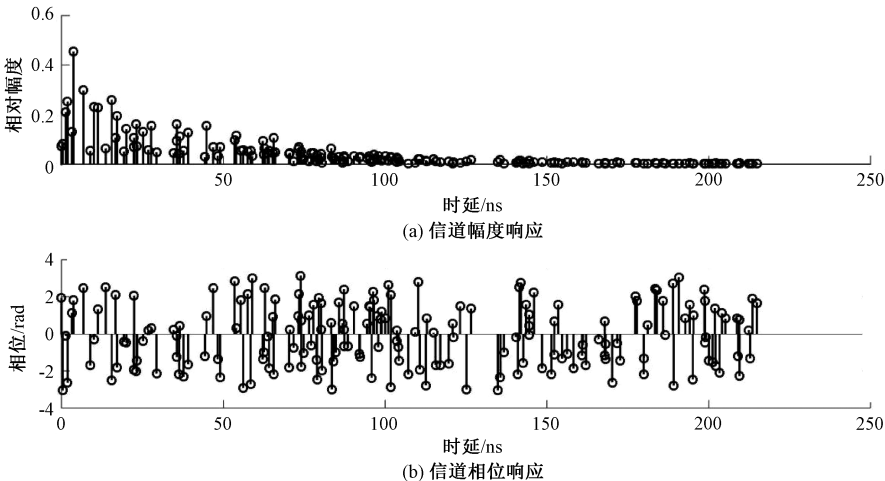


图 4 Saleh-Valenzuela 模型的信道响应

Figure 4 Channel response of Saleh-Valenzuela model

条件下, TOA 估计误差小于 1.3 m 的概率为 100%;低信噪比条件下, TOA 估计误差小于 1.8 m 的概率为 42%,说明随着信噪比增加,算法可以给出更加精确的 TOA 估计值。

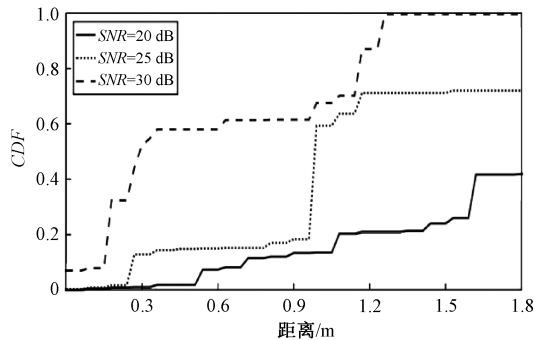


图 5 不同信噪比时 TOA 估计误差的 CDF
Figure 5 CDF of TOA estimation error with various signal-to-noise ratios

图 6 为中等信噪比条件下不同带宽 BW 时的 TOA 估计性能。根据 Wi-Fi 标准,带宽可以是 20、40、80、160 MHz。随着带宽的增加,频域分集增益增加,TOA 估计性能提升。在 20 MHz 带宽条件下 TOA 估计误差取得亚米级精度的概率大约是 60%,而在 40、80、160 MHz 时 TOA 估计误差取得亚米级精度的概率为 100%。160 MHz 条件下取得 0.3 m 精度的概率是 100%;40 MHz 和 80 MHz 条件下取得 0.75 m 精度的概率是 100%;20 MHz 条件下取得 1.8 m 精度的概率是 72%,说明了通过增加带宽带来的频率分集效应可以提高算法的 TOA 估计性能。

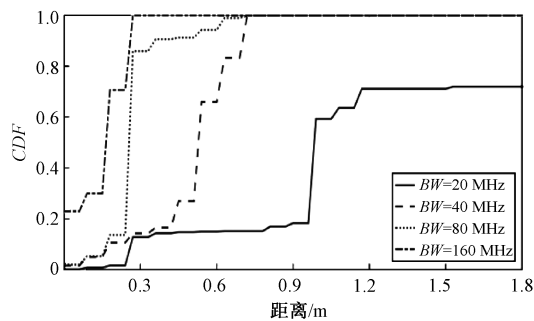


图 6 不同带宽时 TOA 估计误差的 CDF
Figure 6 CDF of TOA estimation error with various bandwidths

图 7 为本文方法、多重信号分类^[12]和发送已知信号^[14]的 TOA 估计性能对比。其中,带宽设定为 40 MHz,信噪比设定为中等信噪比,本文方法获得 0.75 m 精度的概率是 100%;发送已知信号方法获得 1.8 m 精度的概率是 100%;多重信号分类方法获得 1.8 m 精度的概率是 93%。发送已知信号方法和多重信号分类方法获得亚米级精度

的概率分别是 66%和 46%,本文方法获得亚米级精度的概率则是 100%。

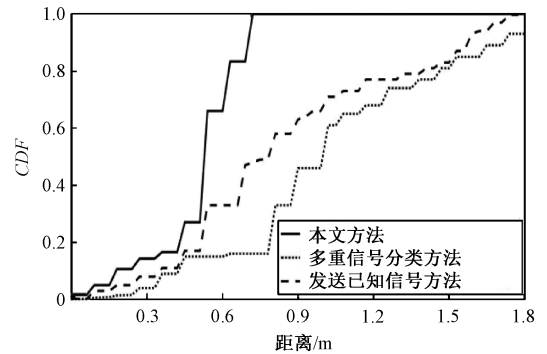


图 7 不同 TOA 估计方法的性能对比
Figure 7 Performance comparison of different TOA estimation methods

4 结论

本文提出了一种新的 TOA 估计方法——波形边缘检测算法。该算法首先对波形进行采样,采用空-频-时三维搜索算法,计算某一子载波间隔一个采样周期的相邻区间对应的信道状态信息的相位差,通过相位差判断估计信道状态信息值的信号处理区间是否进入波形边缘,得到直达径信号到达时间的估计值。仿真结果表明:本文方法在信噪比超过 25 dB 的条件下能够以超过 58%的概率获得亚米级精度;随着 Wi-Fi 信号的带宽扩展,新方法能够显著提升室内定位性能。

参考文献:

- [1] ADEGE A B, YAYEH Y, BERIE G, et al. Indoor localization using K -nearest neighbor and artificial neural network back propagation algorithms [C]//2018 27th Wireless and Optical Communication Conference (WOCC). Piscataway: IEEE, 2018: 1-2.
- [2] MARQUES B, CARVALHO R, DIAS P, et al. Evaluating and enhancing google tango localization in indoor environments using fiducial markers [C]//2018 IEEE International Conference on Autonomous Robot Systems and Competitions (ICARSC). Piscataway: IEEE, 2018: 142-147.
- [3] 陈义飞, 郭胜, 潘文安, 等. 基于多源传感器数据融合的三维场景重建 [J]. 郑州大学学报(工学版), 2021, 42(2): 80-86.
- [4] WU Y, CHEN R Z, LI W, et al. Indoor positioning based on walking-surveyed Wi-Fi fingerprint and corner reference trajectory-geomagnetic database [J]. IEEE sensors journal, 2021, 21(17): 18964-18977.

[5] ZHANG D J,TAN C F. Application of indoor positioning technology in smart home management system [C]//2021 IEEE 2nd International Conference on Big Data,Artificial Intelligence and Internet of Things Engineering (ICBAIE). Piscataway: IEEE, 2021: 627–631.

[6] BAHL P, PADMANABHAN V N. RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system [C]//Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Piscataway: IEEE,2000:775–784.

[7] XIAO J,WU K S,YI Y W,et al. FIFS:fine-grained indoor fingerprinting system[C]//2012 21st International Conference on Computer Communications and Networks (ICCCN). Piscataway:IEEE,2012:1–7.

[8] CIDRONALI A,MADDIO S,GIORGETTI G,et al. Analysis and performance of a smart antenna for 2.45 GHz single-anchor indoor positioning[J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques,2010,58(1):21–31.

[9] BAHILLO A,MAZUELAS S,LORENZO R M,et al. Accurate and integrated localization system for indoor environments based on IEEE 802.11 round-trip time measurements[J]. EURASIP journal on wireless communications and networking,2010,2010(1):1–13.

[10] MAKKI A,SIDDIG A,SAAD M,et al. Survey of WiFi positioning using time-based techniques[J]. Computer networks,2015,88:218–233.

[11] KONG N,ENG T,MILSTEIN L B. A selection combining scheme for RAKE receivers[C]//Proceedings of ICUPC'95 –4th IEEE International Conference on Universal Personal Communications. Piscataway: IEEE, 1995:426–430.

[12] LI X R,PAHLAVAN K. Super-resolution TOA estimation with diversity for indoor geolocation[J]. IEEE transactions on wireless communications,2004,3(1):224–234.

[13] SALMAN N,ALSINDI N,MIHAYLOVA L,et al. Super resolution WiFi indoor localization and tracking[C]//2014 Sensor Data Fusion: Trends, Solutions, Applications (SDF). Piscataway:IEEE,2014:1–5.

[14] YANG C C,SHAO H R. WiFi-based indoor positioning [J]. IEEE communications magazine, 2015, 53 (3) : 150–157.

[15] WEN F,LIU P L,WEI H C,et al. Joint azimuth,elevation, and delay estimation for 3-D indoor localization [J]. IEEE transactions on vehicular technology,2018, 67(5):4248–4261.

[16] 李敏. 一种基于波形边缘检测的室内信号到达时间测量方法:109884585A[P]. 2020-03-17.

TOA Estimation of Indoor Localization by Wi-Fi Signal
Based on Waveform Edge Detection

MA Dongju¹, LI Min², ZHANG Duanjin¹

(1. School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China;2. Institute of China Electronic Equipment System Engineering Corporation, Beijing 100141, China)

Abstract: To locate the target indoor precisely, it was important to investigate on the Wi-Fi based indoor localization parameter, namely, time of arrival (TOA). The main weakness of primary TOA estimation methods were estimation bias, complex algorithm, and lack of universality. The new method had a clear physical meaning, and could pave a new way for the TOA estimation. According to the weakness of these traditional methods, a new TOA estimation algorithm was proposed in this paper. Based on sampling of waveform, the space-frequency-time searching algorithm, this algorithm calculated the phase difference between adjacent CSI calculation time span, and judged whether the CSI calculation time span could reach the edge of waveform, as to get the result of TOA estimation. Numerical results showed that the new method could achieve more than 58% submeter-level precision when the signal-to-noise ratio was above 25 dB. Moreover, the performance of the method upgraded as the bandwidth of the Wi-Fi signal expanded. The new method could overcome the weakness of traditional method, and pave a new way for the TOA estimation.

Keywords: TOA; indoor localization; waveform edge detection; Wi-Fi; CSI; phase information