

基于终端侧的室内单站定位技术研究

李 泽¹, 王 平¹, 田增山², 邹 建²

(1. 重庆邮电大学工业物联网与网络化控制教育部重点实验室, 重庆 400065; 2. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要: 本文提出一种基于终端侧的室内单站定位技术, 其中为了解决网络中收发之间同步误差的影响, 本文使用单个接入点 (Access Point, AP) 上接收到的反射路径和直达路径进行定位。首先, 利用下行链路的信道状态信息对 AP 到终端之间传播路径的离开角和信号传输时间 (Time Of Flight, TOF) 进行联合估计; 其次, 提出一种高阶反射路径过滤算法对单次反射路径进行提取; 然后, 利用直达路径和反射路径的 TOF 构建目标定位方程, 然后利用室内反射体的分布特点对目标的位置进行搜索; 再者, 利用电磁仿真软件构建室内环境, 仿真结果表明, 本文所提系统可以达到 0.6 m 的定位精度; 最后, 本文利用软件无线电搭建测试系统, 真实环境下的测试结果表明, 本文所提系统可以达到 0.82 m 的定位精度, 并且所提高阶反射路径过滤算法可以有效地提升定位精度。

关键词: 室内定位; 多径传播; 散射体; 离开角; 信号传输时间

基金项目: 重庆市教委科学技术研究项目 (No.KJQN202100647); 重庆市自然科学基金 (No.cstc2021jcyj-msxmX0492)

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)07-1765-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20220863

Research on Indoor Localization Based on Terminal Using a Single Access Point

LI Ze¹, WANG Ping¹, TIAN Zeng-shan², ZOU Jian²

(1. Key Laboratory of Industrial Internet of Things and Networked Control (Ministry of Education), Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China; 2. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: This paper proposes an indoor localization technology based on terminal. To solve the impact of synchronization error between receiver and transmitter in the network, this paper uses the reflection path and direct path received on a single access point (AP) for localization. Firstly, the departure angle and time of flight (TOF) of the propagation path from AP to terminal are estimated by using the channel state information of downlink. Secondly, a high-order reflection path filtering algorithm is proposed to extract the single-order reflection path. Then, the TOFs of direct path and reflection path are used to construct the localization equation, and the distribution characteristics of indoor reflectors is used to search the target location. After that, the electromagnetic simulation software is used to build an indoor environment. Simulation results show that the proposed system can achieve an accuracy of 0.6 m. Finally, software radio devices are used to build a test system, and the test results in real environment show that the proposed system can achieve an accuracy of 0.82 m. Furthermore, the proposed high-order reflection path filtering algorithm can effectively enhance the localization accuracy.

Key words: indoor localization; multipath propagation; scatterer; angle of departure; time of flight

Foundation Item(s): Science and Technology Research Program of Chongqing Municipal Education Commission (No.KJQN202100647); Chongqing Natural Science Foundation (No.cstc2021jcyj-msxmX0492)

1 引言

随着物联网的迅速发展, 室内定位技术在智慧城

市、智慧医疗以及智慧工厂等领域发挥了不可替代的作用, 室内定位技术为社会经济的发展提供了新的动

力^[1]. 例如,在医院和工厂中,室内定位技术能够提升人员和物资的管理效率和智能化水平. 现如今,已经出现了大量的室内定位技术,例如基于超宽带(Ultra Wide Band, UWB)^[2]的定位技术、基于蓝牙的定位技术^[3]等. 在众多的室内定位技术中,利用现有的通信网络如 WiFi 网络^[4,5]实现定位就不需要再额外部署专用的定位设施.

对于利用通信网络的定位技术,基于 WiFi 的定位技术研究最为广泛,主要原因是 WiFi 信号的测量信息如信道状态信息(Channel State Information, CSI)易于获取. 在基于 WiFi 的定位技术中,基于信号强度(Received Signal Strength, RSS)指纹^[6]的定位技术研究最多,但是该技术的定位精度较低,主要原因是 RSS 的粒度较低. 随着多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)多天线技术以及正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)调制技术在 WiFi 网络中的应用,为获得无线信号的几何参数例如到达角(Angle Of Arrival, AOA)^[7]和信号传输时间(Time of Flight, TOF)^[8]提供了条件. 文献[9]提出了一种基于精确时间测量的无线网络室内定位系统,该系统提出了基于最大似然估计与核密度估计的可扩展贝叶斯定位算法,实验结果表明该系统可以达到 60% 米级的定位精度. 但是,现有基于 WiFi 的高精度定位技术大都是基于网络侧的定位,用户可以随意被网络定位,因此网络侧定位存在公共安全、位置隐私等方面的问题^[10]. 相反,如果利用基于终端侧的定位技术,用户位置信息泄露的风险就会降低. 同时,当接入网络的终端设备越来越多,网络会承受较大的计算压力,进而会限制网络对终端定位的能力. 传统卫星定位系统采用下行链路实现定位,该系统可支持定位终端的数量是没有限制的. 同样地,在通信网络中采用下行链路实现定位可以减小网络的计算压力. 同时,在室内导航应用场景中比如商场中的导航,终端设备就可以根据自身的位置进行自主导航,而不需要网络参与导航的过程. 此外,传统多站定位技术需要精确的时钟和数据同步. 因此,研究基于终端侧的室内单站定位技术具有重要的意义.

与本文相关的研究工作主要分为:基于终端的定位技术和基于单接入点(Access Point, AP)的定位技术. 基于终端的定位主要利用 RSS 指纹和惯性传感器. 在文献[11]中,终端设备利用加密的 RSS 数据和服务器下发的指纹数据库实现了自身的定位. 此外,利用惯性传感器包括:陀螺仪、加速度计和磁力计也可以实现终端定位^[12]. 然而,以上方法存在如下问题:第一、基于 RSS 指纹定位技术的精度低,且需要花费大量时间构建 RSS 指纹数据库;第二、基于传感器的定位技术只能实

现相对定位,并且定位误差会随时间累积. 为了解决上述问题,文献[13]提出了一种融合定位系统,但是该系统需要使用多个 AP. 对于单 AP 定位,文献[14, 15]利用跳频和双向的信道测量对相位误差进行了消除,并利用信道拼接扩展了带宽,实现了绝对 TOF 的估计,然后结合 AP 测量的直达路径 AOA 实现了对终端的定位. 但是,跳频技术需要对现有标准通信协议进行修改,因而无法在现有商用网络中使用. 文献[16, 17]利用了直达路径和反射路径的离开角(Angle Of Departure, AOD), AOA 和 TOF 构建了定位模型. 但是,在实际网络中,终端的天线往往排列不规则,因此无法完成发射信号的 AOA 估计.

为了解决这些问题,本文提出一种基于终端侧的室内单站定位技术,该系统可以实现对支持 MIMO 通信协议的多天线终端设备进行定位. 由于在单个终端上接收到的反射路径和直达路径包含相同的相位误差,而且反射路径和直达路径关联了终端和 AP 的位置,因此反射路径可以用来实现终端的定位. 首先,利用下行链路的 CSI 对 AP 到终端之间的直达路径和反射路径的 AOD 和 TOF 进行联合估计;其次,提出一种高阶反射路径过滤算法对单次反射路径进行提取;然后,利用直达路径和反射路径的 TOF 构建目标定位方程,然后利用室内散射体的分布特点对终端的位置进行搜索;再者,利用电磁仿真软件构建室内环境模型并生成仿真数据,仿真结果表明,本文所提系统可以达到 0.6 m 的定位精度;最后,本文利用软件无线电搭建定位系统,真实环境下的测试结果表明,本文所提系统可以达到 0.82 m 的定位精度.

2 信道参数估计

2.1 信道模型

如图 1 所示,假设室内存在单个支持 MIMO 协议的多天线 AP, AP 使用具有 M_t 个阵元的线性阵列,发送信号为具有 N 个子载波的 OFDM 信号,终端使用具有 M_r 个阵元的线性阵列. 对于下行链路而言,子载波频率为 f_l 的 CSI 矩阵可以表示为

$$\mathbf{H}_l = \sum_{l=0}^L \alpha_l e^{-j2\pi f_l \tau_l} \mathbf{a}_r(\phi_l) \mathbf{a}_t^H(\theta_l) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{a}_r(\phi_l)$ 和 $\mathbf{a}_t(\theta_l)$ 分别为终端和 AP 的阵列流形矢量, θ_l 和 ϕ_l 分别为第 l 条路径的 AOD 和 AOA, L 为路径的个数. 由于 AP 和终端都使用线性阵列,故有

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_r(\phi_l) &= \left[1 e^{-j2\pi f_l d_r \sin \phi_l / c} \dots e^{-j2\pi f_l (N-1) d_r \sin \phi_l / c} \right]^T \\ \mathbf{a}_t(\theta_l) &= \left[1 e^{-j2\pi f_l d_t \sin \theta_l / c} \dots e^{-j2\pi f_l (N-1) d_t \sin \theta_l / c} \right]^T \end{aligned} \quad (2)$$

其中, d_r 和 d_t 分别是终端和 AP 天线阵列中阵元之间的间距, c 为电磁波的传播速度. 对于终端所有天线上的

所有子载波有

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}(\theta, \phi, \tau) \mathbf{S}(\alpha) + \mathbf{W} \quad (3)$$

其中, \mathbf{X} 是大小为 $M_r M_t N \times 1$ 的 CSI 观测矢量, $\mathbf{S}(\alpha)$ 是大小为 $L \times 1$ 的衰减矢量, \mathbf{W} 是长度为 $M_r M_t N \times 1$ 的高斯复噪声矢量, $\mathbf{A}(\theta, \phi, \tau)$ 是大小为 $M_r M_t N \times L$ 的矩阵, 其可以表示为

$$\mathbf{A}(\theta, \phi, \tau) = [\mathbf{a}_i(\theta_1) \otimes \mathbf{a}_r(\phi_1) \otimes \mathbf{c}(\tau_1), \mathbf{a}_i(\theta_2) \otimes \mathbf{a}_r(\phi_2) \otimes \mathbf{c}(\tau_2), \dots, \mathbf{a}_i(\theta_L) \otimes \mathbf{a}_r(\phi_L) \otimes \mathbf{c}(\tau_L)] \quad (4)$$

其中, $\mathbf{c}(\tau) = [1 e^{-j2\pi\Delta f\tau} \dots e^{-j2\pi(N-1)\Delta f\tau}]^T$ 为关于 TOF 的流形矢量, Δf 为子载波间的频率间隔。

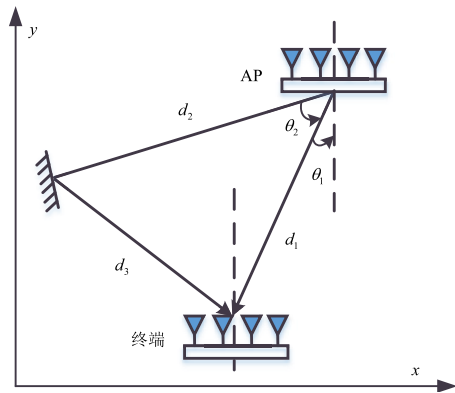


图1 室内信道示意图

在实际网络中, 移动终端天线排列不规则. 因此, 仅考虑终端上的某个天线时, 式(4)可以简化为

$$\hat{\mathbf{X}} = \hat{\mathbf{A}}(\theta, \tau) \mathbf{S}(\alpha) + \hat{\mathbf{W}} \quad (5)$$

其中, $\hat{\mathbf{X}}$ 是大小为 $M_t N \times L$ 的 CSI 观测矢量, $\hat{\mathbf{W}}$ 是长度为 $M_t N \times L$ 的噪声矢量, 且彼此之间互不相关, $\hat{\mathbf{A}}(\theta, \tau) = [\mathbf{a}_i(\theta_1) \otimes \mathbf{c}(\tau_1), \dots, \mathbf{a}_i(\theta_L) \otimes \mathbf{c}(\tau_L)]$.

2.2 参数估计

为了实现终端定位, 首先需要对室内下行传播路径的 AOD 和 TOF 进行联合估计. 在现有文献中, 超分辨算法如多重信号分类 (Multiple Signal Classification, MUSIC) [18] 可以实现参数估计, 然而在参数估计时, 强直达路径会压制弱反射路径. 为了避免该问题, 本文采用二维递归正交投影 (Recursively Applied and Projected, RAP) MUSIC 算法, 在信号空间中利用正交投影消除强直达路径对弱反射路径的干扰. 首先, 对 AOD 和 TOF 划分网格构造搜索矩阵:

$$\tilde{\mathbf{Z}}(\theta, \tau) = [\mathbf{z}(\theta^1, \tau^1), \dots, \mathbf{z}(\theta^1, \tau^{K_r}), \dots, \mathbf{z}(\theta^{K_\theta}, \tau^1), \dots, \mathbf{z}(\theta^{K_\theta}, \tau^{K_r})] \quad (6)$$

其中, 向量 $\mathbf{z}(\theta, \tau) = \mathbf{a}_i(\theta) \otimes \mathbf{c}(\tau)$. 然后, 利用最大相关度值可以得到第一条路径的参数:

$$\{\hat{\theta}_1, \hat{\tau}_1\} = \arg \max_{\{\theta, \tau\}} \left(\text{subcorr}^2(\tilde{\mathbf{Z}}(\theta, \tau), \mathbf{U}_S)_1 \right) \quad (7)$$

然后, 计算矢量 $\mathbf{z}(\hat{\theta}_1, \hat{\tau}_1)$ 的投影矩阵:

$$\Pi_{\mathbf{z}(\hat{\theta}_1, \hat{\tau}_1)}^\perp = \mathbf{I} - \frac{\mathbf{z}(\hat{\theta}_1, \hat{\tau}_1) \mathbf{z}^H(\hat{\theta}_1, \hat{\tau}_1)}{\mathbf{z}^H(\hat{\theta}_1, \hat{\tau}_1) \mathbf{z}(\hat{\theta}_1, \hat{\tau}_1)} \quad (8)$$

其中, \mathbf{I} 是单位矩阵. 然后, 将第一条路径在子空间 $\text{Range}(\tilde{\mathbf{Z}}(\theta, \tau))$ 和 $\text{Range}(\mathbf{U}_S)$ 中投影, 并搜索第二条路径有

$$\{\hat{\theta}_2, \hat{\tau}_2\} = \arg \max_{\{\theta, \tau\}} \left(\text{subcorr}^2 \left(\Pi_{\mathbf{z}(\hat{\theta}_1, \hat{\tau}_1)}^\perp \tilde{\mathbf{Z}}(\theta, \tau), \Pi_{\mathbf{z}(\hat{\theta}_1, \hat{\tau}_1)}^\perp \mathbf{U}_S \right)_1 \right) \quad (9)$$

当估计第 l 条路径的参数时有

$$\{\hat{\theta}_l, \hat{\tau}_l\} = \arg \max_{\{\theta, \tau\}} \left(\text{subcorr}^2 \left(\Pi_{\hat{\mathbf{Z}}_{l-1}}^\perp \tilde{\mathbf{Z}}(\theta, \tau), \Pi_{\hat{\mathbf{Z}}_{l-1}}^\perp \mathbf{U}_S \right)_1 \right) \quad (10)$$

其中, $\hat{\mathbf{Z}}_{l-1}$ 为

$$\hat{\mathbf{Z}}_{l-1} = [\mathbf{z}(\hat{\theta}_1, \hat{\tau}_1), \mathbf{z}(\hat{\theta}_2, \hat{\tau}_2), \dots, \mathbf{z}(\hat{\theta}_{l-1}, \hat{\tau}_{l-1})] \quad (11)$$

其中, 投影矩阵 $\Pi_{\hat{\mathbf{Z}}_{l-1}}^\perp$ 为

$$\Pi_{\hat{\mathbf{Z}}_{l-1}}^\perp = \mathbf{I} - \hat{\mathbf{Z}}_{l-1} (\hat{\mathbf{Z}}_{l-1}^H \hat{\mathbf{Z}}_{l-1})^{-1} \hat{\mathbf{Z}}_{l-1}^H \quad (12)$$

重复以上步骤, 直到 $l=L$ 时停止迭代. 然而, 当网格数量太大时会增加算法的复杂度, 而当网格数量过少时会导致参数估计的精度下降. 为了避免这个问题, 本文采用基于网格放大的迭代算法. 具体步骤如下:

(a) 对于第 r 次迭代, 生成网格: $\{\theta_r^1, \theta_r^2, \dots, \theta_r^{K_\theta}\}$ 和 $\{\tau_r^1, \tau_r^2, \dots, \tau_r^{K_r}\}$, 其中, AOD 和 TOF 的网格间隔分别为 δ_θ^r 和 δ_τ^r . 对网格进行初始化有: $\theta_{\min} \leq \theta_0^1 < \theta_0^{K_\theta} \leq \theta_{\max}$, $\tau_{\min} \leq \tau_0^1 < \tau_0^{K_r} \leq \tau_{\max}$ 和 $r=0$, 其中 θ_{\min} 和 θ_{\max} 为 AOD 的边界值, τ_{\min} 和 τ_{\max} 为 TOF 的边界值;

(b) 利用式(7)到式(12)获得 L 条路径的参数: $(\hat{\theta}_l^r, \hat{\tau}_l^r), l=1, 2, \dots, L$;

(c) 对路径进行细估计. 对于第 l 条路径有 $[\hat{\theta}_l^{r-1} - \delta_{r-1}^\theta, \hat{\theta}_l^{r-1} + \delta_{r-1}^\theta]$ 和 $[\hat{\tau}_l^{r-1} - \delta_{r-1}^\tau, \hat{\tau}_l^{r-1} + \delta_{r-1}^\tau]$. 当某一侧的搜索边界超过步骤(a)中设置的最大值或最小值, 则将该搜索边界设置为参数边界值. 计算当前搜索区间的网格间隔为 $\delta_r^\theta = \delta_{r-1}^\theta / \gamma_\theta$ 和 $\delta_r^\tau = \delta_{r-1}^\tau / \gamma_\tau$, 其中 γ 为网格放大因子. 对于迭代次数有: $r=r+1$;

(d) 利用(c)中新生成的网格和式(7)对每条路径的参数再次进行估计;

(e) 重复执行步骤(c)到步骤(d), 直到网格间隔达到预先设定的门限;

在完成参数估计以后, 本文采用文献[17]中的方法对直达路径和反射路径进行分类. 然而, 由于相位误

差的影响,实际估计到的TOF可以表示为

$$\hat{\tau}_l = \tau_l + \Delta\tau + \zeta_l, \quad l=1,2,\dots,L \quad (13)$$

其中, $\hat{\tau}_l$ 和 τ_l 分别为第 l 条路径 TOF 的估计值和真实值, $\Delta\tau$ 为相位误差引入的 TOF 偏移, ζ_l 为估计误差. 从式 (13) 可以看出, 每条路径的 TOF 包含相同的 TOF 偏移, 因此本文采用反射路径和直达路径之间的差分 TOF 进行定位.

3 路径选择

本文是利用单次反射路径对终端进行定位, 因此需要对高阶反射路径进行剔除. 为此, 本文提出一种基于几何模型的高阶反射路径过滤算法, 该方法的主要原理就是利用高阶反射路径具有更大 TOF 的特点. 如图 2 所示, AP 发射的信号经过直达路径和反射路径到达终端, 其中直达路径和反射路径的 AOD 分别表示为 θ_1 和 θ_2 , \mathbf{r} , \mathbf{s} 和 \mathbf{u} 分别是 AP、散射体以及终端的真实位置. 由差分 TOF 的定义可以得到:

$$\|\mathbf{r}-\tilde{\mathbf{s}}\|_2 + \|\tilde{\mathbf{s}}-\tilde{\mathbf{u}}\|_2 - \|\mathbf{r}-\tilde{\mathbf{u}}\|_2 = \Delta\tau \times c \quad (14)$$

其中, 将散射体和终端位置设置为变量 $\tilde{\mathbf{s}}$ 和 $\tilde{\mathbf{u}}$.

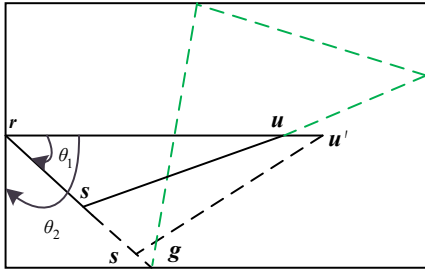


图2 高阶反射路径的过滤

然后, 由三角不等式可以得到:

$$\|\tilde{\mathbf{s}}-\tilde{\mathbf{u}}\|_2 - \|\mathbf{r}-\tilde{\mathbf{u}}\|_2 < \|\mathbf{r}-\tilde{\mathbf{s}}\|_2 \quad (15)$$

结合式 (14) 和 (15) 可以得到: $\Delta\tau < 2\|\mathbf{r}-\tilde{\mathbf{s}}\|_2/c$. 进一步可以得到:

$$\Delta\tau < 2\|\mathbf{r}-\tilde{\mathbf{s}}\|_2/c \leq 2\|\mathbf{r}-\mathbf{g}\|_2/c \quad (16)$$

其中, \mathbf{g} 为散射体在边界上的位置. 此时, 可以得到反射路径 AOD 方向上最大差分 TOF 为 $\Delta\tau_{\max} = 2\|\mathbf{r}-\mathbf{g}\|_2/c$.

因此, 当该条反射路径和直达路径的差分 TOF 大于 $\Delta\tau_{\max}$ 时, 其会被判定为高阶反射路径.

4 终端定位

当获取到单次反射路径和直达路径的 AOD 和 TOF 时, 就可以构建定位方程求解终端位置. 假设存在 Q 条单次反射路径, 根据散射体、目标及 AP 位置的几何关系可以构建如下的优化方程:

$$\begin{aligned} & \text{minimize } \sum_q^Q (\Delta\hat{d}_q - \Delta d)^2 \\ & \text{s.t. } \tan \hat{\theta}_q = (y_q - y_r) / (x_q - x_r), q=1, 2, \dots, Q+1 \\ & 0 < x_q < H_1, 0 < y_q < H_2, q=1, 2, \dots, Q+1 \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $\Delta\hat{d}_q = \Delta\hat{\tau}_q \times c$ 为差分距离, $\Delta\hat{\tau}_q$ 为第 q 个反射路径的差分 TOF, $\mathbf{r} = (x_r, y_r)^T$ 为 AP 的坐标, $\mathbf{s}_q = (x_q, y_q)^T, q=1, 2, \dots, Q$ 为第 q 个散射体的坐标, $\hat{\theta}_q$ 为对应反射路径的 AOD, $\mathbf{u} = (x_{Q+1}, y_{Q+1})^T$ 为终端的坐标, $\hat{\theta}_{Q+1}$ 为直达路径的 AOD, H_1 和 H_2 分别为二维空间的范围. 从式 (17) 中可以看出, 方程总共有 $2Q+1$ 个等式. 然而, 由于散射体和目标位置都未知, 在二维平面内未知数的个数为 $2Q+2$ 个. 由此可见, 式 (17) 为欠定方程, 即存在模糊解. 为了解决这个问题, 本文利用散射体在室内的分布特点来减小解空间.

如图 3 所示, 在二维平面坐标系中, 令 AP、终端以及散射体的位置分别为: $\mathbf{a}_1 = (x_1, 0)^T, \mathbf{a}_2 = (x_2, 0)^T$ 和 $\mathbf{s} = (x_s, y_s)^T$. 理论上, 位置在 \mathbf{a}_1 和 \mathbf{a}_2 为焦点的椭圆上的散射体都具有相同的差分 TOF. 然后, 由几何关系可以得到:

$$\sqrt{(x_s - x_1)^2 + y_s^2} + \sqrt{(x_s - x_2)^2 + y_s^2} = 2a \quad (18)$$

其中, a 为椭圆的长轴半径. 在不考虑 TOF 偏移的条件下有: $2a = \tau \times c$, 即反射路径的长度为椭圆主轴长度. 进一步, 令 $F(x_s, y_s) = 2a$, 且有: $x_1 = -x_2$. 然后, 计算函数 $F(x_s, y_s)$ 的偏导有

$$F_{y_s} = 2y_s \left[\frac{1}{\sqrt{(x_s + x_2)^2 + y_s^2}} + \frac{1}{\sqrt{(x_s - x_2)^2 + y_s^2}} \right] \quad (19)$$

从式 (19) 可以得到: 当 $y_s > 0$ 时, 有 $F_{y_s} > 0, \forall x_s$; 当 $y_s < 0$ 时, 有 $F_{y_s} < 0, \forall x_s$. 因此, 主轴的长度随散射体离横轴距离的增加而增大, 即反射路径的 TOF 增大. 此外, 由于所有路径的 TOF 包含相同的偏移误差, 因此在实际情况下该结论仍然成立. 为了实现定位, 本文在 AP 的两侧选择具有最大差分 TOF 的反射路径构建定位方程, 并将对应的散射体位置设置在边界附近.

5 仿真实验

本文采用电磁仿真软件 Wireless InSite^[19], 该软件可以有效地仿真室内多径传播. 例如, 文献[20]提出了一种基于深度学习的太赫兹三维定位系统, 并利用了该软件进行仿真验证. 图 4 为利用该软件创建的一个室内仿真环境模型, 其大小为 $8\text{ m} \times 11\text{ m}$. 在该房间中设置了一个 AP, 其高度设置为 1.7 m , 天线的个数为 6,

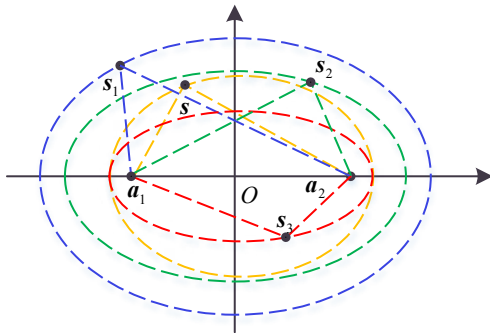


图3 散射体的位置分布

并设置成线性阵列. 发射机使用单个天线,其高度设置为 1.5 m. 发射机和 AP 都使用增益为 4 dBi 的全向天线. 无线信号的频点设置为 2.4 GHz, 信号带宽设置为 100 MHz. OFDM 信号子载波的个数为 64. 在仿真中, 设置 64 个测试点, 每个测试点采集 10 个 CSI 包.

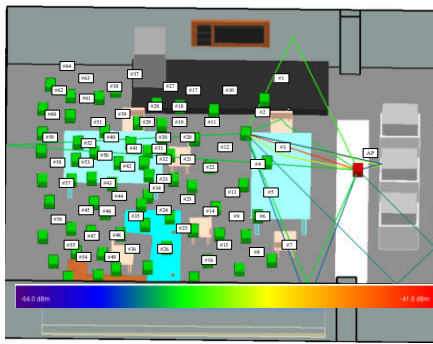


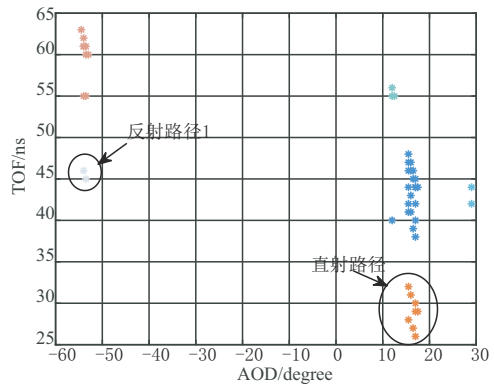
图4 室内仿真环境

5.1 参数估计算法性能对比

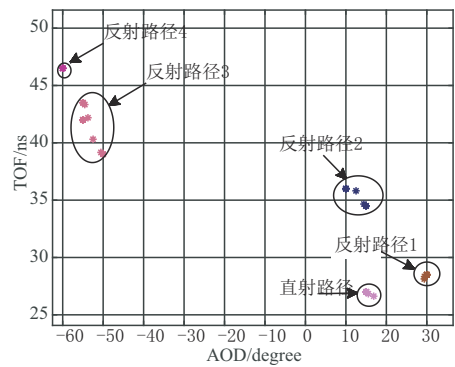
本文将 2D RAP-MUSIC 算法与文献 [7] 中的 2D MUSIC 进行对比, 并随机选取第 60 个测试点的数据输入到两种算法当中. 图 5(a) 和 (b) 为利用两种算法后的聚类结果, 图 5(c) 为 2D RAP-MUSIC 算法估计出路径所对应的真实传播路径. 从图中可以看出, 2D RAP-MUSIC 算法能估计出五条路径, 而 2D MUSIC 算法只能估计出 2 条路径, 且会存在大量的噪声路径. 因此, 2D MUSIC 算法对弱反射路径的估计性能要低于 2D RAP-MUSIC 算法.

5.2 定位精度对比

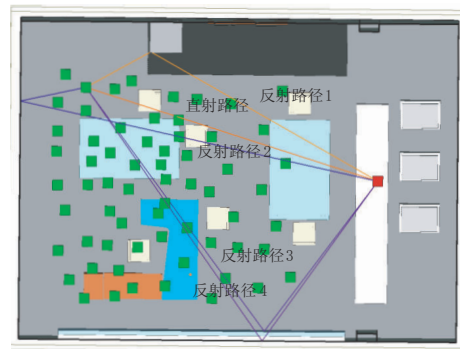
本文将使用 2D RAP-MUSIC 和 2D MUSIC 的参数估计结果进行定位. 此外, 本文还与文献 [16] 中基于多径三角模型的定位算法进行对比, 其中多径三角模型需要测量 AP 到终端的 AOA, 这会增加系统的复杂度. 为了公平对比, 本文算法和基于多径三角模型的定位算法都不使用 AOA, 并且多径三角模型选择使得目标函数最小的位置作为终端的估计位置. 图 6 为不同方法的定位误差累计分布函数 (Cumulative Distribution



(a) MUSIC 参数估计结果 2D



(b) RAP MUSIC 参数估计结果 2D



(c) 真实传播路径

图5 参数估计算法性能对比

Function, CDF). 从图 6 中可以看出, 基于 2D RAP-MUSIC 的中值定位误差为 0.6 m, 而基于 2D MUSIC 算法的中值定位误差为 2.6 m. 此外, 本文算法性能要优于文献 [16] 中的算法, 主要原因是多径三角模型依赖于 AOA, 而本文所提算法不需要使用 AOA.

5.3 高阶反射路径过滤对定位精度的影响

为了展示本文提出的高阶反射路径过滤方法的效果, 本文将使用和不使用该方法的定位结果进行对比. 图 7 为实验结果, 从图中可以看出没有进行高阶反射路径过滤的中值定位误差为 1.34 m, 比使用高阶反射路径过滤的定位误差增加了 0.74 m. 由此可见, 本文所提方

法可以有效地对高阶反射路径进行过滤.

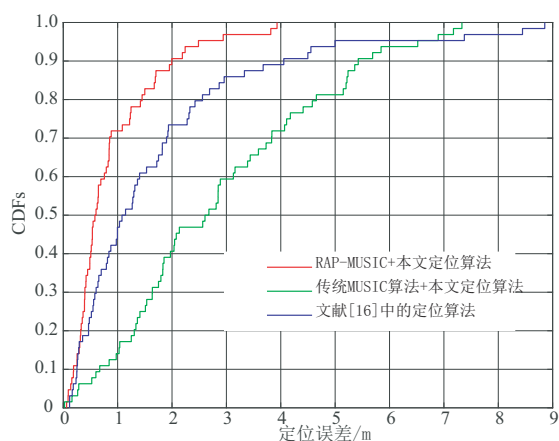


图6 不同算法对应的定位误差 CDF

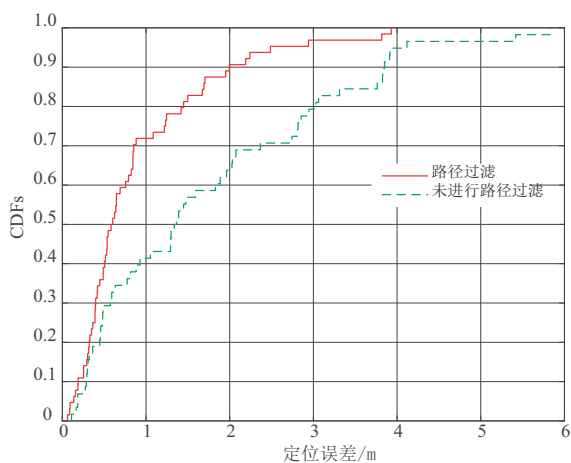


图7 有无路径过滤对应的定位误差 CDF

5.4 天线数量对定位精度的影响

为了探究阵列中天线的数量对定位精度的影响,仿真中设置天线数量为4和6进行对比,图8为实验结果.从图中可以看出,随着天线的增加定位精度随之增加,当天线数量从4个增加到6个时定位误差从80% 2 m降低到80% 1.4 m.

5.5 信号带宽对定位精度的影响

为了探究信号带宽对定位精度的影响,本文选择100 MHz和50 MHz两种带宽进行对比.图9为实验结果,从图中可以看出带宽为100 MHz时的中值定位误差为0.6 m,当带宽减少到50 MHz时中值误差增加了0.47 m.

5.6 快拍数对定位精度的影响

快拍数不仅会影响了路径分类的精度,而且还会影响参数估计的精度.为了探究快拍数对定位精度的影响,本文选取10和20进行对比.图10为实验结果,

从图中可以看出当快拍数从10增加到20的时候定位精度变化较小,因此本文所提算法可以使用较少的包就可以实现较高的定位精度.

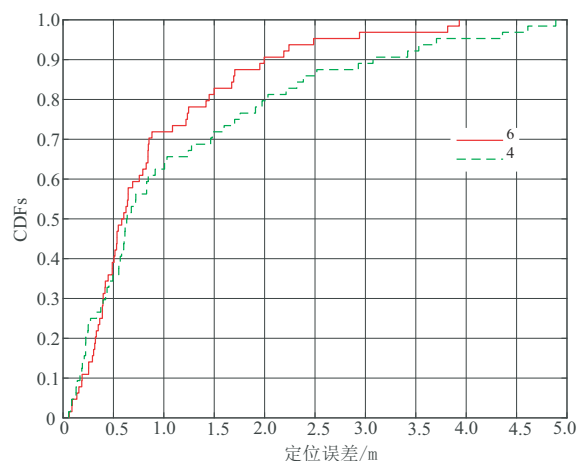


图8 不同天线数量的对应的定位误差 CDF

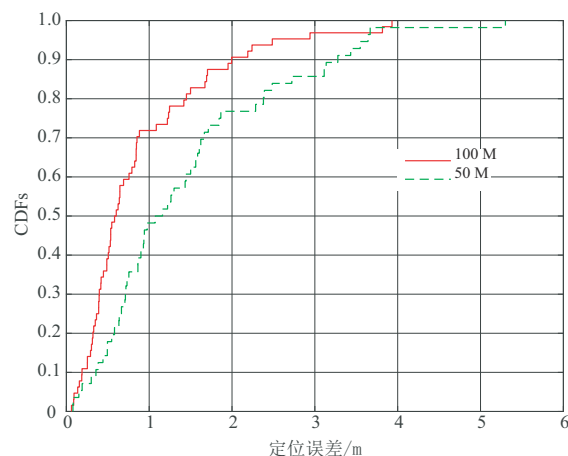


图9 不同带宽对应的定位误差 CDF

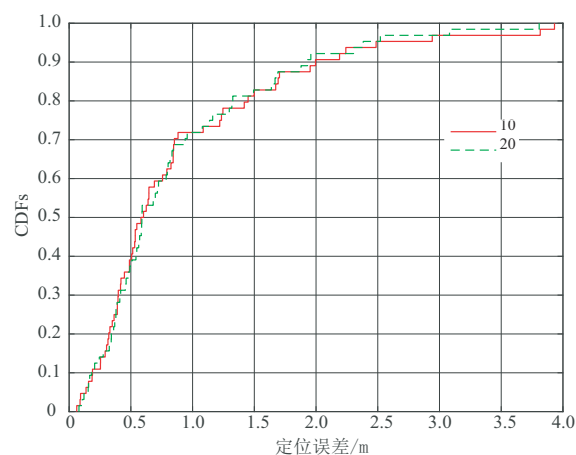
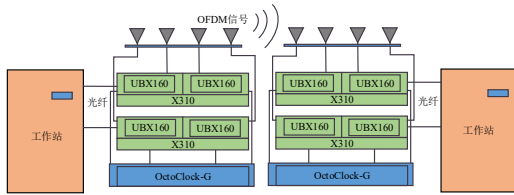


图10 不同快拍数对应的定位误差 CDF

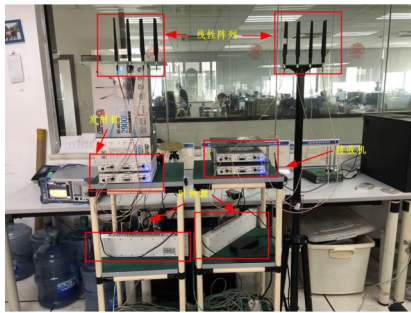
6 定位系统搭建与测试验证

6.1 测试系统搭建

本文使用的设备包括:X310母板、UBX-160射频子板、OCTOCLOCK-G CDA-2990外部时钟源、万兆以太网卡、高性能工作站。在搭建系统时,用2个X310母板和4个UBX-160射频子板分别搭建AP和终端,并用OCTOCLOCK-G CDA-2990外部时钟源对AP和终端上的4个射频子板进行同步。本文采用高性能工作站配合开源软件GNU Radio来实现OFDM信号的收发,其中工作站使用万兆以太网卡和X310进行通信。图11为搭建的4×4 MIMO-OFDM系统的硬件示意图和系统照片。



(a) 系统硬件结构图



(b) 原型系统照片

图11 4×4 MIMO-OFDM系统结构图及原型

6.2 信号结构设计和信道估计

在完成系统硬件搭建的基础上,本文参考802.11n标准来设计信号的帧结构,并实现MIMO的信道估计。本文使用同步字 preamble1 进行OFDM符号同步,然后利用同步字 preamble2 进行信道估计。在发送 preamble2 时,发射符号与正交矩阵 \mathbf{P} 相乘后,将发送符号映射到4个发射天线上,其中矩阵 \mathbf{P} 可以表示为

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

在接收端,在实现同步以后利用 preamble2 进行信道估计,则CSI矩阵可以表示为:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} & y_{14} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} & y_{24} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} & y_{34} \\ y_{41} & y_{42} & y_{43} & y_{44} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{P}^T}{4 \cdot \text{preamble2}} \quad (21)$$

其中, $y_{m,n}$ 表示接收端第 m 个通道上在第 n 个时隙接收到的符号, $h_{m,n}$ 表示第 m 个发射天线到第 n 个接收天线之间的信道。图12展示了本文设计的信号的帧结构以及信道估计过程。最后,本文利用GNU Radio实现整个信号的收发过程。

6.3 系统测试

在完成系统搭建以后,本文在典型的室内环境下对系统进行测试验证。图13为真实测试环境(左)以及测试环境示意图(右),其中测试环境大小为4.3 m × 7.5 m,右图中红色点为测试点位置。实验中设置信号的带宽为100 MHz,频点为2.8 GHz,OFDM信号的子载波为64个。

将本文算法与文献[16]中的定位算法进行对比,其中两种算法都不使用AOA。图14为实验结果,从图中可以看出,本文所提系统可以达到0.82 m的精度,其优于文献[16]中的算法性能。IEEE 802.11-2016协议规定了室内WiFi设备要达到米级的定位精度,该定位精度可以支持一些实际的应用场景。例如,对室内办公场景下的人员定位可以帮助企业实现高效的人员管理。工作人员可以依靠每个房间内的AP实现自身的定位,企业管理人员利用相应的应用程序获取所有房间人员的位置信息,基于人员的实时位置信息企业可以对人员进行考勤、工时统计以及在岗和离岗状态的管理。此外,企业还可以对涉密及重点区域的人员管控。另外,当发生火灾等意外情况时,可以依靠历史位置信息对

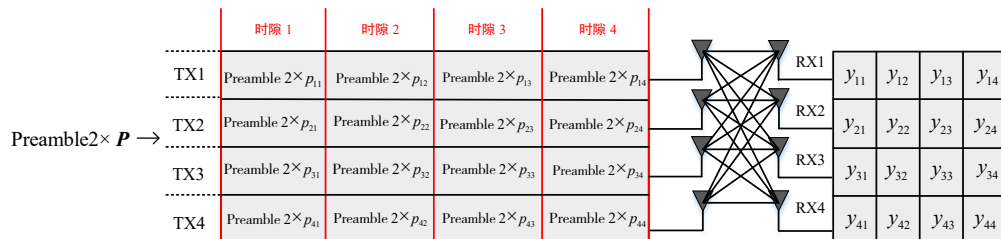


图12 信道估计过程

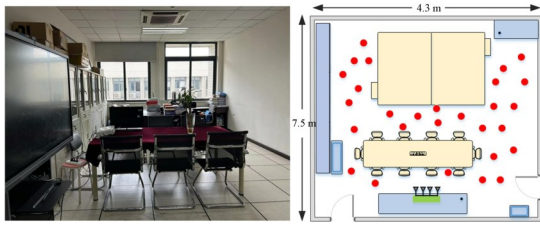


图 13 测试环境及测试示意图

人员进行搜寻.

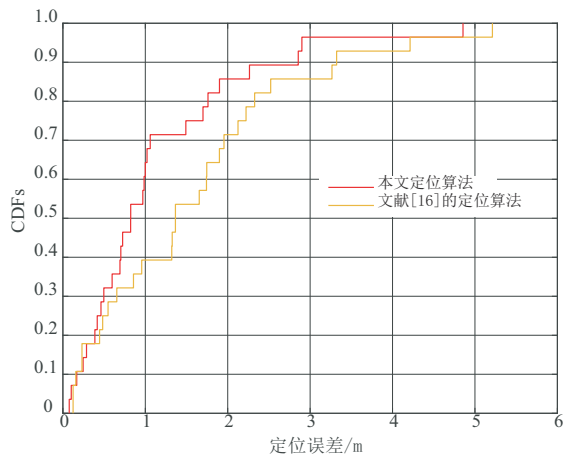


图 14 不同算法的定位误差 CDF

本文在实测条件下将没有进行高阶反射路径过滤的定位结果与有路径过滤的定位结果进行对比. 图 15 为实验结果, 从图中可以看出对高阶反射路径进行过滤可以有效地提升定位精度. 主要原因是本文所提定位算法是基于单次反射路径, 而当未进行高阶反射路径过滤时, 定位模型中单次反射路径的差分 TOF 会偏大, 因此会使得定位误差增大.

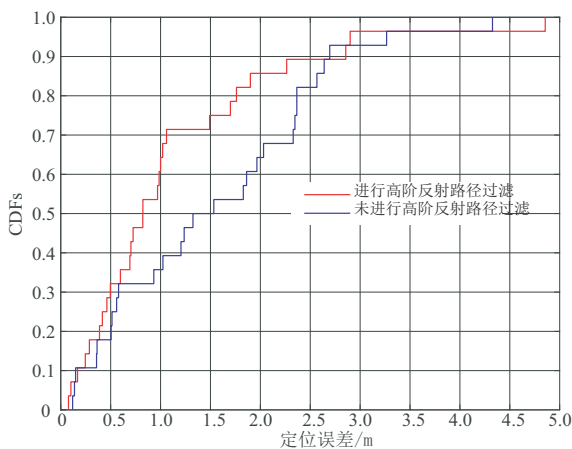


图 15 高阶反射路径过滤算法的实测验证

7 结论

本文提出了一种基于终端侧的室内单站定位系

统. 首先, 利用 2D RAP MUSIC 可以对弱反射路径的 AOD 和 TOF 进行精确估计; 其次, 本文提出一种基于几何模型的高阶反射路径过滤算法; 然后, 利用直达路径和单次反射路径的差分 TOF 构建了目标定位方程, 并利用室内反射体的分布特点对目标的位置进行了搜索; 最后, 本文利用电磁仿真软件进行了仿真, 仿真结果表明本文所提系统可以达到 0.6 m 的定位精度; 再者, 本文利用软件无线电平台搭建了测试系统, 真实环境下的测试结果表明, 本文所提系统可以达到 0.82 m 的定位精度.

参考文献

- [1] HUANG B Q, LIU M M, XU Z D, et al. On the performance analysis of WiFi based localization[C]//2018 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway: IEEE, 2018: 4369-4373.
- [2] CRUZ C C, COSTA J R, FERNANDES C A. Hybrid UHF/UWB antenna for passive indoor identification and localization systems[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(1): 354-361.
- [3] WANG B W, WANG Y L, QIU X Y, et al. BLE localization with polarization sensitive array[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(5): 1014-1017.
- [4] 赵增华, 童跃凡, 崔佳洋. 基于域自适应的 Wi-Fi 指纹设备无关室内定位模型[J]. 通信学报, 2022, 43(4): 143-153. ZHAO Z H, TONG Y F, CUI J Y. Device-independent Wi-Fi fingerprinting indoor localization model based on domain adaptation[J]. Journal on Communications, 2022, 43(4): 143-153. (in Chinese)
- [5] 胡钊政, 刘佳蕙, 黄刚, 等. 融合 WiFi、激光雷达与地图的机器人室内定位[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(8): 2308-2316. HU Z Z, LIU J H, HUANG G, et al. Integration of WiFi, laser, and map for robot indoor localization[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(8): 2308-2316. (in Chinese)
- [6] GUO X S, ELIKPLIM N R, ANSARI N R, et al. Robust WiFi localization by fusing derivative fingerprints of RSS and multiple classifiers[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(5): 3177-3186.
- [7] KOTARU M, JOSHI K, BHARADIA D, et al. SpotFi: Decimeter level localization using WiFi[C]//Proceedings of ACM Conference on Special Interest Group on Data Communication. New York: ACM, 2015: 269-282.
- [8] CHUO L X, LUO Z H, DENNIS S, et al. RF-Echo: a non-line-of-sight indoor localization system using a low-power

- active RF reflector ASIC tag[C]//Proceedings of the 23rd Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. New York: ACM, 2017: 222-234.
- [9] 唐翔宇, 张千里, 王继龙, 等. 基于精确时间测量的无线网络室内定位系统研究[J]. 计算机学报, 2022, 45(3): 567-584.
- TANG X Y, ZHANG Q L, WANG J L, et al. Research on indoor positioning system based on wireless network fine time measurement technology[J]. Chinese Journal of Computers, 2022, 45(3): 567-584. (in Chinese)
- [10] ZHAO P, LIU W W, ZHANG G L, et al. Preserving privacy in WiFi localization with plausible dummy locations [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(10): 11909-11925.
- [11] LI H, SUN L M, ZHU H J, et al. Achieving privacy preservation in WiFi fingerprint-based localization[C]//IEEE INFOCOM 2014 - IEEE Conference on Computer Communications. Piscataway: IEEE, 2014: 2337-2345.
- [12] KLEIN I, SOLAZ Y, OHAYON G. Pedestrian dead reckoning with smartphone mode recognition[J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 18(18): 7577-7584.
- [13] ZHUANG Y, YANG J, QI L N, et al. A pervasive integration platform of low-cost MEMS sensors and wireless signals for indoor localization[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2018, 5(6): 4616-4631.
- [14] XIE Y X, LI Z J, LI M. Precise power delay profiling with commodity Wi-Fi[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2019, 18(6): 1342-1355.
- [15] VASISHT D, KUMAR S, KATABI D. Decimeter-level localization with a single WiFi access point[C]// Proceedings of Usenix Conference on Networked Systems Design and Implementation. Santa Clara: USENIX Association, 2016: 165-178.
- [16] SOLTANAGHAEI E, KALYANARAMAN A, WHITEHOUSE K. Multipath triangulation: Decimeter-level WiFi localization and orientation with a single unaided receiver[C]//Proceedings of the 16th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services. New York: ACM, 2018: 376-388.
- [17] CHEN Z, ZHU G R, WANG S L, et al. M³: Multipath assisted Wi-Fi localization with a single access point[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2021, 20(2): 588-602.
- [18] MOSHER J C, LEAHY R M. Source localization using recursively applied and projected (rap) music[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(2): 332-340.
- [19] Remcom.WirelessInSite[Z/OL].<https://www.remcom.com/wireless-insite-em-propagation-software>, 2022-7-20.
- [20] FAN S K, WU Y Z, HAN C, et al. A structured bidirectional LSTM deep learning method for 3D Terahertz indoor localization[C]//Proceedings of 2020 IEEE Conference on Computer Communications. Piscataway: IEEE, 2020: 2381-2390.

作者简介



李 泽 男, 1991年11月出生于安徽省淮南市. 现为重庆邮电大学自动化学院讲师, 主要研究方向为无线定位与感知.
E-mail: lize@cqupt.edu.cn



王 平 男, 1963年2月出生于重庆市. 现为重庆邮电大学自动化学院教授, 主要研究方向为工业物联网与网络化测控.