

基于 Wi-Fi 的室内实时角度定位算法

田增山¹, 未平², 李泽¹, 周牧¹

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 移动网络和移动多媒体技术国家重点实验室, 广东深圳 518055)

摘要: 针对现有商用 Wi-Fi 接入点 (Access Point, AP) 天线的个数限制了基于多天线到达角 (Angle of Arrival, AoA) 高精度定位的问题, 本文提出了一种基于 Wi-Fi 的室内实时角度定位算法. 提出了基于 Wi-Fi 系统的角度估计算法, 能够在天线数量以及快拍数少的情况下快速地估计直视 (Line of Sight, LoS) 路径的到达角, 保证定位的实时性; 利用 IEEE 802.11 Saleh-Valenzuela (S-V) 信道模型分析了多径信号对直达信号能量谱峰的影响; 为了提高定位精度提出了基于天线选择的多 AP 联合定位算法; 为了验证系统的有效性搭建了实时定位演示系统. 本文通过实际测试验证了所提算法可以达到 67% 1.2m 的定位精度, 定位时延在 0.5s 以内.

关键词: 室内定位; S-V 信道模型; 到达角估计; Wi-Fi

中图分类号: TN961 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2021)02-0408-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20190352

Indoor Real-Time Localization Algorithm Based on Angle of Arrival of Wi-Fi Signal

TIAN Zeng-shan¹, WEI Ping², LI Ze¹, ZHOU Mu¹

(1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;

2. State Key Laboratory of Mobile Network and Mobile Multimedia Technology, Shenzhen, Guangdong 518055, China)

Abstract: Aiming at the problem that the number of commercial Wi-Fi access points (AP) antennas restricts the high-precision positioning based on angle of arrival (AoA), this paper proposes an indoor real-time positioning algorithm based on Wi-Fi signal. An AoA estimation algorithm using Wi-Fi is proposed, which can quickly estimate the AoA of the line of sight (LoS) path with few antennas and snapshots to ensure real-time positioning. The IEEE 802.11 Saleh-Valenzuela (S-V) channel model analyses the influence of multipath signals on the energy spectrum peaks of direct signals. In order to improve the positioning accuracy, a multi-AP joint positioning algorithm based on antenna selection is proposed. A real-time positioning demonstration system is built to verify the effectiveness of the system. The experiment results show that the proposed algorithm can achieve 67% 1.2m positioning accuracy and the positioning delay is less than 0.5 seconds.

Key words: indoor localization; S-V channel model; AoA estimation; Wi-Fi

1 引言

随着移动终端以及数据业务的快速发展, 催生了大量基于位置服务 (Location Based Service, LBS) 的应用, 例如重点人员的定位与监控、在线位置搜索和消息推送等^[1,2]. 定位技术作为 LBS 的基础, 包括了室外和室内定位技术. 全球定位系统 (Global Positioning System, GPS) 能够满足室外定位的需求, 由于室内环境下卫星信号严重衰减致使 GPS 定位系统失效, 因此研究

室内定位技术就变得尤为重要. 近年来室内定位技术得到了迅速发展, 但仍然没有能够较好地解决不同场景下的定位问题, 室内定位技术仍然是当前研究的一个热点^[3].

目前, 常用于室内定位的平台包括: Wi-Fi, Zigbee^[4], 超声波^[5], 蓝牙^[6], RFID^[7] 和 UWB^[8] 定位系统等. 从硬件成本和系统部署的难易程度方面考虑, 现有的一些室内定位系统很难得到广泛地部署和应用. Wi-Fi 作为最普及的无线网络之一, 其网络设施已广泛地

收稿日期: 2019-04-03; 修回日期: 2020-10-13; 责任编辑: 李勇锋

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61704015, No. 61771083); 重庆市自然科学基金面上项目 (No. cstc2019jcyj-msxmX0108, No. cstc2020jcyj-msxmX0842); 重庆市教委科学技术研究项目 (No. KJZD-K202000605, No. KJQN202000630)

部署在各种公众场合中,例如学校、医院和政府机关.因此,Wi-Fi 网络的发展也促进了基于 Wi-Fi 室内定位技术的进步.近年来出现的基于 Wi-Fi 接收信号强度(Received Signal Strength, RSS)的定位技术主要可分为两类:一、基于传播模型;二、基于指纹.基于传播模型的方法是利用 RSS 估计目标和接入点(Access Point, AP)之间的距离,然后利用三边定位法实现目标定位.然而,这种方法的定位精度容易受到周围环境的影响^[9].除此之外,指纹定位^[10]是另一个常用的定位方法之一,它包括两个阶段:离线建库和在线定位阶段.在离线阶段,在每个参考位置(Reference Point, RP)处采集周围所有 AP 的 RSS,然后构建 RSS 位置指纹数据库,即 RP 的物理位置与采集的 RSS 信号矢量之间的映射关系.在线阶段,首先采集 RSS 矢量,然后利用学习算法例如 KNN(K-Nearest Neighbors)实现目标的定位.然而,指纹库建立需要耗费大量的时间,同时环境的变化会造成定位精度下降,因此指纹定位方法的实用性受到了很大限制.

近年来,出现的基于 Wi-Fi 信号的 AoA(Angle of Arrival, AoA)室内定位系统推动了室内定位技术的进步^[11-14].基于 AoA 定位技术无需构建指纹数据库,同时能够获得较高的定位精度.首先,估计目标和所有 AP 之间直达路径 AoA,然后利用三角定位原理计算目标位置.在阵列信号处理领域,超分辨参数估计算法,例如 MUSIC^[15]和 ESPRIT^[16]都可以对信号的 AoA 进行精确估计,而且其估计性能依赖于天线数量.因此,为了估计多径信号并识别直达路径的 AoA,AP 需要安装大量物理天线.文献[17]中提出了一个基于 Wi-Fi 信号的室内 AoA 定位系统,通过使用阵列天线对直达路径进行分辨估计,并达到了厘米级别的定位精度.然而,该系统涉及到了硬件修改,无法在现有商用 AP 上部署.文献[18]中提出了一个基于 LTE 信号的室内 AoA 定位系统,该系统通过一个机械旋转天线来模拟阵列天线实现目标的二维角度估计,然而机械旋转很难得到部署与应用.文献[11]中提出了一个利用现有 AP 的室内 AoA 定位系统,该系统利用 Wi-Fi 信号的信道状态信息(Channel State Information, CSI)来构建 2D-MUSIC 超分辨算法模型.然而,该系统定位时延较大难以实时地确定目标位置.

针对上述问题,本文提出了一种基于商用 Wi-Fi 设备的室内实时角度定位算法.首先,本文提出了基于 Wi-Fi 系统的角度估计算法,在天线数量以及快拍数少的情况下能够快速、准确地估计直视路径的 AoA,由于不需要对多径信号的 AoA 以及传播时延进行估计,因此保证了定位的实时性;其次,利用了 IEEE 802.11 Saleh-Valenzuela(S-V)信道模型^[19]分析了在室内环境下多径信号对直

达信号能量谱峰的影响;然后,为了提高定位精度提出了基于天线选择的多 AP 联合定位算法,能够有效地去除由于天线差异引起的定位误差;最后,为了验证系统的有效性利用与文献[11]中相同的商用硬件设备搭建了定位演示平台,实现了对目标的实时定位与显示.本文通过实际测试验证了所提算法可以达到 67% 1.2m 的定位精度,定位时延在 0.5s 以内.

2 基于 Wi-Fi 信号的快速角度估计算法

在经典的基于子空间的超分辨角度估计算法中,需要物理天线数量大于路径个数才能实现多径信号的超分辨估计,而室内环境下由于反射会存在大量的多径信号,如图 1 所示.事实上,多径信号是发射信号经过散射体的一次或者多次反射产生,因此直达路径的信号相比于反射信号具有更小的幅度衰减和更短的传播时延^[20].

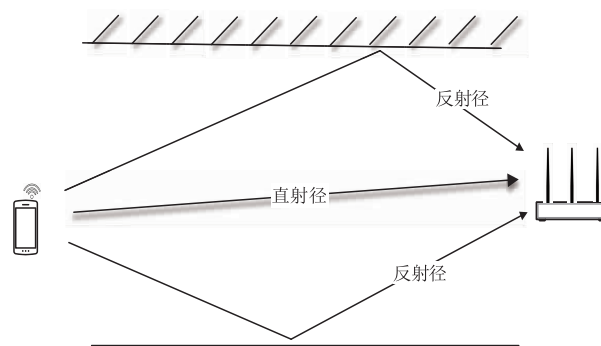


图1 无线信号室内传播模型

2.1 信号接收模型

由于室内 Wi-Fi 信号中直射路径和反射路径相比具有更小的幅度衰减和更短的传播时延,基于此本文区别于传统雷达阵列信号处理,构建角度-时间耦合的信号接收模型.当来自多条路径的信号到达天线阵列时,同一路径会在相邻的两根天线产生传输时延差为 $\Delta d \sin \theta / c$,其中 Δd 是天线间距, c 是光的传播速度, θ 是到达信号与阵列法线的夹角.因此,不同天线之间的波程差会在天线之间产生相位偏移.假设最左边的天线为参考天线如图 2 所示,由于 Wi-Fi 信号采用 OFDM 调制方式,每条路径到达天线阵列时,同一天线不同载波之间也会产生相位偏移 $n \Delta f \times \tau$, n 为载波序号, Δf 为载波间隔, τ 为该路径的传播时延.

假设信源平面波在远场以 θ 方向到达阵列,角度定义为与法线的夹角,以最左边的天线为参考天线(位于原点).由于信号 AoA 在不同天线间造成的相位差可以表示为:

$$\varphi = \angle e^{-j \frac{2\pi f}{c} d \sin \theta} \quad (1)$$

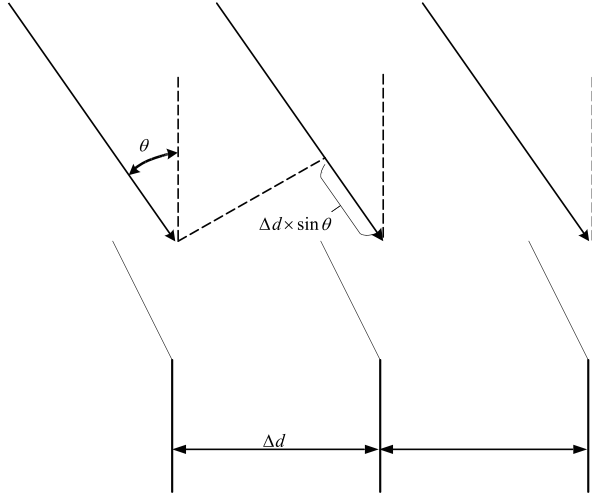


图2 均匀线阵

其中, $d = [0, 1, \dots, M-1] \times \Delta d$, 为了消除相位模糊设 $\Delta d = \lambda/2$, M 表示阵元数量, f 是载波中心频率。

信号的传播时延 τ 在同一天线不同子载波之间的相位差可以表示为:

$$\theta = \angle e^{-j2\pi\Delta f\tau n} \quad (2)$$

其中, $n = [0, 1, \dots, N]$, N 表示载波数目, n 表示载波序号。因此, 不同天线上不同子载波由于信号 AoA 及传播时延造成的总的相位差可以表示为:

$$\varphi = \angle e^{-j2\pi f d \sin\theta/c} \otimes e^{-j2\pi n \Delta f \tau} \quad (3)$$

其中, \otimes 运算为克罗内克积。因此在多径传播情况下第 m 根天线接收到的信号可以表示为:

$$\begin{aligned} s(m) &= \sum_{k=1}^K g_k(\tau_k) e^{j\varphi} + n_i \\ &= \sum_{k=1}^K g_k(\tau_k) (e^{-j2\pi f(m-1) \times \Delta d \sin\theta/c} \otimes e^{-j2\pi n \Delta f \tau}) + n_i \\ &= \sum_{k=1}^K g_k(\tau_k) e^{-j2\pi((m-1) \times \Delta d \sin\theta/c + n \Delta f \tau)} + n_i \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $g_k(\tau)$ 为第 k 条路径与传播时延有关的路径衰减, K 为路径总数。

2.2 Wi-Fi 信号的方向-能量谱

本文从信号在不同传播时延、不同方向上的能量研究直达路径 AoA 的估计及识别, 经典算法依靠旋转天线来合成孔径计算信号在不同方向上的能量, 即方向-能量谱, 在文献[18]中模拟大规模阵列然后利用二维算法估计目标的位置。本文提出一种基于 Wi-Fi 的实时角度定位算法对直达路径的 AoA 测定并联合定位。考虑到本文 Wi-Fi 系统中天线阵列为三天线均匀线阵, 所以阵列的方向矢量为:

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{2\pi f d \sin\theta/c}, e^{4\pi f d \sin\theta/c}] \quad (5)$$

定义 θ 方向上的能量为:

$$p(\theta) = \sum_{l=1}^L |x_l(\theta)|^2 \quad (6)$$

$$x_l(\theta) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \mathbf{a}_m^n(\theta) s_m^n \quad (7)$$

其中, L 为快拍数即为采集的 CSI 数据包的个数, 当数据包的个数越多时对方向-能量谱的计算就越精确, 但是同时会造成定位时延的增加, 在本文实验部分对其取值进行了讨论。首先, 对第 k 条路径进行分析, 假设无频率选择性衰落, 此时有:

$$\begin{aligned} x(\theta) &= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M e^{j2\pi f(m-1) \times \Delta d \sin\theta/c} \\ &\quad \times g_k(\tau_k) e^{-j2\pi f(m-1) \times \Delta d \sin\theta/c} \times e^{-j2\pi(n-1) \times \Delta f \tau} \\ &= M \sum_{n=1}^N g_k(\tau_k) e^{-j2\pi(n-1) \times \Delta f \tau} \end{aligned} \quad (8)$$

对于单载波来说有 $N=1$, 则 $x(\theta) = M g_k(\tau_k)$ 。结合式(8)可以看出路径的方向-能量谱相比于单载波信号

多了一个复增益设为 $\beta = \sum_{n=1}^N g_k^n e^{-j2\pi(n-1) \times \Delta f \tau}$, 并且 β 会影响某个方向上的能量值。假设信号载波衰减无差别, 即 $g_k^n = 1$, 复增益 β 是 n 个单位矢量之和, 其模值由矢量的相位决定。因此, 信号的载波数量以及路径传播时延会对该路径的方向-能量谱产生影响。

假设室内环境下直达路径距离为 5m, 信号时延 $\tau = d/c = 16.6\text{ns}$, 802.11n 协议下获取 Wi-Fi 的 CSI 载波间距为 $\Delta f = 4 \times 0.3125 \times 10^6 \text{Hz}$, 子载波数目较少时, 复增益 β 的矢量分解图如图 3(a) 所示, 可以看出单位矢量在同一象限内, 求和结果的模值比单一矢量的模值大, 因此复增益对路径能量起到了增强效果。然而, 当载波数量过多, 如图 3(b) 所示, 单位矢量会在四个象限分布, 导致求中单位矢量相互抵消, 降低路径的方向能量值。与此同时, 当路径的传播时延增大时会有相同结果, 因此在室内环境下利用本文角度估计算法可以增强直达路径同时抑制反射路径。

信号传播时延固定时, 为了选择一个合适的载波数目 n 进行运算, 使得 $\max p(\theta)$, 假设各载波幅值相等 $g_k^n(\tau) = 1$, 统计每个数据包的能量谱时不同载波进行幅值累加计算:

$$\max \bar{p}(\theta) = |x(\theta)| = \left| \sum_{n=1}^N (e^{-j\vartheta_n}) \right| \quad (9)$$

当 $\Delta f \rightarrow 0$, 由欧拉公式 $\max p(\theta)$ 可以表示为:

$$\max \left| \sum e^{-j\vartheta_n} \right| = \left| \int_0^{\vartheta_n} (\sin t - j \cos t) dt \right| \quad (10)$$

为了在区间内求最大值, 对上式进行求导, 令导数等于零即:

$$\left| \sum e^{-j\vartheta_n} \right|' = \left| \int_0^{\vartheta_n} (\sin t - j \cos t) dt \right|' = 0 \quad (11)$$

得:

$$\vartheta_n = \pi \in [0, 2\pi) \quad (12)$$

当 $\vartheta_n = \pi$ 时, $p(\theta)$ 取最大值, 谱峰高度最高如图 4

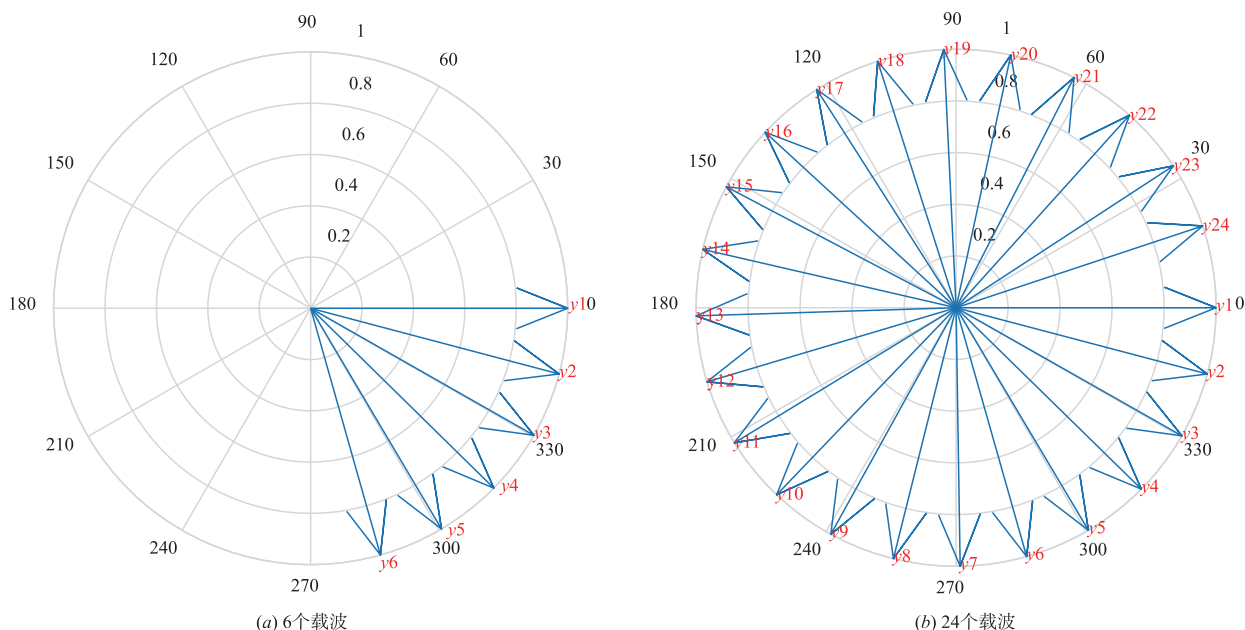


图3 载波相位图

所示. 在一般室内环境下, 当直达路径的传播时延在 30ns 以内, 我们设定 $N = \frac{\pi}{2\pi\Delta f\tau} > 14$.

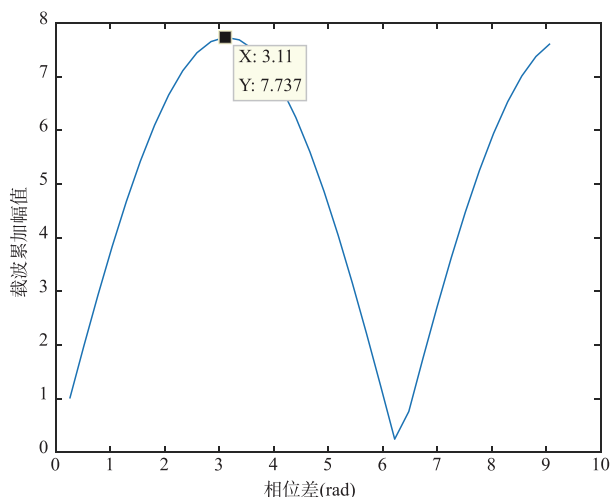


图4 相同幅度载波累加

2.3 基于 S-V 信道模型的信号方向-能量谱分析

根据本文 2.2 节提出的算法, 影响角度估计精度的因素取决于路径方向的能量. 除了路径的传播时延以外, 路径的幅值也会影响到最终的方向-能量谱. 室内环境下由于反射体的存在会降低路径的能量, 由经典室内信道模型可知^[19], 接收到的可分辨的路径中存在大量不可分辨的射线, 影响了直达路径方向上的能量谱. 因此, 结合室内信号传播的实际情况来分析多径信号对本文所提算法的影响.

对于直达路径来说在时域上到达时间最短, 同时

经历的衰减也最小. 图 5(a) 所示为在办公室环境下采集的 20 个 Wi-Fi 数据包的信道频率响应 (Channel Frequency Response, CFR), 即 CSI 测量值, 图 5(b) 为利用傅里叶逆变换得到的信道脉冲响应 (Channel Impulse Response, CIR), 由于 Wi-Fi 信号带宽较窄, 且存在包检测时延, 导致时间参数无法精确估计, 从图中可以看出多径信号能量呈非线性衰减, 符合室内传播特性.

在经典室内模型中 S-V 模型将多径建模为多簇传播模型, 同时路径幅度服从双指数衰减模型, 如图 6 所示, 具体地, 信道脉冲响应表示为:

$$x(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{r=0}^{\infty} g_{r,m} e^{j\theta_{r,m}} \delta(t - T_m - \tau_{r,m}) \quad (13)$$

其中 $g_{r,m}$ 、 $\tau_{r,m}$ 和 $\theta_{r,m}$ 分别是第 m 簇中第 r 根射线的幅值、传播时延和相位, T_m 是第 m 簇信号到达时间, 即第 m 簇中第一条射线的到达时间, 并将其建模为平均到达率为 λ 的泊松过程. 每个簇其他射线的到达时间也服从平均到达率为 λ 的泊松过程. 其中, $\theta_{r,m}$ 是服从 $[0, 2\pi)$ 区间均匀分布的随机变量, $g_{r,m}$ 是服从瑞利分布的随机变量, 其功率时延分布可以描述成:

$$f_{g_{r,m}}(g_{r,m}) = (2g_{r,m}/\overline{g_{r,m}^2}) e^{-g_{r,m}^2/\overline{g_{r,m}^2}} \quad (14)$$

$\overline{g_{r,m}^2}$ 为第 m 簇中第 r 条射线的平均功率, 定义如下式:

$$\overline{g_{r,m}^2} = \overline{g_{0,0}^2} e^{-T_m/\Gamma} e^{-\tau_{r,m}/\gamma} \quad (15)$$

其中, Γ 和 γ 分别是簇和簇中射线的功率衰减的常数.

假设 $x_0(\theta)$ 是直达径的能量谱, $\sum_{k=1}^K x_k(\theta)$ 表示反射径, 所有角度对于谱峰值无差别, 接收信号的合成矢

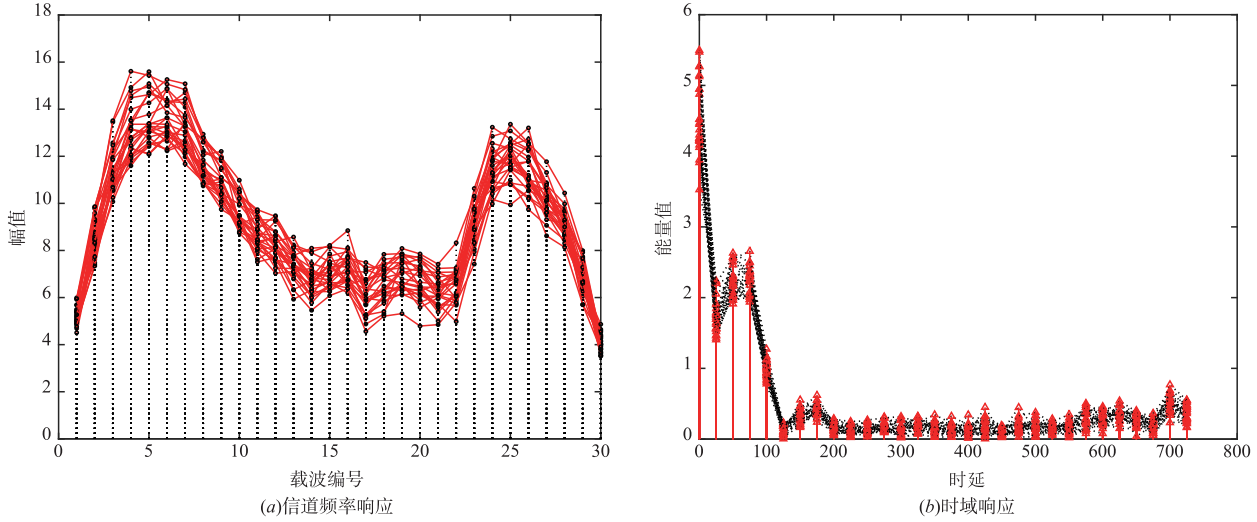


图5 室内信道频率和脉冲响应

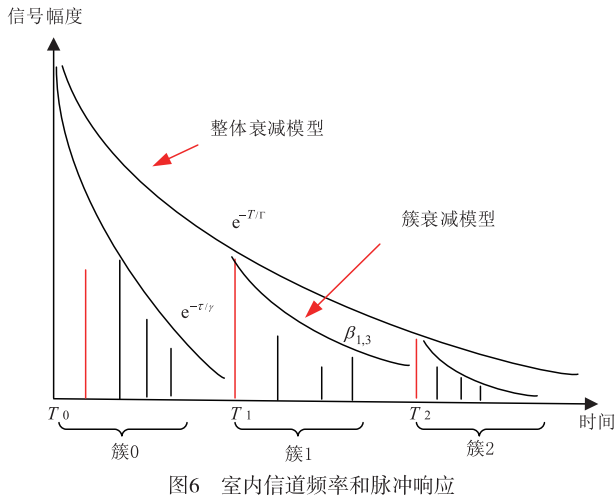


图6 室内信道频率和脉冲响应

量可表示为:

$$\begin{aligned} X &= x_0(\theta) + \sum_{k=1}^K x_k(\theta) \\ &= g_0(\tau) e^{-j\vartheta_0} + \sum_{k=1}^K g_k(\tau) e^{-j\vartheta_k} + n(\tau) \end{aligned} \quad (16)$$

室内环境下不同路径有不同的衰减和传播时延,假设所有路径时延相等,反射径相比直射径会有更大的幅值衰减, $g_0 > g_k$, 算法比较单个快拍的谱峰值大小有:

$$p_0(\theta) - p_k(\theta) = \sum \sum (g_0(\tau) - g_k(\tau)) e^{-j\vartheta} > 0 \quad (17)$$

假设所有路径幅值衰减相等,即 $g_0 = g_k$, 反射径相比直射径会有更大的信号时延, $\vartheta_0 \leq \pi < \vartheta_k$, 比较单个快拍的谱峰值高低:

$$p_0(\theta) - p_k(\theta) = \left| \sum \sum g(\tau) e^{-j\vartheta_0} \right| - \left| \sum \sum g(\tau) e^{-j\vartheta_k} \right| > 0 \quad (18)$$

因此,本文算法结合室内信号传播特点增强直达路径同时抑制反射路径的方向-能量,能够在天线数量以及快拍数少的情况下准确地估计直达路径的 AoA.

3 多 AP 联合定位

3.1 相位误差消除

为了提高定位精度,可以采用多个数据包进行方向-能量谱计算.然而,在商用 AP 中数据处理过程中会引入 STO (Sampling Timing Offset, STO) 以及 PDD (Packet Detection Delay, PDD) 等误差,而且不同采集时间引入的 STO 与 PDD 都不相同^[11],因此要利用多个数据包进行方向-能量谱计算时必须消除 CSI 数据包中与时间有关的相位差.对 CSI 进行傅里叶变换有:

$$h(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi kn/N} \quad (19)$$

其中, $s(n)$ 为 CIR 的离散值, N 表示傅里叶变换的点数即子载波个数, k 表示子载波编号.由于 PDD 和 STO 都会对信号引入随机检测时延因此有:

$$h(k) e^{-j2\pi kn_c/N} = \sum_{n=0}^{N-1} s(n - n_c) e^{-j2\pi kn/N} \quad (20)$$

从式(20)中可以发现,STO 和 PDD 会对 CSI 引入一个随机的附加相位偏移.因此,每个子载波上的 CSI 相位可以表示为:

$$\varphi(k) = \hat{\varphi}(k) + 2\pi kn_c/N + \beta \quad (21)$$

其中, $\varphi(k)$ 为第 k 个子载波上测量出的 CSI 相位, $\hat{\varphi}(k)$ 为无误差的真实相位, β 为相位噪声.令 $\Delta\psi(k) = 2\pi kn_c/N + \beta$. 可以通过设置参考天线将相位误差消除,具体地有:

$$h_{i/r}(k) = \frac{h_i(k)}{h_r(k)} = \frac{\hat{h}_i(k) e^{j\Delta\psi(k)}}{\hat{h}_r(k) e^{j\Delta\psi(k)}} \quad (22)$$

其中, $h_r(k)$ 是参考天线上的第 k 个子载波的 CSI 数据,

在文献[15]中用类似的方法进行相位消除. 因此, 首先利用参考天线消除相位误差, 然后利用多个数据包计算方向-能量谱.

3.2 多 AP 联合定位

对于角度定位系统, 联合 3 个以上 AP 估计的直达路径的 AoA 就可以实现目标的定位. 然而, 实际上由于硬件条件的限制, 天线方向图误差、天线互偶效应等, 不同天线上接收的信号的信噪比有所差异, 如图 7 所示, 为某一时刻采集到的 3 个 Wi-Fi 数据包的不同载波幅值在不同天线上的比较, 利用不同天线计算出的方向-能量谱存在差异, 如果存在相位噪声过大, 则计算出的方向-能量谱存在较大误差. 利用如文献[21]中仅仅采用原始的幅度信息为天线选择的标准会造成较大误差, 因此, 本文采取不同的天线选择方法.

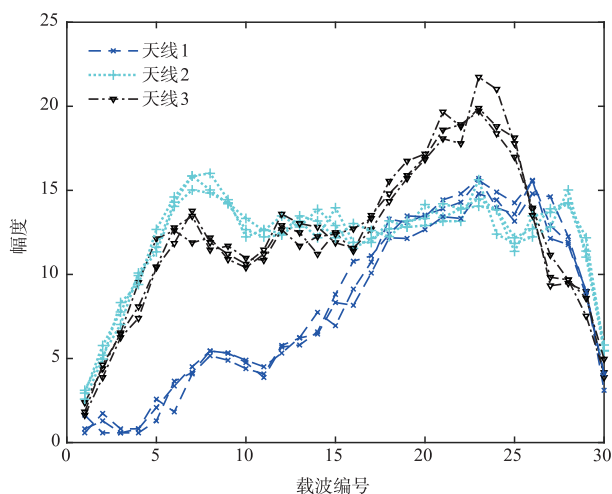


图7 设备的不同天线间差异对比

本文使用的 Wi-Fi 设备有三个天线其编号为 1, 2, 3. 考虑到消除角度模糊, 用于计算方向-能量谱的天线间隔必须小于等于半波长, 因此选择天线组合的方案有两种: 天线 1, 2 为阵列天线, 天线 3 作为参考天线; 天线 2, 3 为阵列天线, 天线 1 作为参考天线. 具体地选取计算方向-能量谱中最大能量值对应的天线组合为最终用于估计直达路径 AoA 的天线阵.

当有多个 AP 联合进行定位时, 对每个 AP 首先利用不同的天线组合计算出两组方向-能量谱, 然后选出两组中最大能量对应的 AoA 用于目标定位. 定位目标与第 l 个 AP 之间的角度定义为:

$$\theta_l = \arctan\left(\frac{y_0 - y_l}{x_0 - x_l}\right) \quad (23)$$

$\mathbf{p}_l = [x_l, y_l]$ 和 $\mathbf{p}_0 = [x_0, y_0]$ 分别为第 l 个 AP 和目标在平面直角坐标系统中的坐标, 假设目标和 AP 在相同高度, 则目标的最优位置可以计算为:

$$\hat{\mathbf{p}}_0 = \operatorname{argmin}_{\mathbf{p}_0} \sum_{l=1}^L (\mathbf{c}_l^T (\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_l))^2 \quad (24)$$

其中, L 是 AP 的数量, $\mathbf{c}_l = [-\tan\theta_l, 1]$.

4 实验结果

4.1 实验平台

本文选取了如图 8 所示的实验室作为实验场地, 其面积为 $10 \times 16\text{m}^2$. 同时采用五台 ProBox23 MS-B083 迷你电脑作为 AP, AP 装有三天线的 Intel 5300 网卡, 使用智能手机作为信源. 每个 AP 运行 Ubuntu 10.0.2 操作系统, 并通过使用 Linux CSI 采集工具 (<http://dhalperi.github.io/linux-80211n-csitol/index.html>) 提取 CSI 数据. 在进行试验之前将每个 AP 安装在 2.4m 高的固定支架上, 同时利用激光测距仪精确地测量出每个 AP 真实的位置, 并在室内建立二维平面直角坐标系. 为了实现目标的实时定位与显示, 搭建了室内定位实时演示系统, 整个系统包括了: 定位终端、定位解算服务器以及位置监控端, 如图 9 所示.

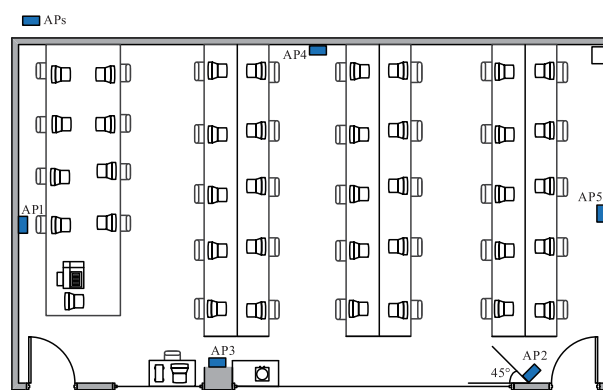


图8 实测环境的平面结构

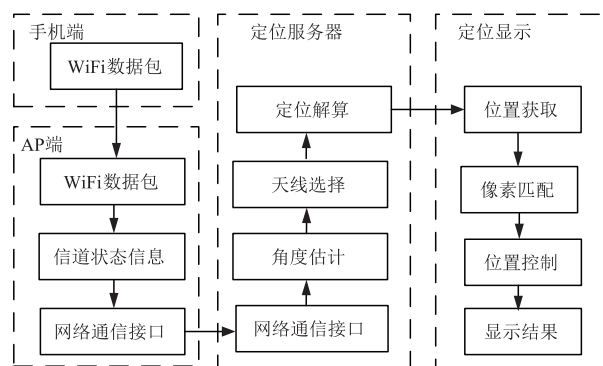


图9 软件系统框架图

4.2 系统精度分析

4.2.1 算法对比分析

为了测试系统的定位精度, 在实验场地中选取 40 个位置点进行测试, 每个测试点进行 2 次数据采集. 同时为了说明本文所提算法的有效性, 采用了文献[11]中采用的 2D-MUSIC、和文献[15]采用的 1D-MUSIC 和本文算法进行对比. 1D-MUSIC 和 2D-MUSIC 算法都是

基于子空间的超分辨角度估计算法,利用信号空间和噪声空间的正交性对多路径参数进行搜索.其中,1D-MUSIC从空域建立信号分解模型,然后对多路径的AOA进行搜索.2D-MUSIC利用子载波与天线建立空域与时域上的二维信号分解模型,然后对多路径的AOA与TOF进行联合估计.图10(a)为不同方法的角度估计精度误差CDF图,从图中可以发现本文提出的基于OFDM SSAR角度估计算法的67%角度误差为11.5°,优于1D-MUSIC算法,低于2D-MUSIC的67%角度估计精度.同时还可以发现,本文提出的角度估计算法拖尾

误差小于2D-MUSIC,主要原因是2D-MUSIC的算法是通过聚类估计直达路径的角度,因此在小误差范围内性能优于本文所提算法,同时由于聚类离群点容易造成大的角度误差,因此本文所提算法的拖尾误差要小于2D-MUSIC算法.图10(b)为不同角度估计算法对应的定位误差,从图中可以看出在小定位误差范围内2D-MUSIC算法优于本文算法,但是本文67%定位精度是1.2m略优于2D-MUSIC,90%定位精度明显优于2D-MUSIC系统.

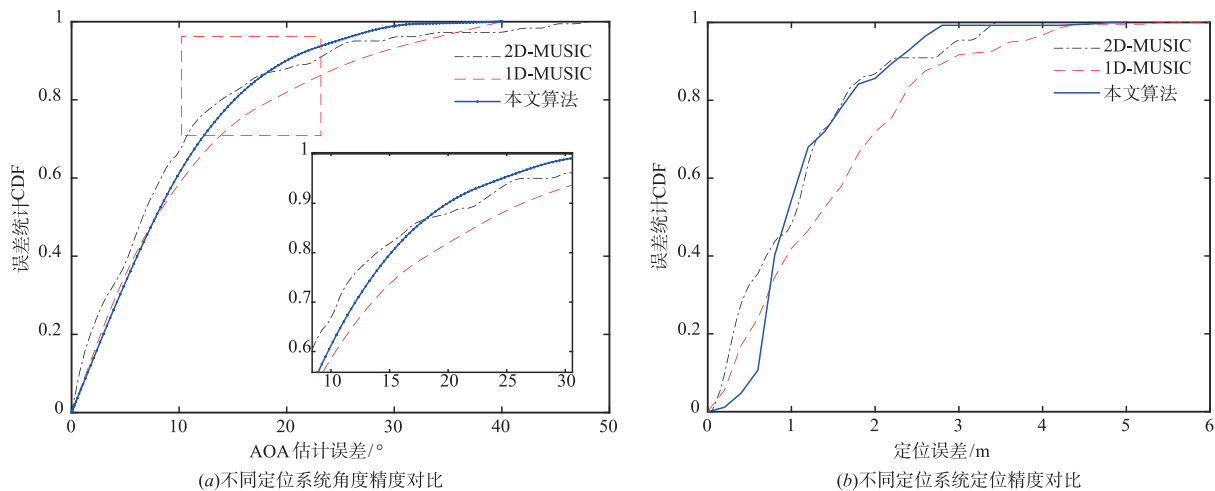


图10 不同定位系统对比

表1 三种算法的定位误差

算法类型	平均误差(m)	67% 误差(m)	90% 误差(m)
2D-MUSIC	1.43	1.23	2.55
1D-MUSIC	1.08	1.95	2.94
本文算法	1.17	1.21	2.32

4.2.2 数据包数量对角度估计的影响

数据包的数量越多,每个路径上累积的能量就越强,因此提高算法所用的数据包的个数可以提高角度估计的精度.图11为不同CSI数据包的对应的角度估计误差的CDF图,从图中可以发现当使用更多的CSI数据包时,AoA的估计精度得到了提高.当数据包数量从3增加到5时,67%的估计误差提高了2°,当CSI数据包数量从5增加到10时,AoA的估计精度提高较小.因此,为了确保精度和实时性,本文采用5个数据包来进行定位.

4.2.3 AP数目对定位精度的影响

理论上多AP联合定位,定位精度随着AP数量的增加而提高.如图12为不同AP数量下的定位精度误差图,从图中可以看到AP数量分别在3个、4个和5个时的67%的定位误差分别为2.4m、1.4m和1.2m.当AP的数量从3个增加到4个时,观察到定位精度有很

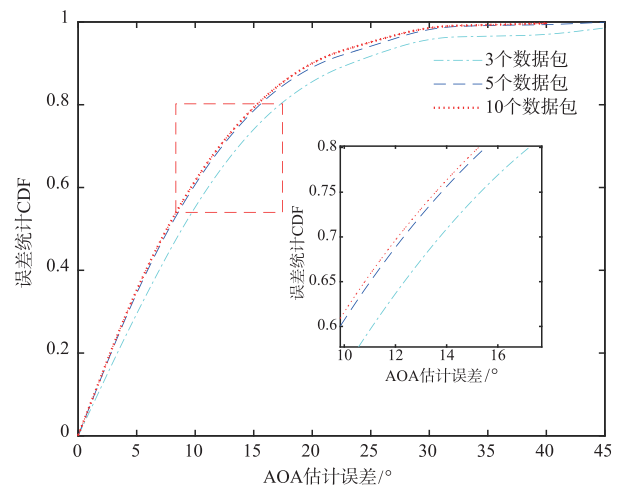


图11 对比不同CSI数据包的数量误差

大的提高,而当更多的AP时,定位精度提高较少.

4.3 系统时延分析

系统计算中,最消耗时间的是乘法运算,下面就统计本文算法对比其他算法所需的实数乘法次数.本文系统阵元个数为 $M=3$,信号源数目为1,载波数目 $N=30$.每一次遍历搜索需要计算乘法次数见表2.

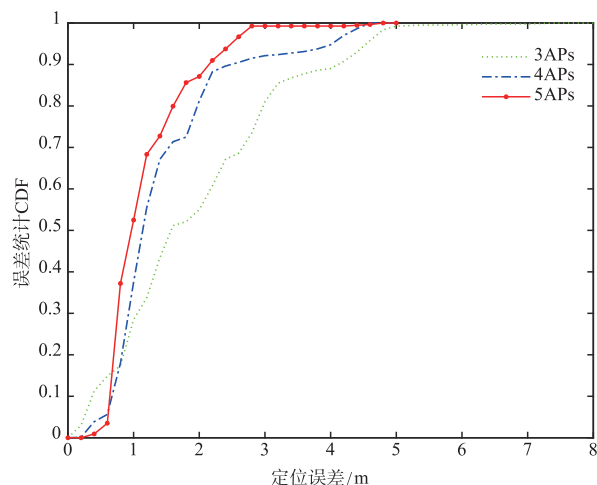


图12 对比不同AP数目的定位精度误差

表 2 统计结果

单位:次	2D-MUSIC	1D-MUSIC	本文算法
乘法次数	$8N \times M$	$4M \times (M - 1) + 3(M - 1)$	$N \times M + 2N$
$M = 3, N = 30$	720	30	150

除去 MUSIC 算法协方差矩阵处理时间,2D-MUSIC 算法在进行定位时需要联合若干次角度估计结果进行聚类然后输出结果,虽然有效地提升了精度,但是系统时延明显增加.1D-MUSIC 算法虽然复杂度较低,但是应用于室内环境下定位,由于商用 Wi-Fi 天线阵元较少,系统性能受环境干扰严重.相比于 2D-MUSIC 算法本文所提系统的定位时延降低大概 5 倍以上.图 13 为统计的不同定位算法系统的时间,从图中可以发现当增加数据包数量时算法时延都有所增加.例如在 5 个数据包时 2D-MUSIC 算法的时间代价大概为 11s,本文算法耗时大概约为 0.5s.同时,结合 4.2.1 节的定位结果可以看出本文所提系统可以保证定位的实时性和准确性.

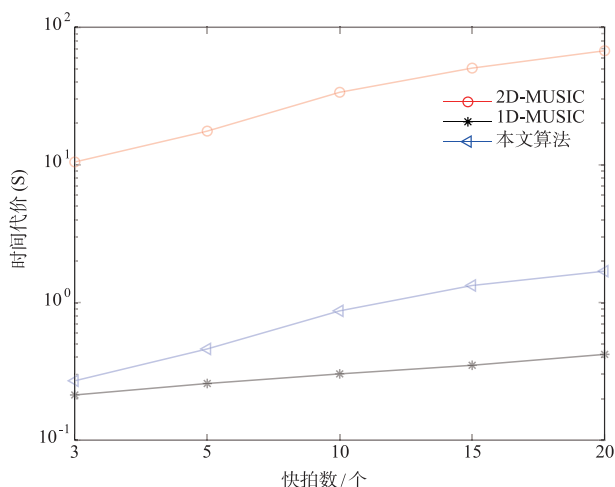


图13 不同定位算法耗时对比图

5 结论

本文提出了基于 Wi-Fi 室内实时定位算法.首先利用室内信道模型分析了多径信号的衰减特性,然后提出基于 Wi-Fi 系统的快速角度估计算法估计直达路径的 AoA;其次,为了减少天线之间的相互影响,提出了天线选择方法提高了角度估计精度;最后,联合多个 AP 对目标进行定位.为了提高定位的实时性,本文提出了一种快速定位算法.本文通过实实验证了所提算法可以达到 67% 1.2m 定位精度,同时定位时延在 0.5s 以内,具有很高的实用价值.由于该算法利用了多天线以及 OFDM 信号的特性,使得本系统的算法很容易移植到未来的 5G 通信系统当中.

参考文献

- [1] Kotaru M, Zhang P, Katti S. Localizing low-power backscatter tags using commodity Wi-Fi [A]. Proceedings of the 13th International Conference on Emerging Networking Experiments and Technologies [C]. Korea, 2017. 251 - 262. DOI:10.1145/3143361.3143379.
- [2] Lashkari B, Rezazadeh J, Farahbakhsh R, et al. Crowd sourcing and sensing for indoor localization in IoT-a review [J]. IEEE Sensors Journal, 2018, PP (99): 2408 - 2434. DOI:10.1109/JSEN.2018.2880180.
- [3] 陈锐志,叶锋.基于 Wi-Fi 信道状态信息的室内定位技术现状综述[J].武汉大学学报(信息科学版),2018,43(12):2064 - 2070. DOI:10.13203/j.whugis20180176.
- [4] Alvarez Y, Las Heras F. Zigbee-based sensor network for indoor location and tracking applications [J]. IEEE Latin America Transactions, 2016, 14(7): 3208 - 3214. DOI:10.1109/TLA.2016.7587622.
- [5] Alarifi A, Al-Salman A M, Alsaleh M, et al. Ultra wideband indoor positioning technologies: Analysis and recent advances [J]. Sensors, 2016, 16(5): 707 - 743. DOI:10.3390/s16050707.
- [6] Victor I, Okezie C, Kenneth A, et al. Comparative performance analysis of different radio channel modelling for bluetooth localization system [J]. International Journal of Computer Science Issues, 2011, 8(5): 430 - 439.
- [7] Bok K, Yoo J. RFID based indoor positioning system using event filtering [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2017, 12(1): 335 - 345. DOI:10.5370/JEET.2017.12.1.335.
- [8] Alhadhrami S, Al-Salman A, Al-Khalifa H, et al. Ultra wideband positioning: An analytical study of emerging technologies [A]. Proceedings of the Eighth International Conference on Sensor Technologies and Applications [C]. Rome, IT, 2014. 1 - 9.

- [9] Xu Y, Zhou J, Zhang P, et al. RSS-based source localization when path-loss model parameters are unknown[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(6): 1055 – 1058. DOI:10.1109/LCOMM.2014.2318031.
- [10] Bahl P, Padmanabhan V N. RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system[A]. Nineteenth Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM 2000) [C]. Tel Aviv, Israel, 2000. 775 – 784. DOI:10.1109/INFCOM.2000.832252.
- [11] Kotaru M, Joshi K, Bharadia D, et al. SpotFi: Decimeter level localization using Wi-Fi[J]. ACM Sigcomm Computer Communication Review, 2015, 45(4): 269 – 282. DOI:10.1145/2785956.2787487.
- [12] Xie Y, Li Z, Li M, et al. Precise power delay profiling with commodity Wi-Fi[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2018, 18(7): 1342 – 1335. DOI:10.1109/TMC.2018.2860991.
- [13] Kumar S, Katabi D, et al. Decimeter-level localization with a single Wi-Fi access point[A]. Usenix Conference on Networked Systems Design and Implementation[C]. Boston, USA, 2016. 165 – 178.
- [14] 柳景斌, 黄百川, 张斌. 利用双天线商用 Wi-Fi 信道状态信息估计到达角[J]. 武汉大学学报·信息科学版, 2018, 43(12): 2167 – 2172. DOI:10.13203/j.whu.igis20180178.
- [15] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Trans Antennas & Propag, 1986, 34(3): 276 – 280. DOI:10.1109/TAP.1986.1143830.
- [16] Roy R, Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques[J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech & Signal Processing, 1989, 37(7): 984 – 995. DOI:10.1109/29.32276.
- [17] Xiong J, Jamieson K. ArrayTrack: a fine-grained indoor location system[A]. Usenix Conference on Networked Systems Design and Implementation[C]. Seattle, USA, 2013. 71 – 84.
- [18] Kumar S, Hamed E, Katabi D, et al. LTE radio analytics made easy and accessible[A]. ACM Conference on SIGCOMM[C]. London, UK, 2015. 211 – 222. DOI:10.1145/2619239.2626320.
- [19] Saleh A A M, Valenzuela R. A statistical model for indoor multipath propagation[J]. IEEE J sel areas Commun, 1987, 5(2): 128 – 137. DOI:10.1109/JSAC.1987.1146527.
- [20] Wu C, Yang Z, Zhou Z, et al. PhaseU: Real-time LOS identification with Wi-Fi[A]. IEEE Conference on Computer Communications [C]. Hong Kong, China, 2015. 2038 – 2046. DOI:10.1109/INFOCOM.2015.7218588.
- [21] Qian K, Wu C, Zhang Y, et al. Widar2.0: Passive human tracking with a single Wi-Fi link[A]. Proceedings of the 16th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services [C]. Munich, GER: ACM, 2018. 350 – 361. DOI:10.1145/3210240.3210314.

作者简介



田增山 男, 1968 年 12 月出生, 河南固始人. 现为重庆邮电大学教授、博士生导师. 主要研究方向为蜂窝网无线定位系统、数据压缩和数据融合.

E-mail: tianzs@cqupt. eu. cn



未平(通信作者) 男, 1992 年 11 月出生, 安徽淮南人. 现为中兴通讯算法工程师, 主要研究方向为 5G 基站通信算法、无线定位.

E-mail: 307033876@qq. com

李泽 男, 1991 年 11 月出生, 安徽淮南人. 现为重庆邮电大学信息与通信工程专业在读博士研究生, 主要研究方向为无线定位.

E-mail: lizecqupt@yahoo. com

周牧 男, 1984 年 2 月出生, 重庆人. 现为重庆邮电大学教授、博士生导师. 主要研究方向为无线定位.

E-mail: zhoumu@cqupt. eu. cn