

基于信道状态信息测距的Wi-Fi室内定位误差界分析方法

周牧^{①②} 张振亚^{*①②} 杨小龙^{①②} 谢良波^{①②} 田增山^{①②}

^①(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

^②(移动通信技术重庆市重点实验室 重庆 400065)

摘要: 相较于常用于室内定位的Wi-Fi接收信号强度(RSS), Wi-Fi信道状态信息(CSI)包含了信号传输过程中更细粒度的物理层信息(如各个子载波的幅值和相位), 故可将其用于较精确的测距以实现较高的Wi-Fi室内定位精度。由于现有基于CSI测距的定位方法普遍缺少关于定位误差界的理论分析, 从而导致难以对不同定位方法的理想性能进行比较。因此, 该文提出一种基于CSI测距的Wi-Fi室内定位误差界分析方法, 其在室内信号传播模型的基础上, 考虑路径损耗、阴影衰落和多径效应与定位精度的关系, 利用克拉美罗下界(CRLB)推导了时钟异步效应下基于CSI测距的定位误差界。此外, 通过实验对比, 分析了实际定位误差与所推导的定位误差界之间的差异, 并讨论了不同实验参数对定位性能的影响。

关键词: 室内定位; 信道状态信息; Wi-Fi; 定位误差界; 测距

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)09-2624-08

DOI: 10.11999/JEIT200198

Wi-Fi Indoor Localization Error Bound Analysis Method Based on Channel State Information Ranging

ZHOU Mu^{①②} ZHANG Zhenya^{①②} YANG Xiaolong^{①②}

XIE Liangbo^{①②} TIAN Zengshan^{①②}

^①(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

^②(Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: Compared with the Wi-Fi Received Signal Strength (RSS) commonly-used for the indoor localization, the Channel State Information (CSI) can be used for the precise ranging to achieve the high Wi-Fi indoor localization accuracy since it includes the fine-grained physical-layer information such as the amplitude and phase of each subcarrier during the signal transmission. Due to the lack of theoretical analysis of the localization error bound in existing CSI ranging-based localization methods, it is difficult to compare the ideal performance of different localization methods. Therefore, a CSI ranging-based Wi-Fi indoor localization error bound analysis method is proposed, which is based on the indoor signal propagation model to derive out the CSI ranging-based localization error bound with the clock asynchronous effect by considering the relationship between the localization accuracy and the path loss, shadow fading, and multipath effect. Besides, through the experimental comparison, this paper analyzes the difference between the actual localization error and the derived localization error bound, as well as discusses the impact of different experimental parameters on the localization performance.

Key words: Indoor localization; Channel State Information (CSI); Wi-Fi; Localization error bound; Ranging

收稿日期: 2020-03-24; 改回日期: 2021-01-25; 网络出版: 2021-02-04

*通信作者: 张振亚 zhenya_cqupt@foxmail.com

基金项目: 国家自然科学基金(61771083, 61771209), 重庆市教委科学技术研究(KJQN201900603, KJZD-K202000605), 重庆市自然科学基金(cstc2020jcyj-msxmX0842)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61771083, 61771209), The Science and Technology Research Program of Chongqing Municipal Education Commission (KJQN201900603, KJZD-K202000605), Chongqing Natural Science Foundation Project (cstc2020jcyj-msxmX0842)

1 引言

随着电子技术和信息产业的快速发展,人们开始向着智能化、便利化的生活方式转变且越来越意识到位置信息的重要性,位置服务(Location-Based Service, LBS)应运而生。目前,全球定位系统(Global Positioning System, GPS)^[1]和蜂窝基站定位系统^[2]属于两种较为成熟的室外定位系统,其可为室外用户提供精准、可靠的位置信息。相较而言,室内结构的复杂性、人员走动及障碍物遮挡对信号传播的影响,将导致室内用户无法有效地接收来自卫星和蜂窝基站的信号。于是,众多学者开展了关于室内定位技术的一系列研究并根据信号源的不同提出了多种室内定位系统,其中,基于接收信号强度(Received Signal Strength, RSS)指纹数据库的Wi-Fi室内定位系统^[3]因其具有信号覆盖范围广、硬件设备要求低且网络部署简单的特点,日渐成为室内定位系统的主流,但由于其易受多径效应的影响而导致RSS稳定性较差且指纹数据库建库和维护成本较高,该系统在实际室内环境中的应用受到很大限制。

针对上述问题,基于信道状态信息(Channel State Information, CSI)测距的Wi-Fi室内定位系统开始得到人们的青睐。相较于RSS,CSI包含了信号传输过程中更细粒度的物理层信息(如各个子载波的幅值和相位),故可用于Wi-Fi室内定位并提供更高的定位精度和更稳定的定位结果^[4]。

基于CSI测距的Wi-Fi室内定位方法主要包括CSI信号传播模型定位方法^[5]和CSI信号飞行时间(Time of Flight, ToF)估计定位方法^[6],这两种方法在理想信号条件下均能得到较好的定位性能,但对于实际信号来说,环境噪声和硬件设备的不理想将引入较大的定位误差甚至导致定位结果的不可用,其中,硬件设备的时钟异步效应就是影响CSI定位精度的主要因素之一^[7]。此外,虽然基于CSI测距的定位方法已较为成熟,但普遍缺少关于定位误差界的理论分析,从而导致难以对不同定位方法的理想性能进行比较。具体而言,由于Wi-Fi室内环境中存在的路径损耗、阴影衰落和多径效应会导致定位精度的下降,于是需要分析上述因素对定位性能的影响,并由此推导时钟异步效应下基于CSI测距的定位误差界。文献^[8]从频域的角度讨论了信号传播时延和天线数与CSI定位误差界的关系,但忽略了室内环境中普遍存在的多径效应对定位精度的影响;文献^[9]从时域的角度推导了信号到达时间(Time of Arrival, ToA)定位误差界,但该结果通过理想的信号传播模型得到,故其难以适用

于大多实际室内环境;文献^[10]提出了考虑多径效应的室内信号传播模型,并由此分析了阴影衰落和锚节点数对CSI定位误差界的影响,但该方法将多径效应简化为过于理想的高斯随机变量,从而丢失了多径信号的多样性特征,使得定位误差界偏离实际定位误差较大。针对上述问题,本文在考虑信号传播时延、路径损耗、阴影衰落和多径效应的情况下,从频域的角度推导了时钟异步效应下基于CSI测距的定位误差克拉美罗下界(Cramer-Rao Lower Bound, CRLB),并将其作为评价指标来分析和比较不同CSI定位方法的理想性能。

归纳而言,本文贡献主要体现在以下两点:一方面,区别于传统的时域求解定位误差CRLB的方法,本文利用无偏估计理论和费希尔信息矩阵(Fisher Information Matrix, FIM)的性质,从频域的角度对目标位置坐标参数进行估计,以解决时域求解CRLB时无法得到CSI信号强度观测量概率密度函数(Probability Density Function, PDF)的问题;另一方面,综合考虑Wi-Fi室内信号在传播过程中存在的信号传播时延、路径损耗、阴影衰落和多径效应,推导了时钟异步效应下基于CSI测距的定位误差界。

本文结构安排如下:第2节给出了基于CSI测距的Wi-Fi室内定位模型;第3节从频域的角度分析了信号传播时延、路径损耗、阴影衰落和多径效应对基于CSI测距的定位误差界的影响;第4节考虑因硬件设备差异性导致收发端时钟异步的问题,进一步推导了时钟异步效应下基于CSI测距的定位误差界;第5节通过实验验证了本文所推导的定位误差界的有效性;第6节总结全文并给出下一步工作。

2 系统模型

2.1 CSI信号模型

在信号物理层中,CSI包含频域空间中每个子载波的幅值和相位信息,描述了不同频率的信号经传播后的衰减和频率偏移特性。由文献^[11]可知,CSI信号在室内传播过程中会出现幅值衰减且相位会因传播时延而发生偏移,同时还受到地面、墙面、天花板等障碍物造成的多径效应影响。基于此,建立如下时变信道模型来描述CSI信号的时域传播特性

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^l a^{(i)}(\tau^{(i)}(t)) e^{-j2\pi f_{D_i} \tau^{(i)}(t)} \cdot \delta(\tau - \tau^{(i)}(t)), i = 1, 2, \dots, l \quad (1)$$

其中, $h(\tau, t)$ 表示信道 t 时刻关于 $t - \tau$ 时刻的冲击响应, l 表示信号传播多径数, $a^{(i)}(t)$ 和 $\tau^{(i)}(t)$ 分别表

示 t 时刻第 i 条多径信号的幅值和传播时延, f_{D_i} 表示第 i 条多径信号的多普勒频移, $\delta(\cdot)$ 表示冲击函数。

考虑到室内环境中目标的运动速率通常较小, 从而可以忽略由目标运动产生的Wi-Fi信号多普勒频偏(一般为10~20 Hz), 同时由于Wi-Fi协议要求以突发通信的方式(即传输极短时间数据包的方式)进行数据交互, 故在单次数据包持续传输过程中可认为信道是时不变的。基于此, 将式(1)简化为

$$h(t) = \sum_{i=1}^l a^{(i)} \delta(t - \tau^{(i)}) \quad (2)$$

其中, $h(t)$ 表示信道 t 时刻的冲击响应, $a^{(i)}$ 和 $\tau^{(i)}$ 分别表示第 i 条多径信号的幅值和传播时延。于是, 结合信号传播理论^[12], 可得时域信号的表达式为

$$r(t) = \sum_{i=1}^l a^{(i)} s(t - \tau^{(i)}) + z(t) \quad (3)$$

其中, $s(t)$ 表示 t 时刻的发送信号波形, $z(t)$ 表示均值为0、方差为 δ^2 的高斯白噪声。上述接收信号波形经ADC转换后的信号的表达式为

$$r(nT) = \sum_{i=1}^l a^{(i)} s(nT - \tau^{(i)}) + z(nT), n = 1, 2, \dots, L \quad (4)$$

其中, L 表示采样数, T 表示采样周期。于是, 可将第 m ($m = 1, 2, \dots, M$)个接入点(Access Point, AP)接收的时域信号表达式为

$$r_m(nT) = \sum_{i=1}^l a_m^{(i)} s(nT - \tau_m^{(i)}) + z(nT), n = 1, 2, \dots, L \quad (5)$$

其中, $a_m^{(i)}$ 和 $\tau_m^{(i)}$ 分别表示第 m 个AP接收的第 i 条多径信号的幅值和传播时延, M 表示AP数。对上式做 L 点离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT), 得到第 m 个AP接收的频域信号表达式为

$$R_m(k) = \sum_{i=1}^l a_m^{(i)} S(k) e^{-\frac{j2\pi k \tau_m^{(i)}}{LT}} + \eta(k), k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (6)$$

其中, $S(k)$ 表示 $s(t)$ 的功率谱, $\eta(k)$ 表示协方差为 $L\delta^2$ 的噪声功率谱。由此可得第 m 个AP接收的第 i 条多径信号的频域表达式

$$R_m^{(i)}(k) = a_m^{(i)} S(k) e^{-\frac{j2\pi k \tau_m^{(i)}}{LT}} + \eta(k), k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (7)$$

2.2 定位误差界

根据文献^[13]所述FIM性质, 从时域的角度可

将FIM表示为

$$J(\boldsymbol{\theta}) = -E \left(\frac{\partial^2}{\partial \theta_i \partial \theta_j} \ln f(\boldsymbol{\theta}) \right) \quad (8)$$

其中, θ_i 和 θ_j 分别表示待估计参量 $\boldsymbol{\theta}$ 中的未知参数, $f(\boldsymbol{\theta})$ 表示 $\boldsymbol{\theta}$ 的PDF, 符号“E”表示期望运算。由FIM不等式^[13]可得

$$\text{var}(\hat{\boldsymbol{\theta}}) = E \left((\hat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta}) (\hat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta})^T \right) \geq J(\boldsymbol{\theta})^{-1} \quad (9)$$

其中, $\text{var}(\hat{\boldsymbol{\theta}})$ 表示 $\boldsymbol{\theta}$ 估计量 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 的均方误差矩阵, $J(\boldsymbol{\theta})^{-1}$ 表示 $\boldsymbol{\theta}$ 的CRLB。

为了计算时域条件下的定位误差界, 需要预先得到待估计参量的PDF, 但这一要求在实际Wi-Fi室内定位中难以得到满足, 故本文将从频域的角度估计定位误差界。具体而言, 根据式(6), 令 $\boldsymbol{\mu} = (\overline{R_m(0)}, \overline{R_m(1)}, \dots, \overline{R_m(L-1)})^T$ 表示 $\mathbf{X} = (R_m(0), R_m(1), \dots, R_m(L-1))^T$ 的期望, 其中, $\overline{R_m(k)}$ 表示 $R_m(k)$ 的期望, 可得关于 $\boldsymbol{\theta}$ 的FIM中第 i 行第 j 列元素^[8]

$$I_{ij} = 2\text{Re} \left[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}^H}{\partial \theta_i} \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \frac{\partial \boldsymbol{\mu}}{\partial \theta_j} \right] \quad (10)$$

其中, $\boldsymbol{\Sigma} = L\sigma^2$ 表示 \mathbf{X} 的协方差矩阵, 符号“H”表示矩阵共轭转置运算。于是, 令目标的第 i 个真实和估计位置分别为 $\boldsymbol{\theta}_i = (x_i, y_i)^T$ 和 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_i = (\hat{x}_i, \hat{y}_i)^T$ 且假设 $\boldsymbol{\theta}$ 为 $R_m(k)$ ($k = 0, 1, \dots, L-1$)中的未知参量, 则根据式(10)可得关于 $\boldsymbol{\theta}$ 的FIM, 进而得到频域条件下的定位误差界

$$V_{\boldsymbol{\theta}}' = \frac{I_{x_i x_i} + I_{x_i y_i}}{I_{x_i x_i} I_{y_i y_i} - I_{x_i y_i}^2} \quad (11)$$

3 定位误差界的影响因素分析

由式(6)可知接收信号波形频域表达式的待估计参量为

$$\boldsymbol{\theta} = \left(\underbrace{a_1^{(1)}, \tau_1^{(1)}, \dots, a_1^{(l)}, \tau_1^{(l)}, \dots}_{\text{第1个AP}}, \dots, \underbrace{a_M^{(1)}, \tau_M^{(1)}, \dots, a_M^{(l)}, \tau_M^{(l)}}_{\text{第M个AP}} \right)^T \quad (12)$$

为了估计定位误差界, 需将上式中未知参数 $a_m^{(i)}$ 和 $\tau_m^{(i)}$ ($m = 1, 2, \dots, M$)替换为目标的位置坐标。为此, 假设目标和第 m 个AP的真实位置分别为 (x, y) 和 (x_m, y_m) , 则目标与第 m 个AP的直达径距离为 $d_m = \sqrt{(x_m - x)^2 + (y_m - y)^2}$, 但由于在真实室内环境中非直达径(或多径)距离通常无法准确得

到, 所以根据文献[10]所提随机加权方法, 将 $\tau_m^{(i)}$ 表示为

$$\tau_m^{(i)} = \frac{\lambda_m^{(i)} \sqrt{(x_m - x)^2 + (y_m - y)^2}}{c} \quad (13)$$

其中, c 表示光速, $\lambda_m^{(i)} (\in [1, 20])$ 表示第 m 个AP接收第 i 条多径信号的加权因子。

此外, 由文献[14,15]可知, 信号的幅值衰减主要由路径损耗、阴影衰落和多径效应造成, 其中, 路径损耗和阴影衰落是指信号随目标与AP之间距离的增加和因障碍物阻挡而造成信号幅值衰减的特征, 而多径效应是指因到达时间不同的多径信号在AP处叠加而造成信号幅值抖动的特性。基于此, 将 $a_m^{(i)}$ 表示为

$$a_m^{(i)} = \frac{a_0}{\lambda_m^{(i)} \sqrt{(x_m - x)^2 + (y_m - y)^2}} \varepsilon^{p_m^{(i)}} \quad (14)$$

其中, a_0 表示参考位置的信号幅值, $\varepsilon (\in (0, 1))$ 表示室内环境反射系数, $p_m^{(i)}$ 表示第 m 个AP接收的第 i 条多径信号的反射次数。将式(13)和式(14)代入式(12), 可得关于目标真实位置的待估计参量 $\theta' = (x, y)^T$, 由此得到新的第 m 个AP接收信号波形的频域表达式

$$R_m(k) = \sum_{i=1}^l \frac{a_0 \varepsilon^{p_m^{(i)}} S(k) e^{-j2\pi k \lambda_m^{(i)} \sqrt{(x_m - x)^2 + (y_m - y)^2} / c}}{\lambda_m^{(i)} \sqrt{(x_m - x)^2 + (y_m - y)^2}} + \eta(k) = \sum_{i=1}^l R_m^{(i)}(k) + \eta(k), \quad k=0, 1, \dots, L-1 \quad (15)$$

此时, 令 $\mu = [R_m^{(i)}(0), R_m^{(i)}(1), \dots, R_m^{(i)}(k), \dots, R_m^{(i)}(L-1)]^T$ 表示 $\mathbf{X} = [R_m^{(i)}(0), R_m^{(i)}(1), \dots, R_m^{(i)}(k), \dots, R_m^{(i)}(L-1)]^T$ 的期望, 其中, $R_m^{(i)}(k)$ 和 $R_m^{(i)}(k)$ 分

别表示第 m 个AP接收的第 i 条多径信号的观测值和期望。计算 μ 关于 x 和 y 的偏导

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \mu_m^{(i)}}{\partial x} &= a_0 \cos \theta_m \left[\frac{\varepsilon^{p_m^{(i)}}}{\lambda_m^{(i)} d_m^2} S(k) e^{-j2\pi k \tau_m^{(i)} / c} \right. \\ &\quad \left. - \frac{j2\pi k \varepsilon^{p_m^{(i)}}}{d_m L T v} S(k) e^{-j2\pi k \tau_m^{(i)} / c} \right] \\ \frac{\partial \mu_m^{(i)}}{\partial y} &= a_0 \sin \theta_m \left[\frac{\varepsilon^{p_m^{(i)}}}{\lambda_m^{(i)} d_m^2} S(k) e^{-j2\pi k \tau_m^{(i)} / c} \right. \\ &\quad \left. - \frac{j2\pi k \varepsilon^{p_m^{(i)}}}{d_m L T v} S(k) e^{-j2\pi k \tau_m^{(i)} / c} \right] \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

其中, $\mu_m^{(i)}$ 表示 μ 中关于第 m 个AP的第 i 条多径的元素, θ_m 表示目标与第 m 个AP的水平夹角[13]。根据式(10), 可得关于 θ' 的FIM

$$\mathbf{I}_{\theta'} = \frac{2a_0^2}{L\delta^2} \sum_{m=1}^M H_m \mathbf{D}_m \quad (17)$$

其中,

$$H_m = \sum_{k=0}^{L-1} |S(k)|^2 \left(\frac{1}{d_m^4} + \frac{4\pi^2 k^2}{L^2 c^2 T^2 d_m^2} \right) + \sum_{i=2}^l \sum_{k=0}^{L-1} |S(k)|^2 \left(\frac{1}{d_m^4 \left(\frac{\lambda_m^{(i)}}{\varepsilon^{p_m^{(i)}}} \right)^2} + \frac{4\pi^2 k^2}{L^2 c^2 T^2 d_m^2 \left(\frac{1}{\varepsilon^{p_m^{(i)}}} \right)^2} \right) \quad (18)$$

$$\mathbf{D}_m = \begin{bmatrix} \cos^2 \theta_m & \cos \theta_m \sin \theta_m \\ \sin \theta_m \cos \theta_m & \sin^2 \theta_m \end{bmatrix}$$

通过对 $\mathbf{I}_{\theta'}$ 求逆, 可得频域条件下受信号传播时延、路径损耗、阴影衰落和多径效应影响的定位误差界:

$$V_{\theta'} = \text{tr} \{ \mathbf{I}_{\theta'}^{-1} \} = \frac{L\delta^2}{2a_0^2} \frac{\sum_{m=1}^M H_m}{\left(\sum_{m=1}^M H_m \cos^2 \theta_m \right) \left(\sum_{m=1}^M H_m \sin^2 \theta_m \right) - \left(\sum_{m=1}^M H_m \cos \theta_m \sin \theta_m \right)^2} \quad (19)$$

4 时钟异步效应下的定位误差界

目标和AP时钟不同步导致的时钟异步效应将带来频域信号的相位偏差, 进而影响信号解调输出结果并造成误码率的升高。具体而言, 硬件设备差异性引入的频域信号相位偏差将造成目标和AP的采样时间不同步, 进而使得AP的实际采样时刻与最佳采样时刻之间存在某个固定的时间偏移 τ_0 [16], 即时钟异步效应。基于此, 将时钟异步效应下第 m 个AP接收的时域信号表示为

$$\tilde{r}_m(nT) = \sum_{i=1}^l a_m^{(i)} s(nT - \tau_m^{(i)} - \tau_0) + z(t), \quad n=1, 2, \dots, L \quad (20)$$

对上式做 L 点DFT, 得到时钟异步效应下第 m 个AP接收信号波形的频域表达式

$$\tilde{R}_m(k) = \sum_{i=1}^l a_m^{(i)} S(k) e^{-j2\pi k \left(\frac{\tau_m^{(i)} + \tau_0}{L T} \right)} + \eta(k), \quad k=0, 1, \dots, L-1 \quad (21)$$

此时,待估计参量可表示为

$$\tilde{\boldsymbol{\theta}} = \left(\underbrace{a_1^{(1)}, \tau_1^{(1)}, \dots, a_1^{(l)}, \tau_1^{(l)}}_{\text{第1个AP}}, \dots, \underbrace{a_M^{(1)}, \tau_M^{(1)}, \dots, a_M^{(l)}, \tau_M^{(l)}}_{\text{第M个AP}}, \tau_0 \right)^T \quad (22)$$

类似地,将式(13)和式(14)代入上式,得到关于目标真实位置和采样时间偏移的待估计参量

$\tilde{\boldsymbol{\theta}}' = (x, y, \tau_0)^T$, 同理,根据式(10),可得关于 $\tilde{\boldsymbol{\theta}}'$ 的FIM

$$\mathbf{I}_{\tilde{\boldsymbol{\theta}}'} = \frac{2a_0^2}{L\delta^2} \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^M H_m \cos^2 \theta_m & \sum_{m=1}^M H_m \cos \theta_m \sin \theta_m & \sum_{m=1}^M \frac{Y_m \cos \theta_m}{c} \\ \sum_{m=1}^M H_m \sin \theta_m \cos \theta_m & \sum_{m=1}^M H_m \sin^2 \theta_m & \sum_{m=1}^M \frac{Y_m \sin \theta_m}{c} \\ \sum_{m=1}^M \frac{Y_m \cos \theta_m}{c} & \sum_{m=1}^M \frac{Y_m \sin \theta_m}{c} & \sum_{m=1}^M Y_m \end{bmatrix} \quad (23)$$

其中, $Y_m = \sum_{k=1}^{L-1} |S(k)|^2 \frac{4\pi^2 k^2}{d_m^2 L^2 T^2} + \sum_{i=2}^l \sum_{k=1}^{L-1} |S(k)|^2 \frac{4\pi^2 (\varepsilon^p_m^{(i)})^2 k^2}{(\lambda_m^{(i)})^2 d_m^2 L^2 T^2}$ 。可见, $\mathbf{I}_{\tilde{\boldsymbol{\theta}}'}$ 中不仅有用于目标位置估计的待估计参数 x 和 y ,还有时钟异步效应导致的时间偏移 τ_0 。于是,利用等效FIM(Equivalent FIM, EFIM)的矩阵降维性质(即用低维矩阵表示高维矩阵且保持关键信息不变的性质)^[17]对 τ_0 进行约简,得到时钟异步效应下的定位误差界。具体而言,令

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^M H_m \cos^2 \theta_m & \sum_{m=1}^M H_m \cos \theta_m \sin \theta_m \\ \sum_{m=1}^M H_m \sin \theta_m \cos \theta_m & \sum_{m=1}^M H_m \sin^2 \theta_m \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^M \frac{Y_m \cos \theta_m}{c} & \sum_{m=1}^M \frac{Y_m \sin \theta_m}{c} \end{bmatrix}^T \quad \text{和} \quad \mathbf{C} = \sum_{m=1}^M Y_m, \quad \text{可将} \mathbf{I}_{\tilde{\boldsymbol{\theta}}'} \text{表示为分块阵形式}$$

$$\mathbf{I}_{\tilde{\boldsymbol{\theta}}'} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^T & \mathbf{C} \end{bmatrix} \quad (24)$$

根据文献[17],构造关于 $\tilde{\boldsymbol{\theta}}'$ 的EFIM

$$\mathbf{I}_E = \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{B}^T \quad (25)$$

利用EFIM的矩阵降维性质,可知 $[\mathbf{I}_{\tilde{\boldsymbol{\theta}}'}^{-1}]_{2 \times 2} = \mathbf{I}_E^{-1}$,其中,符号“ $[\cdot]_{n \times n}$ ”表示矩阵的前 n 行前 n 列子阵,同时由FIM不等式^[14]得到时钟异步效应下的定位误差界

$$V'_{\tilde{\boldsymbol{\theta}}'} = \text{tr} \{ \mathbf{I}_E^{-1} \} = \frac{L\delta^2}{2a_0^2} \frac{I_4}{I_1 I_2 - I_3^2} \quad (26)$$

其中, $I_1 = \sum_{m=1}^N H_m \cos^2(\theta_m) - \frac{\left(\sum_{m=1}^N Y_m \cos \theta_m \right)^2}{c^2 \sum_{m=1}^N Y_m}$,

$$I_2 = \sum_{m=1}^N H_m \sin^2 \theta_m - \frac{\left(\sum_{m=1}^N Y_m \sin \theta_m \right)^2}{c^2 \sum_{m=1}^N Y_m},$$

$$I_3 = \sum_{m=1}^N (H_m \sin \theta_m \cos \theta_m) - \frac{\left(\sum_{m=1}^N Y_m \cos \theta_m \right) \left(\sum_{m=1}^N Y_m \sin \theta_m \right)}{c^2 \sum_{m=1}^N Y_m}$$

$$I_4 = \sum_{m=1}^N H_m - \frac{\left(\sum_{m=1}^N Y_m \cos \theta_m \right)^2 + \left(\sum_{m=1}^N Y_m \sin \theta_m \right)^2}{c^2 \sum_{m=1}^N Y_m}.$$

5 实验结果与分析

为了验证本文所推导的定位误差界的有效性,通过实验给出了不同实验参数(包括AP数、环境噪声功率、信号传输带宽、室内结构和时钟效应)配置下的定位误差界,并将其与实际定位误差进行对比分析。为此,在图1所示实验环境中,选择8个Intel 5300 toolkit作为AP来接收来自TP-LINK TL-WR2041N目标的CSI信号,同时根据文献[18]所述超分辨算法对多径信号的传播时延进行估计,进而实现基于CSI测距的Wi-Fi室内定位。

在环境噪声功率-95 dBm、距离目标1 m处接收信号功率-40 dBm和信号传输带宽60 MHz的条件下^[8],图2比较了不同AP数条件下的实际定位误差、文献[10]定位误差界和本文定位误差界。由图可知,实际定位误差和定位误差界均随AP数的增加而降低,即AP数的增加对定位性能产生有益影响,这是由于更多的AP能够带来有关传播路径特性的更丰富的CSI信息。虽然实际定位误差与定位误差界具有相似的变化趋势,但两者的绝对数值存在一定差异,其主要原因是定位误差界的推导通常

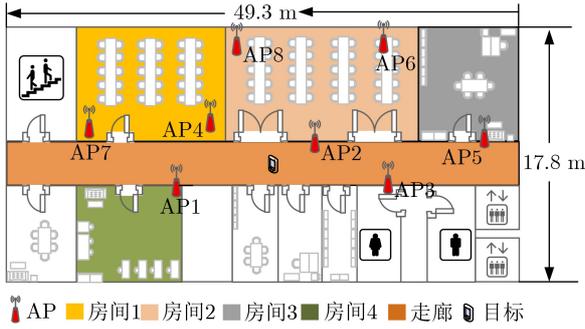


图 1 实验环境结构图

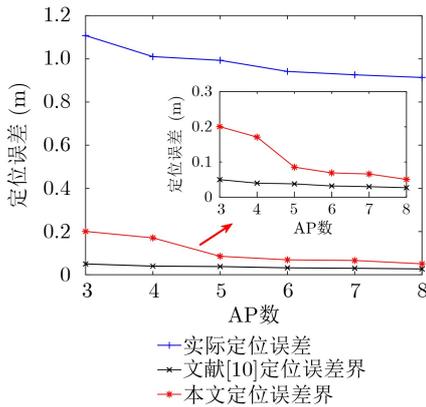


图 2 不同AP数条件下的实际定位误差和定位误差界

建立在可靠的CSI信号采集、理想的信号传播模型和合理的参数假设基础上，而这在实际环境中往往难以实现。此外，通过对比文献[10]和本文定位误差界，可以看出后者更接近于实际定位误差且能更好地刻画AP数对定位性能的影响，究其原因在于文献[10]将多径效应简化为过于理想的高斯随机变量，从而丢失了多径信号的多样性特征，使得估计的定位误差界与实际定位误差存在较大偏差。

图3给出了不同环境噪声功率条件下的实际定位误差和本文定位误差界。结果表明，随着环境噪声功率的变化，两者具有相似的变化趋势，从而验证了本文定位误差界刻画基于CSI测距的Wi-Fi室内定位性能的有效性，但由于实际环境噪声的复杂性和不可预知性，实际定位误差和本文定位误差界在绝对数值上存在一定差异。

图4给出了在不同信号传输带宽条件下的实际定位误差和本文定位误差界。由图可知，随着信号传输带宽的增大，实际定位误差和本文定位误差界均呈下降趋势，尤其在小带宽情况下变化趋势更为明显，其原因在于信号传输带宽的增大将提高系统的时间分辨率，进而增强AP处直达径分辨能力以得到更高的测距精度。此外，信号传输带宽的增大对定位性能的影响总体上呈收敛趋势，且在大带宽情况下，信号传输带宽的变化对定位性能的影响不显著。

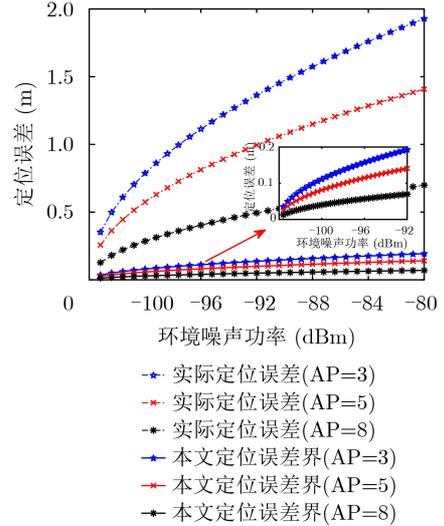


图 3 不同环境噪声功率条件下的实际定位误差和定位误差界

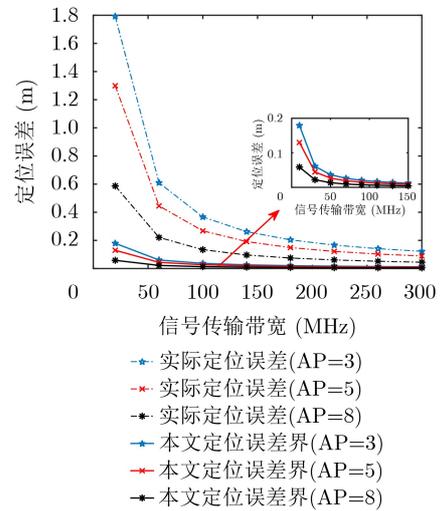


图 4 不同信号传输带宽条件下的实际定位误差和定位误差界

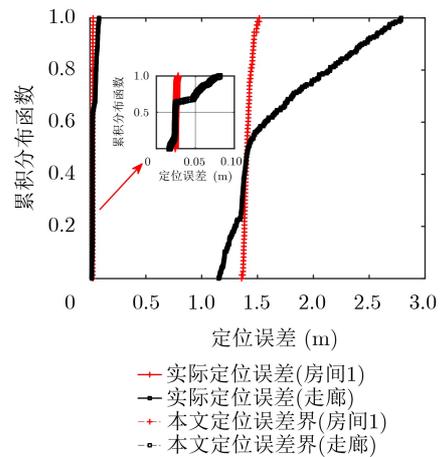


图 5 不同室内结构条件下的实际定位误差和定位误差界

图5比较了在不同室内结构的条件下的实际定位误差和本文定位误差界。结果显示，本文定位误差界与实际定位误差具有相似的变化趋势，同时能

够有效刻画不同室内结构条件下定位误差的相对大小关系。

最后, 图6给出了时钟同步和异步效应下的实际定位误差和定位误差界。由图可知, 时钟异步效应会对定位性能造成负面影响, 尤其在实

环境中该影响更为显著。于是, 为了尽量克服时钟异步效应, 利用文献[18]所提Sanitization算法来消除AP的实际采样时刻与最佳采样时刻之间的时间偏移, 进而得到时钟同步效应下的实际定位误差。

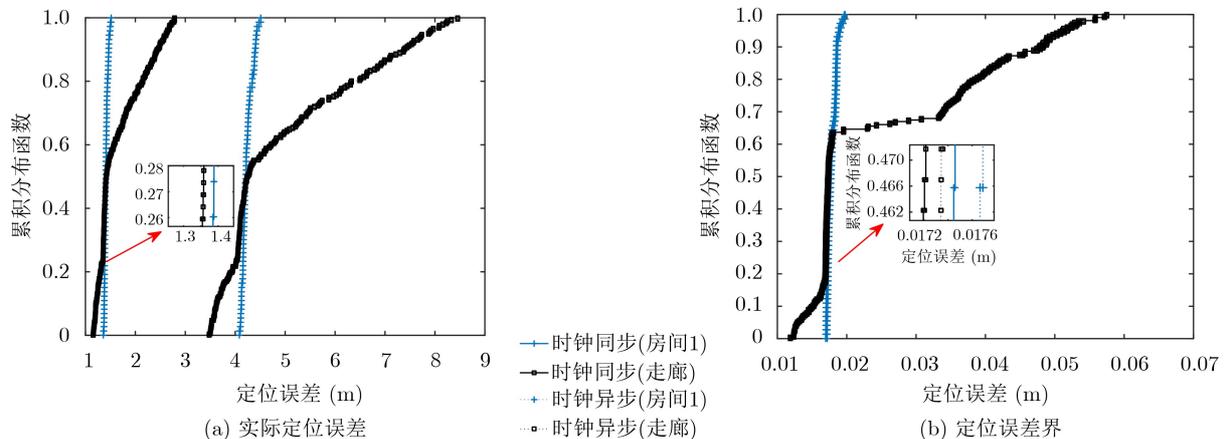


图6 时钟同步和异步效应下的实际定位误差和定位误差界

6 结论

本文从信号频域的角度对基于CSI测距的Wi-Fi室内定位误差界及其影响因素进行了推导和分析, 该方法可以为定位系统布置提供有效的参考。实验结果表明, 在给定环境噪声功率的条件下, 适当增大AP数和信号传输带宽可以有效降低定位误差, 同时时钟的异步效应和室内结构的差异性对定位性能也有较大影响。然而, 本文考虑的多径信号模型还较为理想且在实际定位过程中无法完全克服时钟异步效应, 从而使得估计的定位误差界与实际定位误差还存在一定差异。于是, 下一步将重点围绕Wi-Fi室内多径建模和硬件设备差异性(如目标和AP的晶体振荡不一致所引入的载波频率偏移)问题展开研究。

参考文献

- [1] 岳哲, 廉保旺, 唐成凯. 基于加权自适应平方根容积分卡尔曼滤波的GPS/INS组合导航方法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(3): 565–572. doi: 10.11999/JEIT170597.
YUE Zhe, LIAN Baowang, and TANG Chengkai. A GPS/INS integrated navigation method based on weighting adaptive square-root cubature Kalman filter[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(3): 565–572. doi: 10.11999/JEIT170597.
- [2] 田孝华, 廖桂生, 赵修斌, 等. 面向CDMA蜂窝网的无线定位技术[J]. 电子学报, 2005, 33(12): 2196–2203. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.2005.12.023.
TIAN Xiaohua, LIAO Guisheng, ZHAO Xiubin, et al. Wireless location technologies for CDMA cellular radio

- networks[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(12): 2196–2203. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.2005.12.023.
- [3] ABD EL-HALIM M A, SAID A M, and EL-HENNAWY H. A new statistical received signal strength (RSS) model based fingerprint approach for WLAN indoor localization application[C]. The 21st International Conference on Advanced Communication Technology, Pyeongchang, Korea (South), 2019: 372–384.
- [4] MA Runcong, YU G J, CHEN Gunli, et al. Hierarchical CSI-fingerprints classification for passive multi-person localization[C]. 2017 International Conference on Networking and Network Applications, Kathmandu, Nepal, 2017: 112–117.
- [5] XIONG Jie and JAMIESON K. ArrayTrack: A fine-grained indoor location system[C]. The 10th USENIX Conference on Networked Systems Design and Implementation, Boston, USA, 2013: 73–84.
- [6] SEN S, LEE J, KIM K H, et al. Avoiding multipath to revive inbuilding WiFi localization[C]. The 11th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services, Taipei, China, 2013: 249–262.
- [7] ZHUO Yiwei, ZHU Hongzi, XU Hua, et al. Perceiving accurate CSI phases with commodity WiFi devices[C]. 2017 IEEE Conference on Computer Communications, Atlanta, USA, 2017: 1–9.
- [8] TIAN Xiaohua, ZHU Sujie, XIONG Sijie, et al. Performance analysis of Wi-Fi indoor localization with channel state information[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2019, 18(8): 1870–1884. doi: 10.1109/TMC.2018.2868680.

- [9] PATWARI N, HERO A O, PERKINS M, *et al.* Relative location estimation in wireless sensor networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003, 51(8): 2137–2148. doi: [10.1109/TSP.2003.814469](https://doi.org/10.1109/TSP.2003.814469).
- [10] GUI Linqing, YANG Mengxia, YU Hai, *et al.* A Cramer-Rao lower bound of CSI-based indoor localization[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(3): 2814–2818. doi: [10.1109/TVT.2017.2773635](https://doi.org/10.1109/TVT.2017.2773635).
- [11] CROSWELL W. Antenna theory, analysis, and design[J]. *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, 1982, 24(6): 28–29.
- [12] TSE D and VISWANATH P. Fundamentals of Wireless Communication[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005: 201–203.
- [13] ZHOU Mu, QIU Feng, XU Kunjie, *et al.* Error bound analysis of indoor Wi-Fi location fingerprint based positioning for intelligent access point optimization via Fisher information[J]. *Computer Communications*, 2016, 86: 57–74. doi: [10.1016/j.comcom.2016.03.020](https://doi.org/10.1016/j.comcom.2016.03.020).
- [14] VASISHT D, KUMAR S, and KATABI D. Decimeter-level localization with a single WiFi access point[C]. The 13th Usenix Conference on Networked Systems Design and Implementation, Santa Clara, USA, 2016: 165–178.
- [15] KUMAR S, GIL S, KATABI D, *et al.* Accurate indoor localization with zero start-up cost[C]. The 20th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, Maui, USA, 2014: 483–494.
- [16] SKLAR B. Digital communications, fundamentals and applications[J]. *Hypertension Research Official Journal of the Japanese Society of Hypertension*, 2012, 33(3): 177–180.
- [17] SHEN Yuan and WIN M Z. Fundamental limits of wideband localization - Part I: A general framework[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2010, 56(10): 4956–4980. doi: [10.1109/TIT.2010.2060110](https://doi.org/10.1109/TIT.2010.2060110).
- [18] KOTARU M, JOSHI K, BHARADIA D, *et al.* SpotFi: Decimeter level localization using WiFi[J]. *Computer Communication Review*, 2015, 45(4): 269–282. doi: [10.1145/2829988.2787487](https://doi.org/10.1145/2829988.2787487).
- 周 牧：男，1984年生，教授，博士生导师，主要研究方向为无线定位与导航技术、信号处理与检测技术、机器学习与信息融合技术等。
- 张振亚：男，1993年生，硕士生，研究方向为室内定位技术、克拉美罗理论。
- 杨小龙：男，1988年生，讲师，主要研究方向为室内入侵检测技术、高维信号处理、机器学习等。
- 谢良波：男，1986年生，副教授，硕士生导师，主要研究方向为射频识别技术、室内定位技术、集成电路等。
- 田增山：男，1968年生，教授，博士生导师，主要研究方向为移动通信、个人通信、GPS与蜂窝网定位技术等。

责任编辑：马秀强