基于离开角的商用毫米波设备定位方法研究

钱堃¹, 张新宇², 杨铮^{1*}, 刘云浩^{1,3}

1. 清华大学软件学院, 北京 100084, 中国

2. Department of Electrical and Computer Engineering, University of California San Diego, San Diego 92093, USA

3. Department of Computer Science and Engineering, Michigan State University, Lansing 48824, USA

* 通信作者. E-mail: hmilyyz@gmail.com

收稿日期: 2019-06-25; 修回日期: 2019-09-10; 接受日期: 2019-10-18; 网络出版日期: 2020-12-28

国家自然科学基金 (批准号: 61832010, 61632008, 61672319, 61872081) 和微软亚洲研究院资助项目

摘要 近年来, 基于无线射频信号的定位技术迅速发展. 然而, 已有基于商用 Wi-Fi 设备的定位系统在实用性和准确性上存在明显局限. 新兴 WiGig 设备采用毫米波通信, 天线数远多于 Wi-Fi 设备, 具有更高的角度分辨率. 然而受限于成本, 商用 WiGig 设备采用模拟波束成型方法, 无法获得各天线的信道响应. 本文利用新兴毫米波设备, 实现高精度定位系统 WiGLOC. 为此, 首先对天线阵列接收信号强度建模 (received signal strength, RSS), 恢复天线的信道状态信息 (channel state information, CSI); 然后, 对天线阵列进行校准, 测量天线阵列参数; 最后, 利用天线信道状态信息和天线阵列布局信息估计发射端到目标的信号离开角 (angle of departure, AoD), 对目标定位. 实验结果表明, WiGLOC 平均三维追踪精度达到了 6 cm, 平均二维定位精度达到了 27 cm. 与此相比, 已有基于波束成型的方法三维追踪和二维定位的精度分别仅为 11 cm 和 44 cm.

关键词 室内定位, 无线感知, 毫米波, 阵列校准, 信道状态信息

1 引言

基于无线射频信号的定位技术迅速发展, 在生产生活中具有越来越广泛的应用, 如室内导航^[1,2]、人机交互^[3,4]、智能仓储^[5,6]等. 基于无线射频信号的定位系统可以直接部署在已有无线网络中, 而不需要在环境中额外部署设备, 如相机、惯性传感器等^[7,8]. 得益于无线局域网络在生产生活中的广泛部署, 基于 Wi-Fi 的定位追踪技术成为主流. 基于 Wi-Fi 的定位技术的基本原理是通过无线链路发射和接收无线信号, 分析 Wi-Fi 信号在传播过程中受到信道的影响, 实现对目标设备的定位追踪. 常见 Wi-Fi 信号特征包括粗粒度的接收信号强度 (received signal strength, RSS) 和细粒度的信道状态信息 (channel state information, CSI). 主要的定位方法可分为基于指纹的定位方法和基于模型的定位方

引用格式: 钱堃, 张新宇, 杨铮, 等. 基于离开角的商用毫米波设备定位方法研究. 中国科学: 信息科学, 2021, 51: 122–138, doi: 10.1360/SSI-2019-0135
Qian K, Zhang X Y, Yang Z, et al. AoD-based localization with cots millimeter-wave devices (in Chinese). Sci Sin Inform, 2021, 51: 122–138, doi: 10.1360/SSI-2019-0135

法两类. 一方面, 在多径环境中, Wi-Fi 设备在不同位置接收到无线信号的 RSS 和 CSI 具有差异性, 因此可以作为该物理位置的指纹特征, 通过识别无线指纹进行定位^[9,10]. 然而, 基于指纹的定位方法需要繁重的指纹勘测任务, 且定位精度有限, 在实用性和准确性上存在明显的局限性. 另一方面, 为了降低数据收集的成本, 提高定位精度, 一些工作对 CSI 进行建模, 估计视距路径信号的参数, 如波达角 (angle of arrival, AoA)^[2,11] 和飞行时间 (time of flight, ToF)^[12,13], 然后利用收发设备间的位置关系约束, 实现对目标设备的定位追踪. 然而, 商用 Wi-Fi 设备的信道带宽窄 (≤ 40 MHz), 设备天线数少 (≤ 3), 距离和角度分辨率低, 在室内环境中定位精度受限.

近年来, 采用毫米波的 WiGig 网络逐渐兴起. WiGig 的通信速率达到了千兆比特, 成为高速无线局域网和无线骨干网的关键技术^[14~16]. 进一步, WiGig 网络为定位追踪技术提供了新的工具和方向. WiGig 的工作频率高 (60 GHz), 信号波长短 (5 mm), 可以在较小的尺寸范围内集成大量天线, 构成较大天线阵列. 得益于此, 与传统 Wi-Fi 设备相比, WiGig 设备具有较高的角度分辨率, 为区分信道中多径信号, 测量多径信号 AoA/AoD (angle of departure), 进而精确定位目标提供了硬件基础. 目前, 基于毫米波的定位技术已经在定制设备 (如软件定义无线电、机械号角式天线) 得到了实现与验证^[17~19]. 然而, 已有技术并未考虑商用 WiGig 设备的硬件限制, 在 WiGig 设备中应用 AoA 估计技术并实现定位追踪仍然存在诸多挑战. 首先, 基于天线阵列的 AoA/AoD 估计技术要求阵列中所有天线的 CSI (幅度和相位). 然而, 受成本限制, WiGig 设备采用模拟波束成型, 即在天线阵列中实现波束成型, 而天线阵列和网卡间仅用一条射频链路连接. 网卡接收信号为所有天线信号的叠加, 而上层驱动程序仅能获得叠加信号的 RSS. 第二, 基于天线阵列的 AoA/AoD 估计技术需要阵列中的天线位置信息, 以生成导向矢量用于 AoA 估计. 然而, 作为通信设备, WiGig 对阵列精度要求较低. 设备制造商一般预先测定阵列天线权重, 使得对应的波束方向均匀分布在整個方向空间中. 对于终端用户, WiGig 设备的天线映射、天线间距和初始相位偏移均未知. 且由于 WiGig 阵列尺寸较小 (~ 3 cm), 上述阵列参数无法直接测量. 目前, 已有工作^[20~23] 仅能通过阵列波束图和 RSS 信息, 实现粗粒度的目标定位.

本文克服了上述挑战, 提出了基于商用 WiGig 设备的定位系统 WiGLoc. 首先, WiGLoc 从网卡叠加信号的 RSS 中恢复单个天线的 CSI. 具体而言, 我们利用 WiGig 设备的天线阵列权重可调的特性, 通过赋予天线不同的权重, 测量对应的叠加信号 RSS, 构造天线 CSI 和叠加信号 RSS 的关系方程组, 进而求解天线 CSI. 其次, WiGLoc 实现了测定天线阵列精确参数的方法. 具体而言, 我们搭建了 WiGig 链路, 调整收发端间的方位 (水平角和俯仰角), 测量不同方位下的天线 CSI. 同时, 给定收发端间方位的真实值, 我们计算包含天线阵列参数的理想天线 CSI. 通过最小化天线 CSI 的测量值和真实值的误差, 我们确定了最优天线参数, 用于构建全方位空间的导向矢量. 利用上述方法, WiGLoc 可以测得多径信号的 AoD 信息, 进而实现定位. 具体而言, 当多个 WiGig 发射端广播信标 (beacon) 时, WiGig 接收端监听这些信标, 并计算各个发射端信标的 AoD. 然后, WiGLoc 在接收端整合所有接收端的 AoD 信息, 识别和定位监控区域内的目标. 我们在商用 WiGig 设备上实现了 WiGLoc, 并进行了大量实验验证. 实验结果表明, WiGLoc 平均三维追踪精度达到了 6 cm, 平均二维定位精度达到了 27 cm. 与此相比, 已有基于波束成型的方法三维追踪和二维定位的精度仅分别为 11 cm 和 44 cm.

本文的章节安排如下: 第 2 节展示了 WiGLoc 的系统的工作流程. 第 3 节对 WiGLoc 的定位部分进行介绍. 第 4 节介绍了天线阵列的校准流程. 第 5 节展示了实验结果和性能评估. 第 6 节对未来工作进行讨论. 第 7 节对相关工作进行综述. 第 8 节对本文研究内容进行了总结.

图 1 (网络版彩图) WiGLoc 概览
Figure 1 (Color online) Overview of WiGLoc

2 系统概览

图 1 展示了 WiGLoc 的系统部署和工作流程. WiGLoc 需要部署至少两个商用 WiGig 接入点 (access point, AP) 和一个客户端. 一方面, 根据 IEEE 802.11ad 协议, AP 在每个信标头间隔时槽 (beacon header interval, BHI) 期间连续发送多个信标. 其中, 每个信标对应于某一特定波束, 所有信标覆盖所有可能方向. 为了形成特定方向的波束, AP 需要调整天线阵列中各天线的权重. 另一方面, 客户端采用全向天线接收所有信标, 测量信标 RSS, 选择信号最强的波束, 然后继续执行之后的连接操作以进行通信. 为了定位目标, 在发射端, WiGLoc 对天线阵列进行一次性校准, 获得阵列参数. 在接收端, WiGLoc 监听环境中 AP 的信标, 收集信标 RSS. 首先, WiGLoc 利用 RSS 信息恢复发射端阵列中各天线的 CSI. 其次, WiGLoc 利用 CSI 检测环境中是否存在待定位目标. 然后, 若目标存在, 利用发射端阵列参数和阵列天线 CSI, WiGLoc 估计多径信号 AoD. 最后, WiGLoc 整合所有 AP 的多径信号 AoD 信息, 对目标进行定位.

3 定位系统

3.1 CSI 计算

由于成本因素, 商用 WiGig 设备一般采用模拟波束成型. 即天线阵列中所有天线与同一射频链路相连, 天线信号权重通过模拟域放大器和移相器实现. WiGig 设备根据预先设定的编码本设定天线权重. 具体而言, WiGig 设备将发射波束所采用的天线权重保存在编码本文件中. 每个波束对应于编码本中的一个编码项. 编码项包含发射该波束时各天线应使用的幅度和相位信息. 当发射该波束时, AP 根据该编码项中的幅度值设定天线电路放大器, 根据相位值设定移相器, 从而实现对天线权重的设定. 在 BHI 期间, AP 使用天线阵列形成波束, 向不同方向发射信标 s , 设信标总数为 M . 客户端使用全向天线接收这些信标, 如图 2 所示, 其中第 i 个信标 r_i 为

$$r_i = \mathbf{h}\mathbf{w}_i^T \mathbf{s} + n. \quad (1)$$

设 AP 天线阵列的天线数为 K , 则 $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_K]$, 其中 h_k 是 AP 的第 k 根发射天线到客户端的全向天线的 CSI; $\mathbf{w}_i = [w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{iK}]$, 其中 w_{ik} 是 AP 发射第 i 个信标时, 第 k 根天线的权重. 在

图 2 (网络版彩图) WiGig 链路模型
Figure 2 (Color online) Model of WiGig link

图 3 (网络版彩图) 单天线 CSI 计算. 对于第 k 根天线, 按照其在参考波束中的权重分为两类: (a) $w_k = 0$; (b) $w_k \neq 0$

Figure 3 (Color online) Calculation of single-antenna CSI. For the k -th antenna, the calculation is categorized into two types according to its beam weight in the reference beam: (a) $w_k = 0$; (b) $w_k \neq 0$

商用 WiGig 设备中, $w_{ik} \in [0, 1, 1j, -1, -1j]$, 其中, 0 权重表示天线未被使用; 其余权重则表示天线被使用, 权重相位对应于天线信号的相移, 分别为 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$. n 表示随机白噪声.

理论上, 尽管客户端仅能接收所有天线的叠加信号, 但是通过合理设计 AP 发射信标采用的天线权重, 联合不同波束的信标信号, 可以恢复 CSI^[17]:

$$\mathbf{h} = \frac{1}{s} \mathbf{r} \mathbf{W}^T (\mathbf{W} \mathbf{W}^T)^{-1}, \quad (2)$$

其中 $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_M]$ 为 M 个信标的接收信号. $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1^T, \mathbf{w}_2^T, \dots, \mathbf{w}_M^T]$, 式 (2) 成立要求 $\mathbf{W}$ 中包含 K 个线性无关的权重向量. 然而, 该方法无法直接应用于商用 WiGig 设备. 首先, AP 和客户端间缺少同步, 信标的接收信号存在未知相位偏移, 无法直接应用; 其次, 商用 WiGig 网卡驱动仅提供 RSS, 无法提供 CSI (幅度和相位). 记第 i 个信标的 RSS 为 p_i , 则

$$p_i = |\mathbf{h} \mathbf{w}_i|^2. \quad (3)$$

WiGLoc 需从上述关于 RSS 的非线性方程组中恢复 CSI. 为此, WiGLoc 调节天线权重, 增加冗余波束, 将上述非线性求解转化为线性求解, 计算各天线相对于参考波束信号的 CSI^[24]. 如图 3 所示,

具体而言, 记参考波束的天线权重为 $\mathbf{w}_0$, 相应信标 RSS 为 p_0 . 在参考波束的基础上, 对于第 k 根天线, 调整其权重 w_k 为 $e^{jl\frac{\pi}{2}}$, 相应信标 RSS 记为 p_{kl} , $l = 0, 1, 2, 3$. 则根据 $\mathbf{w}_0$ 中第 k 根天线的权重 w_k 是否为 0, 分为两种情况. 第一, 如图 3(a) 所示, 若 $\mathbf{w}_0$ 中 $w_k = 0$, 则有

$$\begin{aligned} p_{kl} &= |\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T + h_k e^{jl\frac{\pi}{2}}|^2 \\ &= (|\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T|^2 + |h_k|^2) + e^{jl\frac{\pi}{2}} \cdot h_k (\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T)^* + e^{-jl\frac{\pi}{2}} \cdot h_k^* (\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T). \end{aligned} \quad (4)$$

令 $l = 0, 1, 2, 3$, 联立上述方程组, 可得

$$\begin{bmatrix} p_{k0} \\ p_{k1} \\ p_{k2} \\ p_{k3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -j \\ 1 & -1 & -1 \\ 1 & -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T|^2 + |h_k|^2 \\ h_k (\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T)^* \\ h_k^* (\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

上式可简记为 $\mathbf{p}_k = \mathbf{W}_k \eta_k$, 可解得 $\eta_k = (\mathbf{W}_k^T \mathbf{W}_k)^{-1} \mathbf{W}_k^T \mathbf{p}_k$. 一般而言, 参考波束使用多根天线, 其 RSS 大于单根天线的 RSS, 即 $|\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T| > |h_k|$, 记 $u_k = |\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T|^2 + |h_k|^2$, $v_k = h_k (\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T)^*$, 可解得

$$\begin{aligned} |\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T| &= \frac{1}{2}(\sqrt{u_k + 2|v_k|} + \sqrt{u_k - 2|v_k|}), \\ |h_k| &= \frac{1}{2}(\sqrt{u_k + 2|v_k|} - \sqrt{u_k - 2|v_k|}), \\ \phi_k &= \angle v_k, \end{aligned} \quad (6)$$

其中 ϕ_k 是 h_k 相对于 $\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T$ 的相位.

第二, 如图 3(b) 所示, 若 $\mathbf{w}_0$ 中 $w_k \neq 0$, 设 $w_k = e^{jl\frac{\pi}{2}}$, 则按照式 (4)~(6), 可得

$$\phi'_k = \angle (h_k (\mathbf{h}\mathbf{w}'_0)^*), \quad (7)$$

其中 $\mathbf{w}'_0$ 的第 k 个分量为 0, 其余分量与 $\mathbf{w}_0$ 相同. 进而, 可计算出 h_k 相对于参考波束 $\mathbf{h}\mathbf{w}_0^T$ 的相位为

$$\phi_k = \phi'_k - \angle (|\mathbf{h}\mathbf{w}'_0^T| + |h_k| e^{j(\phi'_k + l\frac{\pi}{2})}). \quad (8)$$

综上可得, 第 k 根天线的相对 CSI 为 $\hat{h}_k = |h_k| e^{j\phi_k}$. 按上述方法, 可得阵列所有天线的相对 CSI. 由于相对值不影响 AoD 计算, 为表述简洁, 以下仍记相对 CSI 为 $\mathbf{h}$.

3.2 目标定位

利用阵列天线 CSI, WiGLoc 计算目标反射信号 AoD, 进而对目标定位. 根据多径模型, 假设 AP 和客户端间存在 L 条路径, 如图 4 所示, 第 l 条路径的信号 AoD 水平角为 γ_l , 俯仰角为 τ_l , 时变衰减为 $c_l(t)$, 记第 k 根天线的位置向量为 $\mathbf{l}_k = [x_k, y_k, z_k]^T$, 则第 k 根天线 CSI 可表示为

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^L c_l(t) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{l}_k \cdot \mathbf{e}_l} + n_k(t), \quad (9)$$

其中 $\mathbf{e}_l = [\cos(\gamma_l) \sin(\tau_l), \sin(\gamma_l) \cos(\tau_l), \sin(\tau_l)]^T$ 是第 l 条路径的单位方向向量. λ 是无线信号波长.

图 4 (网络版彩图) 天线阵列与信号发射

Figure 4 (Color online) Antenna array and signal transmission

图 5 (网络版彩图) 天线阵列关于 AoD 的功率分布

Figure 5 (Color online) Power distribution of antenna array over AoD

$n_k(t)$ 是第 k 根天线的随机噪声. 联合阵列中所有天线的 CSI, 可得

$$\mathbf{h}(t) = [\mathbf{a}_1 \ \mathbf{a}_2 \ \cdots \ \mathbf{a}_L] \begin{bmatrix} c_1(t) \\ c_2(t) \\ \vdots \\ c_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_L(t) \end{bmatrix}, \quad (10)$$

其中 $\mathbf{a}_l = [e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{l}_1 \cdot \mathbf{e}_l}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{l}_2 \cdot \mathbf{e}_l}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{l}_L \cdot \mathbf{e}_l}]^T$ 是第 l 个信号的导向矢量. WiGLoc 采用 Capon 算法^[25]估算多径信号 AoD, 信号功率关于 AoD 的分布为

$$P(\gamma, \tau) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\gamma, \tau) \mathbf{R}_h \mathbf{a}(\gamma, \tau)}, \quad (11)$$

其中 $\mathbf{R}_h = E[\mathbf{h}(t)\mathbf{h}^H(t)]$ 是接收信号 CSI 的互相关矩阵. 我们采用了长度为 0.5 s 的滑动窗口, 每次滑动 0.1 s, 利用窗口内的所有信标计算 $\mathbf{R}_h$. 图 5 是 AoD 功率谱的示例. 其中, 功率峰值在水平角 255°, 俯仰角 71° 的位置, 说明在相对于天线阵列的该方位上存在显著的反射物. WiGLoc 通过检测谱中的峰值, 计算从 AP 到目标的 AoD.

最后, WiGLoc 联合多 AP 到目标的 AoD, 计算目标位置. 假设 AP 数量是 N , 第 j 个 AP 的位置是 $\mathbf{p}_j = [x_j, y_j, z_j]^T$, 全局坐标系到其本地坐标系的变换矩阵 $\mathbf{R}_j = [\mathbf{r}_{xj}^T, \mathbf{r}_{yj}^T, \mathbf{r}_{zj}^T]^T$ 到目标的 AoD 水平角是 γ_j , 俯仰角是 τ_j . 设目标位置为 $\mathbf{p}_0 = [x_0, y_0, z_0]$, 则有如下线性方程组:

$$\frac{\mathbf{r}_{xj}(\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_j)}{\mathbf{r}_{zj}(\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_j)} = \cos \gamma_j \tan \tau_j, \quad \frac{\mathbf{r}_{yj}(\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_j)}{\mathbf{r}_{zj}(\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_j)} = \sin \gamma_j \tan \tau_j. \quad (12)$$

因此, WiGLoc 要求 AP 数量 $N \geq 2$, 以得到目标位置的唯一最优解.

4 阵列校准

根据式 (10), WiGLoc 需要阵列中各天线的相对位置 $\mathbf{l}_k$ 以计算导向矢量 (steering vector). WiGLoc 采用如图 6 所示的方形天线阵列. 理想情况下, 方形阵列中的天线在二维平面上等间距排布, 相邻天线间的间距为 60 GHz 信号的半波长. 因此, 理论上可以直接计算各天线的位置坐标. 然而, 受到设计和制造限制, 方形阵列在实际使用中存在如下问题.

图 6 (网络版彩图) 物理天线与编码元素对应关系

Figure 6 (Color online) Mapping between physical antennas and coding elements

天线对应关系未知. 如图 6 所示, 天线阵列由 32 根天线组成 (4 根顶点天线不发射信号), WiGig 网卡通过编码本设置天线权重. 在编码本中, 每一个编码项包含 32 个幅度元素 $\{|w_k|\}_{k=1}^{32}$ 和 32 个相位元素 $\{\angle w_k\}_{k=1}^{32}$, 对应特定方向的波束. 商用 WiGig 设备采用预定义的编码本实现不同方向的波束. 然而, 编码项中元素与实际天线的对应关系是未知的.

天线间距未知. 理论上, 阵列中相邻天线间距一般设置为载波信号半波长, 以保证不同天线信号的独立性. 然而, 由于制造精度限制, 实际阵列中的天线间距存在误差. 由于 WiGig 信号的波长仅为 5 mm, 天线间距无法直接精确测量.

天线存在未知相位偏移. 由于排布需求, 阵列中各天线具有不同的电路长度, 因而引入了未知相位偏移. 由于阵列中所有天线与同一射频链路连接, 各天线的相位偏移无法单独测量. 为了校准天线阵列, 我们令 WiGig AP 发送信标, 并使用一台装有喇叭型天线的 60 GHz 软件定义无线电设备^[17] 接收信标并记录 RSS.

为了确认天线对应关系, 我们重新设计编码本, 令 AP 重复发送 32 个信标, 其中第 i 个信标仅使用编码本中第 i 个元素对应的天线, 即将第 i 个幅度元素置为 1, 其余元素置为 0. 然后, 我们使用锡箔纸遮挡天线阵列, 仅在其上开有一个天线大小的空洞. 我们将空洞依次与阵列中各物理天线对齐. 对于每一根与空洞对齐的物理天线, 其发射的信号可到达接收端, 而其他天线的信号因遮挡而衰减, 无法到达接收端. 与此同时, 我们在接收端记录 32 个信标的 RSS, 则其中 RSS 最大的信标对应于该物理天线发射信号的情况. 另一方面, 由该信标的序号可以确定编码项中置为 1 的元素的序号. 由此, 可以建立物理天线和编码项元素的一一对应关系. 图 6 展示了实际测得的方形天线阵列中各天线对应关系. 值得一提的是, 编码项中每 4 个元素一组, 其对应的物理天线是相邻的, 这是因为天线阵列的电路采用二级结构, 编码项中每组 4 个元素对应的物理天线使用同一个一级功率放大器^[26].

为了估计天线间距和天线相位偏移, 我们搭建从 WiGig AP 到软件定义无线电天线的视距链路, 通过调整 AP 姿态, 测量不同 AoD 方向上的信标 RSS, 并按照第 3.1 小节中的方法计算阵列天线的 CSI, 进而反解出天线间距和天线相位偏移. 具体而言, 我们将 AP 固定在二维步进电机上, 这两个电机可分别改变天线阵列的水平角和俯仰角. 假设校准采用的水平角集合为 Γ_c , 俯仰角集合为 Ω_c , 则可得天线间距 δ_a 为

$$\delta_a = \arg \max_{\delta} \sum_{k=1}^K \left| \sum_{\gamma \in \Gamma_c, \tau \in \Omega_c} h_k(\gamma, \tau) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{l}_k(\delta) \cdot \mathbf{e}(\gamma, \tau)} \right|, \quad (13)$$

其中 $h_k(\gamma, \tau)$ 为在水平角 γ 和俯仰角 τ 方向上测得的第 k 根天线的 CSI. $\mathbf{l}_k(\delta)$ 为根据天线间距 δ 计算

图 7 (网络版彩图) (a) WiGig 设备示意; (b) 二维定位实验场景示意; (c) 三维追踪实验场景示意

Figure 7 (Color online) (a) WiGig device; (b) 2D localization scene; (c) 3D tracking scene

图 8 (网络版彩图) 式 (13) 中目标函数值关于天线间距 δ 的变化关系Figure 8 (Color online) Relation between the objective function in (13) and the antenna spacing δ

得到的第 k 根天线的位置. $\mathbf{e}(\gamma, \tau)$ 为根据水平角 γ 和俯仰角 τ 计算得到的 AoD 单位向量. 当 $\delta \rightarrow \delta_a$ 时, 不同 AoD 对应的项 $h_k(\gamma, \tau)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}l_k(\delta)}$ 相位趋于相同, 上式右侧达到最大值. 得到天线间距 δ_a 后, 可进一步计算各天线的相位偏移. 对于第 k 根天线, 其相位偏移 ϵ_k 为

$$\epsilon_k = \angle \left(\sum_{\gamma \in \Gamma_c, \tau \in \Omega_c} h_k(\gamma, \tau) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}l_k(\delta) \cdot \mathbf{e}(\gamma, \tau)} \right). \quad (14)$$

由于天线间距和天线相位偏移不随时间变化, 对于同一型号天线阵列, 上述校准过程仅需进行一次.

5 实验及性能评价

5.1 实验设置

系统实现. WiGLoc 系统包含三台 WiGig 设备, 其中两台为 AP, 一台为客户端. AP 端运行 hostapd, 广播信标. 客户端为 monitor 模式, 监听信标, 并记录各波束的 RSS. 设备在 60.48 GHz 信道通信. WiGLoc 系统使用的 WiGig 设备装有 Qualcomm Atheros QCA9005 网卡, 以及包含 32 根天线元素的阵列. 如图 7(a) 所示, 天线阵列元素按方形排布. 针对该天线阵列, 图 8 展示了式 (13) 中目标函数值关于天线间距 δ 的变化情况. 目标函数在 $\delta = 0.58\lambda$ 时达到最大值, 表明该阵列的天线间距为

图 9 (网络版彩图) (a) AoD 测量总体性能; (b) 距离对 AoD 测量的影响; (c) 水平角对 AoD 测量的影响; (d) 俯仰角对 AoD 测量的影响

Figure 9 (Color online) (a) Overall performance of AoD estimation; (b) impact of distance on AoD estimation; (c) impact of azimuth angle on AoD estimation; (d) impact of elevation angle on AoD estimation

0.58 λ .

实验部署. 我们对 WiGLoc 在二维定位和三维追踪性能进行试验评估. 图 7(b) 展示了二维定位的实验部署示意图. 具体而言, 实验在 $6\text{ m} \times 6\text{ m}$ 的方形区域中进行, 两台 AP 位于定位区域的两个顶点. 客户端真实位置由图中红点标出. AP 和客户端在相同高度. 图 7(c) 展示了三维追踪的实验部署示意图. 具体而言, 实验在长 2 m , 宽 1 m , 高 1 m 的长方体区域中进行, 两台 AP 位于追踪区域边界, 高度为追踪区域的 0.5 m 高度处. 客户端在三维区域内连续运动. 我们设计了包括直线、矩形、圆形、折线、螺旋线等在内的多种路径形状, 并使用 Google Tango 获取客户端连续运动的真实轨迹.

5.2 AoD 估计性能

我们首先分析 WiGLoc 使用单一发射机估计 AoD 的性能. 图 9(a) 展示了 WiGLoc 和基于波束扫描的 AoD 估计方法的误差累计分布. 其中, WiGLoc 的中位数误差为 2.7° , 80% 误差为 5.3° . 与此相比, 基于波束扫描的方法的中位数误差为 5.2° , 80% 误差为 8.5° . WiGLoc 的估计精度优于基于波束扫描的方法的原因是前者具有更高的角度分辨率. 具体而言, IEEE 801.11ad 协议限制了信标中训练波束的数量 (≤ 128), 因此, WiGig 设备用于扫描的波束的分辨率有限. 为了覆盖三维空间, 我们设计的训练波束的水平角间隔为 22.5° , 垂直角间隔为 6° , 极大地限制了波束的角度分辨率. 与此相比, WiGLoc 可以获得各天线 CSI, 角度分辨率仅受限于天线阵列尺寸. 此外, WiGLoc 采用了 MUSIC 算法估计 AoD, 进一步提高了角度分辨率.

图 9(b) 展示了收发设备距离对 AoD 估计精度的影响. 当收发设备间距离较大时, 设备的高度差对结果影响较小. 因此, 该实验仅考虑平行于水平面 (即 AP 的 $X-Z$ 平面) 的角度估计精度. 当接收机距发射机 1 m 时, AoD 估计误差较大. 随着收发设备距离增大, AoD 估计误差减小并趋于稳定. 通

图 10 (网络版彩图) (a) 三维追踪总体性能; (b) 三维追踪示例; (c) 二维定位总体性能; (d) 位置对二维定位的影响

Figure 10 (Color online) (a) Overall performance of 3D tracking; (b) example of 3D tracking; (c) overall performance of 2D localization; (d) impact of location on 2D localization

过检查实验数据, 我们发现当收发设备距离较近时, 接收端收集的 RSS 趋于饱和, 信号变化幅度减小, 测量误差对 AoD 估计结果的影响增大, 从而导致估计误差较大.

图 9(c) 和 (d) 分别展示了收发设备的相对方位 (即水平角和俯仰角) 对 AoD 估计精度的影响. 一方面, 如图 9(c) 所示, AoD 估计误差关于水平角变化不明显, 说明 WiGLoc 沿不同水平方位的性能一致. 另一方面, 如图 9(d) 所示, AoD 估计误差随俯仰角的增大而增大, 这与矩形天线阵列的角度分辨率随俯仰角增大而增大的规律是一致的.

5.3 定位追踪性能

我们对 WiGLoc 和波束扫描方法的三维追踪性能进行比较. 对于波束扫描方法, 我们设计了编码本, 令信标波束水平角间隔 22.5° 取值, 范围为 $0^\circ \sim 337.5^\circ$, 俯仰角间隔 6° 取值, 为 $3^\circ \sim 45^\circ$. 共产生 128 个波束. 图 10(a) 展示了使用两种方法进行三维追踪的累计误差分布. 其中, WiGLoc 的中位数追踪误差为 6 cm, 80% 误差为 12 cm. 与此相比, 波束扫描方法的中位数追踪误差为 11 cm, 80% 误差为 18 cm. 由此可见, 得益于各天线 CSI 的计算, WiGLoc 能够获得更精确的 AoD 估计值, 进而得到更精确的追踪结果. 图 10(b) 展示了 WiGLoc 三维追踪的示例. 其中, 客户端沿螺旋线从高向低运动, 红色曲线为 WiGLoc 追踪结果, 蓝色曲线为 Google Tango 得到的真实路径, 两者基本重合, 说明 WiGLoc 能够准确追踪客户端在三维空间中的位置.

在实际应用场景中, 当定位范围较大时, 设备间高度差别对定位结果的影响可以忽略不计. 因此, 我们进一步验证了 WiGLoc 在较大区域内二维定位的性能. 同样地, 我们对比了 WiGLoc 和波束扫描方法的性能. 对于波束扫描方法, 我们设计了编码本, 令波束在水平面内扫描, 波束与天线阵列 X 方向夹角为 $45^\circ \sim 135^\circ$, 扫描间隔为 1° , 即共 91 个波束. 图 10(c) 展示了使用两种方法进行二维定位的

图 11 (网络版彩图) (a) 天线数量对定位的影响; (b) 参考波束方向对定位的影响

Figure 11 (Color online) (a) Impact of number of antennas on localization; (b) impact of beam direction on localization

累计误差分布. 其中, WiGLoc 的中位数定位误差为 27 cm, 80% 误差为 44 cm. 而波束扫描方法的中位数误差 38 cm, 80% 误差为 61 cm. 尽管在二维定位中波束成型方法采用的波束比三维追踪中更密集, 该方法受限于天线阵列尺寸本身的分辨率. 与此相比, WiGLoc 方法采用 MUSIC 算法获得了分辨率更高的 AoD 估计, 其定位结果更精确. 图 10(d) 进一步展示了 WiGLoc 定位误差关于位置的分布, 其中两台 AP 分别在 (0,0) 和 (6,0) 位置. 由图可见, 当客户端位于定位区域中心时, 定位误差最小, 此时两台 AP 的 AoD 均接近 90° , 分辨率最大; 当客户端靠近定位区域边缘, 特别是顶点时, 定位误差较大, 此时其中一台 AP 的 AoD 偏离 90° , 分辨率减小. 定位误差结果与 AoD 估计误差结果的变化相一致.

5.4 参考波束对定位性能的影响

WiGLoc 需要参考波束以估计各天线相对 CSI, 我们进一步研究参考波束选取对 WiGLoc 定位性能的影响. 图 11(a) 展示了参考波束使用天线数量对定位精度的影响. 具体而言, 我们控制参考波束方向为阵列 Z 方向, 即水平角和俯仰角方向均为 0° . 同时, 我们调整参考波束开启天线的数量, 调整范围为 8 ~ 32, 调整步长为 4. 当开启天线数量小于 8 时, 信标 RSS 过低, 通信链路受到影响, 一部分波束无法被客户端接收到, 系统无法正常工作, 因此未包含在实验中. 实验结果表明, 在开启天线数量不少于 8, 通信链路正常工作的条件下, WiGLoc 定位误差随着天线数量增加而缓慢增大. 其原因有二, 当天线数量增加时, 第一, 参考波束宽度变窄, 当客户端位于波束外区域时 RSS 减弱. 第二, 当客户端靠近 AP 时, 接收阵列更易饱和, 不同波束间 RSS 的区分度减小. 上述两种情况都会导致 CSI 估计误差增大, 使得定位精度下降. 实验表明, 参考波束使用天线数需要根据定位区域调整, 在覆盖定位区域的情况下尽可能减少天线数量. 图 11(b) 展示了参考波束方向对定位精度的影响. 具体而言, 我们设置参考波束使用天线数量为 16, 调整参考波束方向位于水平面内, 且与阵列 X 方向夹角范围为 $45^\circ \sim 135^\circ$, 波束方向间隔为 15° . 实验结果表明, WiGLoc 定位误差随波束方向变化不大. 其主要原因是, 当参考波束天线数较少, 但不影响通信链路正常工作时, 波束较宽, 即使朝向不同方向, 也可以覆盖定位区域. 上述实验验证了影响 WiGLoc 系统性能的主要因素是参考波束使用的天线数量. 在仅考虑参考波束使用天线数量的条件下, 系统实际部署中的测试成本可以得到显著降低.

6 讨论与未来工作

任意结构天线阵列校准. WiGLoc 使用并校准了方形天线阵列. 除了方形天线阵列外, WiGig 设

备可能采用其他不规则结构的天线阵列^[24]. 理论上, WiGLoc 采用的天线阵列校准方法可以扩展到任意结构天线阵列. 尽管式 (13) 仅对方形阵列的天线间距进行估计, 其本质上可用于测定阵列中任一天线相对于参考天线的位置. 具体而言, 假设参考天线位于原点, 则第 k 根天线的位置为

$$l_k = \arg \max_l \left| \sum_{\gamma \in \Gamma_c, \tau \in \Omega_c} h_k(\gamma, \tau) h_0^*(\gamma, \tau) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} l \cdot e(\gamma, \tau)} \right|, \quad (15)$$

其中 h_k 和 h_0 分别为第 k 根天线和参考天线的 CSI. 增大用于校准的水平角集合 Γ_c 和俯仰角集合 Ω_c , 可以提高校准精度.

基于 AoA 的客户端姿态估计. WiGLoc 仅使用 AP 的 AoD 对客户端定位. 利用 AP 和客户端的位置信息, 可以得到无线信号在全局坐标系下的传播方向. 在此基础上, 进一步利用客户端的 AoA, 可以估计客户端在全局坐标系下的姿态. 客户端姿态作为新维度的信息, 可应用于行为识别、智能家居和人机交互等应用中. 然而, 在实际 AP 波束扫描的过程中, 客户端采用固定波束 (例如全向波束), 因而无法获得客户端天线 CSI 并估计 AoA. 幸运的是, WiGig 链路建立过程同样需要客户端进行波束扫描, 以完成 AP 和客户端的波束匹配^[27]. 因此, 可利用客户端波束扫描的 RSS, 估计客户端的 AoD. 根据信道互易性, 此即为 AP 波束扫描过程中客户端的 AoA.

基于 ToF 的单 AP 定位. 除了角度信息外, WiGig 还提供了 ToF 信息. 具体而言, IEEE 802.11ad 协议实现了精确时间测量 (fine timing measurement, FTM), 可以达到 0.1 ns 的测量精度^[27], 对应于 3 cm 的距离精度. 同时利用 AoD 和 ToF, 可以实现基于单 AP 的目标定位. 该方法不需要多 AP 间的协同测量和数据收集, 有效降低了定位系统的部署复杂度. 我们将基于 ToF 的单 AP 定位方法作为未来研究工作.

非视距条件下的定位. WiGLoc 采用多 AP 的 AoD 定位客户端, 要求这些 AP 和目标客户端之间存在视距路径. 当某个 AP 和客户端间仅存在非视距路径信号时, WiGLoc 会错误地将该路径的 AoD 用于客户端定位, 导致定位误差增大. 在实际部署中, 可以通过增加 AP 数量的方法以保证客户端始终和某些 AP 间存在视距路径, 然后通过这些 AP 的定位一致性滤除错误的定位结果^[13]. 具体而言, WiGLoc 可以通过环境中任意两个 AP 对客户端进行定位. 其中, 由存在视距路径的 AP 得到的定位结果聚集在真实位置附近; 而其他定位结果则更为分散. 因此, WiGLoc 可以通过对定位结果聚类, 得到较为准确的定位结果.

7 相关工作

本文工作属于无线定位领域. 目前, 主流无线定位工作主要使用微波信号, 如 Wi-Fi^[28~30]、蓝牙^[31,32]、ZigBee^[33] 等. 根据目标是否携带设备, 这些工作可分为主动式和被动式定位技术. 主动式定位技术要求目标携带无线设备, 发送或接受信号, 定位系统通过处理无线信号特征, 对无线设备进行定位. 按照信号处理方式, 定位技术可以分为基于指纹的定位^[10,34] 和基于参数的定位^[11,12]. 其中, 基于指纹的定位方法最早出现在 2000 年发表的 RADAR^[35]. 其基本原理是利用无线信号在不同位置上的空间差异性, 将无线信号作为位置的指纹特征, 从而实现定位. 尽管基于指纹的定位方法原理简单, 但这类方法存在诸多局限性: 第一, 缺少描述多径环境的底层理论模型, 不能保证指纹作为位置特征的唯一性; 第二, 信号指纹随环境变化发生改变, 在较长时间尺度下指纹可能失效; 第三, 指纹需要人工现场勘测, 耗时费力. 基于参数的定位方法则根据无线信号参数, 如 AoA/AoD^[1,11,28,29,36], ToF^[12,13,30] 等, 计算目标设备相对于多个参考设备的距离、角度的相对位置信息, 然后根据几何关系

约束确定目标设备位置. 对于基于 AoA/AoD 的定位方法, 设备天线数与 AoA/AoD 分辨率成正比, 进而影响定位精度. ArrayTrack^[11] 使用专用多天线设备实现 AoA 高精度测量. 然而, 受到天线数 (≤ 3) 的限制, 常见 Wi-Fi 设备天线数有限, 无法区分两条以上的多径信号. Ubicarse^[37] 利用陀螺仪实时获取手机姿态, 通过转动手机形成合成孔径雷达 (synthetic aperture array, SAR), 增大天线阵列尺寸, 提高对多径信号的区分能力和定位精度. Phaser^[28] 则通过融合多个 Wi-Fi 网卡, 校准网卡间的相位偏差, 增加天线数, 提高 AoA 测量精度. 对于基于 ToF 的定位方法, 信道带宽与 ToF 分辨率成正比, 进而影响定位精度. 由于 ISM 频段较窄, 该频段信道带宽较小, ToF 的测量分辨率有限, 无法提供精确的测距结果. 已有工作^[12,30] 通过拼接多个 Wi-Fi 信道增加带宽, 提高测距和定位精度. 为了达到实用的定位精度, 上述工作均需引入额外的信号处理操作, 不适用于标准 Wi-Fi 通信协议. 受硬件限制, Wi-Fi 设备无法进行高精度单一参数测量, 以满足定位要求. 部分工作^[2,3] 对多参数进行联合估计, 扩展信号参数空间, 提高参数测量分辨率. SpotFi^[2] 对 CSI 进行去噪和平滑处理, 同时估计多径信号相对 ToF 和 AoA, 利用 ToF 确定视距路径信号, 再利用多个参考点的 AoA 对目标定位. MonoLoco^[36] 进一步测量了多径信号的 AoD, 利用 AoA 和 AoD 确定收发端间的多径结构, 再通过多径间的相对 ToF 确定收发端距离, 实现基于单一参考点的定位. WiCapture^[3] 在目标运动情况下连续测量 CSI, 同时估计目标 AoD 和连续位移, 实现厘米级目标追踪.

被动式定位技术则在目标用户未持有无线通信设备的情况下, 通过对目标作用的信号进行测量实现定位. 由于无线通信设备收发端缺少时钟同步, CSI 中包含多种相位偏差, 相位无法直接使用. 早期工作一般使用 RSS, 利用目标对无线链路的遮挡效应定位目标^[38,39]. 射频层析成像 (radio tomography imaging, RTI) 技术^[38] 在监控范围周围部署大量无线传感设备, 通过测量和识别具有强度低、方差大的 RSS 的遮挡区域实现对目标的定位. 遮挡模型仅考虑视距路径信号, 为了克服多径效应, LiFS^[39] 进一步使用 CSI, 从多子载波中选取受多径效应影响较小的子载波, 以提高遮挡模型定位精度. 基于信号遮挡模型的定位方法一般需要在环境中密集部署大量设备, 且要求所有设备协同工作, 部署难度较高, 开销较大. 随着对 CSI 相位结构和相位偏差特性的研究逐渐深入, 一些工作利用目标对无线信号的反射效应, 估计目标反射信号参数, 实现对目标的精确追踪. DynamicMusic^[40] 观察到运动目标反射信号和静态环境信号相关性降低, 采用 MUSIC 算法估计运动目标反射路径的 AoA, 进而确定目标位置. Widar^[41] 利用目标运动产生 DFS 的特性, 利用高通滤波去除静止信号, 利用剩余部分估计 DFS, 用于目标追踪. Widar2.0^[42] 则对目标反射信号进行多维参数联合估计, 实现基于单链路的被动追踪. 基于信号反射模型的定位方法只需要少量设备, 但是要求目标运动产生多普勒 (Doppler) 效应, 无法应用于目标静止的情况.

随着毫米波通信技术的发展, 基于毫米波信号的定位技术研究逐步加深. 与微波信号相比, 毫米波信号频率极高, 路径损耗较大, 且易受障碍物遮挡. 为了克服上述困难, 毫米波通信设备采用天线阵列形成高度定向可调的脉冲, 提高定向 RSS, 利用信号反射绕过障碍物. 因此, 毫米波设备天然具有较高的角度分辨率, 易区分多径信号. 已有工作^[20~23] 利用该特性, 实现了基于 AoD/AoA 的定位技术. Ulysses^[43] 在移动设备上搭载 WiGig 设备, 利用设备波束成型特性识别环境中的反射物, 利用反射信号 AoD 和 AoA 对反射物定位, 进而实现对移动设备的导航. Rasekh 等^[44] 分析了基于波束图的 AoD 估计方法的性能. Bielsa 等^[20] 考虑了室内多径效应和天线阵列波束图不规则的现象, 计算满足 RSS 约束条件的最优发射信号 AoD, 进而对发射端定位. mmWaveLoc^[23] 进一步利用 WiGig 设备的 ToF 信息, 实现了基于单参考点的主动式定位. 然而, 基于波束图和 RSS 的定位方法受限于设备波束成型分辨率, 定位精度有限. EMI^[17] 利用软件无线电设备获取毫米波信号幅度和相位信息, 通过调整天线权重形成不同波束, 恢复阵列天线 CSI, 进而估计信号 AoA/AoD, 实现对环境中主要反射物的定位. 然

而,商用 WiGig 仅提供天线阵列波束图和 RSS 数据,缺少信号相位信息,上述方法无法直接应用.与上述工作相比,本文工作在商用 WiGig 设备上,恢复阵列天线 CSI,校准商用天线阵列,改进 AoD 测量精度,实现高精度被动式定位.

8 总结

本文提出了基于 AoD 的商业 WiGig 设备定位系统 WiGLoc. 我们利用了 WiGig 设备天线阵列大,角度分辨率高的特性实现高精度定位.与已有基于模拟波束成型方法相比,本文首先设计编码本,利用信标 RSS 信息估计 AP 端天线阵列中各天线 CSI;然后应用 MUSIC 算法获得高分辨率 AoD,对目标进行定位.为了获得天线阵列信息,本文对商用 WiGig 设备的天线阵列进行校准,确认天线对应关系,估计天线间距,消除天线未知相位偏移.实验结果表明,WiGLoc 平均三维追踪精度达到了 6 cm,平均二维定位精度达到了 27 cm,显著优于基于波束成型的方法.

参考文献

- 1 Sen S, Kim D, Laroche S, et al. Bringing CUPID indoor positioning system to practice. In: Proceedings of the International Conference on World Wide Web (WWW), Florence, 2015. 938–948
- 2 Kotaru M, Joshi K, Bharadia D, et al. Spotfi: decimeter level localization using wifi. In: Proceedings of the ACM Conference on Special Interest Group on Data Communication, London, 2015. 269–282
- 3 Kotaru M, Katti S. Position tracking for virtual reality using commodity wifi. In: Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), Honolulu, 2017. 68–78
- 4 Gerstweiler G, Vonach E, Kaufmann H. HyMoTrack: a mobile AR navigation system for complex indoor environments. *Sensors*, 2016, 16: 17
- 5 Shangguan L, Yang Z, Liu A X, et al. STPP: spatial-temporal phase profiling-based method for relative RFID tag localization. *IEEE/ACM Trans Netwo*, 2017, 25: 596–609
- 6 Ma Y, Selby N, Adib F. Drone relays for battery-free networks. In: Proceedings of the Conference of the ACM Special Interest Group on Data Communication, Los Angeles, 2017. 335–347
- 7 Zheng Y, Shen G, Li L, et al. Travi-navi: self-deployable indoor navigation system. *IEEE/ACM Trans Netw*, 2017, 25: 2655–2669
- 8 Zhang L, Liu K, Jiang Y, et al. Montage: combine frames with movement continuity for realtime multi-user tracking. *IEEE Trans Mobile Comput*, 2017, 16: 1019–1031
- 9 Yang Z, Wu C, Liu Y. Locating in fingerprint space: wireless indoor localization with little human intervention. In: Proceedings of the 18th annual international conference on Mobile computing and networking, Istanbul, 2012. 269–280
- 10 Sen S, Radunovic B, Choudhury R R, et al. You are facing the Mona Lisa: spot localization using PHY layer information. In: Proceedings of the 10th International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services, Low Wood Bay, 2012. 183–196
- 11 Xiong J, Jamieson K. Arraytrack: a fine-grained indoor location system. In: Proceedings of the 10th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation, Lombard, 2013. 71–84
- 12 Xie Y, Li Z, Li M. Precise power delay profiling with commodity Wi-Fi. In: Proceedings of the Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom), Paris, 2015. 53–64
- 13 Xiong J, Sundaresan K, Jamieson K. ToneTrack: leveraging frequency-agile radios for time-based indoor wireless localization. In: Proceedings of the Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom), Paris, 2015. 537–549
- 14 Wei T, Zhang X. Pose information assisted 60 GHz networks: towards seamless coverage and mobility support. In: Proceedings of the 23rd Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom), Snowbird, 2017. 42–55

- 15 Sur S, Pefkianakis I, Zhang X, et al. WiFi-assisted 60 GHz wireless networks. In: Proceedings of the 23rd Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, Snowbird, 2017. 28–41
- 16 Zhu Y, Zhang Z, Marzi Z, et al. Demystifying 60 GHz outdoor picocells. In: Proceedings of the Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, Maui, 2014. 5–16
- 17 Wei T, Zhou A, Zhang X. Facilitating robust 60 GHz network deployment by sensing ambient reflectors. In: Proceedings of the 14th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI), Boston, 2017. 213–226
- 18 Wei T, Zhang X. mTrack: high-precision passive tracking using millimeter wave radios. In: Proceedings of the 21st Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom), Paris, 2015. 117–129
- 19 Zhu Y, Zhu Y, Zhao Y, et al. Reusing 60 GHz radios for mobile radar imaging. In: Proceedings of the 21st Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom), Paris, 2015. 103–116
- 20 Bielsa G, Palacios J, Loch A, et al. Indoor localization using commercial off-the-shelf 60 GHz access points. In: Proceedings of 2018 IEEE Conference on Computer Communications (INFOCOM), Honolulu, 2018. 2384–2392
- 21 Loch A, Assasa H, Palacios J, et al. Zero overhead device tracking in 60 GHz wireless networks using multi-lobe beam patterns. In: Proceedings of the 13th International Conference on emerging Networking EXperiments and Technologies (CoNEXT), Seoul, 2017. 224–237
- 22 Palacios J, Casari P, Widmer J. JADE: zero-knowledge device localization and environment mapping for millimeter wave systems. In: Proceedings of 2017 IEEE Conference on Computer Communications (INFOCOM), Atlanta, 2017. 1–9
- 23 Pefkianakis I, Kim K H. Accurate 3D localization for 60 GHz networks. In: Proceedings of the 16th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys), Shenzhen, 2018. 120–131
- 24 Palacios J, Steinmetzer D, Loch A, et al. Adaptive codebook optimization for beam training on off-the-shelf IEEE 802.11 ad devices. In: Proceedings of the 24th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom), New Delhi, 2018. 241–255
- 25 Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. *Proc IEEE*, 1969, 57: 1408–1418
- 26 Kibaroglu K, Sayginer M, Rebeiz G M. A low-cost scalable 32-element 28-GHz phased array transceiver for 5G communication links based on a 2×2 beamformer flip-chip unit cell. *IEEE J Solid-State Circ*, 2018, 53: 1260–1274
- 27 IEEE Standards Association. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. *IEEE Std 802.11ad-2012*. 2016. <https://standards.ieee.org/standard/802.11ad-2012.html>
- 28 Gjengset J, Xiong J, McPhillips G, et al. Phaser: enabling phased array signal processing on commodity WiFi access points. In: Proceedings of the 9th ACM International Workshop on Wireless Network Testbeds, Experimental Evaluation and Characterization (MobiCom), Maui, 2014. 153–164
- 29 Joshi K, Hong S, Katti S. Pinpoint: localizing interfering radios. In: Proceedings of 10th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI), Lombard, 2013. 241–253
- 30 Vasisht D, Kumar S, Katabi D. Decimeter-level localization with a single WiFi access point. In: Proceedings of the 13th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI), Santa Clara, 2016. 165–178
- 31 Zhuang Y, Yang J, Li Y, et al. Smartphone-based indoor localization with bluetooth low energy beacons. *Sensors*, 2016, 16: 596
- 32 Ayyalasomayajula R, Vasisht D, Bharadia D. BLoc: CSI-based accurate localization for BLE tags. In: Proceedings of the 14th International Conference on emerging Networking EXperiments and Technologies (CoNEXT), Crete, 2018. 126–138
- 33 Blumenthal J, Grossmann R, Golatowski F, et al. Weighted centroid localization in zigbee-based sensor networks. In: Proceedings of the International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (IS-PACS), Xiamen, 2007. 1–6
- 34 Youssef M, Agrawala A. The horus wlan location determination system. In: Proceedings of the 3rd International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services (MobiSys), Seattle, 2005. 205–218
- 35 Bahl P, Padmanabhan V N. Radar: an in-building rf-based user location and tracking system. In: Proceedings of 2019 IEEE Conference on Computer Communications (INFOCOM), San Diego, 2000
- 36 Soltanaghaei E, Kalyanaraman A, Whitehouse K. Multipath triangulation: decimeter-level WiFi localization and orientation with a single unaided receiver. In: Proceedings of the 16th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services (MobiSys), Munich, 2018. 376–388

- 37 Kumar S, Gil S, Katabi D, et al. Accurate indoor localization with zero start-up cost. In: Proceedings of the 20th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, 2014. 483–494
- 38 Wilson J, Patwari N. Radio tomographic imaging with wireless networks. *IEEE Trans Mobile Comput*, 2010, 9: 621–632
- 39 Wang J, Jiang H, Xiong J, et al. LiFS: low human-effort, device-free localization with fine-grained subcarrier information. In: Proceedings of the Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, New York, 2016. 243–256
- 40 Li X, Li S, Zhang D, et al. Dynamic-music: accurate device-free indoor localization. In: Proceedings of the 2016 ACM International Joint Conference on Pervasive and Ubiquitous Computing (UbiComp), Heidelberg, 2016. 196–207
- 41 Li X, Zhang D, Lv Q, et al. IndoTrack: device-free indoor human tracking with commodity Wi-Fi. In: Proceedings of the ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies (IMWUT), Maui, 2017. 72
- 42 Qian K, Wu C, Zhang Y, et al. Widar2.0: passive human tracking with a single WiFi link. In: Proceedings of the 16th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services (MobiSys), 2018. 350–361
- 43 Zhu Y, Yao Y, Zhao B Y, et al. Object recognition and navigation using a single networking device. In: Proceedings of the 15th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services (MobiSys), Niagara Fall, 2017. 265–277
- 44 Rasekh M E, Marzi Z, Zhu Y, et al. Noncoherent mmWave path tracking. In: Proceedings of the 18th International Workshop on Mobile Computing Systems and Applications (HotMobile), Sonoma, 2017. 13–18

AoD-based localization with cots millimeter-wave devices

Kun QIAN¹, Xinyu ZHANG², Zheng YANG^{1*} & Yunhao LIU^{1,3}

1. *School of Software, Tsinghua University, Beijing 100084, China;*

2. *Department of Electrical and Computer Engineering, University of California San Diego, San Diego 92093, USA;*

3. *Department of Computer Science and Engineering, Michigan State University, Lansing 48824, USA*

* Corresponding author. E-mail: hmilyyz@gmail.com

Abstract Radio frequency-based localization techniques have undergone rapid development in recent years. However, existing localization systems on commercial Wi-Fi devices are either impractical or inaccurate. The newly emerging WiGig devices use millimeter-wave signals to communicate. As they have much more antennas than Wi-Fi devices, and they also have a higher angular resolution. However, because of cost limitations, commercial WiGig devices use analog beamforming, and the channel response of each antenna is unavailable. In this work, we propose WiGLOC, a system for WiGig devices that provides accurate localization. To achieve this goal, we model the RSS of the antenna array, from which the CSIs of individual antennas are recovered. Then, the antenna array is calibrated, and the array geometry is obtained. WiGLOC estimates AoDs from WiGig APs to the target with antenna CSIs and array geometry to localize the target. Experimental results show that the average 3D tracking and 2D localization errors of WiGLOC are only 6 and 27 cm, respectively; whereas those of the state-of-the-art beamforming approach are 11 and 44 cm, respectively.

Keywords indoor localization, wireless sensing, millimeter wave, array calibration, channel state information

Kun QIAN was born in 1991. He received his Ph.D. degree in Software Engineering from Tsinghua University, Beijing, in 2019. He is currently a post-doctoral researcher with the Department of Electrical and Computer Engineering, University of California, San Diego. His research interests include wireless sensing and indoor localization.

Xinyu ZHANG was born in 1984. He received his Ph.D. degree in Computer Science and Engineering from the University of Michigan, Ann Arbor, in 2012. He was an assistant professor in the University of Wisconsin-Madison from 2012 to 2017. Currently, he is an associate professor in the Department of Electrical and Computer Engineering, University of California, San Diego. His research interests include wireless systems and ubiquitous computing.

Zheng YANG was born in 1983. He received his Ph.D. degree in Electronic and Computer Engineering from the Hong Kong University of Science and Technology, Hong Kong, in 2010. Currently, he is an associate professor in the School of Software, Tsinghua University. His main research interests include wireless ad-hoc/sensor networks and mobile computing.

Yunhao LIU was born in 1971. He received his Ph.D. degree in Computer Science and Engineering from Michigan State University, East Lansing, in 2004. Currently, he is the foundation professor and chairperson of the Department of Computer Science and Engineering, Michigan State University, and he holds a Chang Jiang Chair Professorship (No Pay Leave) at Tsinghua University. His research interests include wireless sensor networks, peer-to-peer computing, and pervasive computing.