

# 基于分布式 MIMO 网络的室内终端单站定位技术

李泽<sup>1</sup>, 邹建<sup>2</sup>, 黄曾<sup>2</sup>, 田增山<sup>2</sup>

(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:** 针对分布式 MIMO 网络中的终端定位问题, 提出了基于分布式 MIMO 网络的室内终端单站定位系统。首先, 将接入点天线布置在室内不同的位置, 并利用压缩感知算法对终端每个天线上接收路径的离开角 (AoD) 和飞行时间 (ToF) 进行估计; 其次, 联合多个路径的 AoD 和 ToF 建立非线性定位模型, 并利用一种改进的 Levenberg-Marquardt 算法进行求解; 再次, 理论分析了定位误差的影响因素以及给出了天线布局的理论依据; 最后, 利用电磁仿真软件和软件无线电平台进行了仿真和实测验证, 仿真和实测结果表明, 所提定位系统的性能优于现有基于自然多径辅助的单站定位系统。

**关键词:** 室内定位; 离开角; 飞行时间; 分布式 MIMO

**中图分类号:** TN92

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2023237

## Indoor terminal localization technology using a single access point based on distributed MIMO networks

LI Ze<sup>1</sup>, ZOU Jian<sup>2</sup>, HUANG Zeng<sup>2</sup>, TIAN Zengshan<sup>2</sup>

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 Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

**Abstract:** Regarding the terminal localization in distributed MIMO networks, an indoor terminal localization system using a single access point (AP) based on distributed MIMO networks was proposed. Firstly, the AP's antennas were arranged at different locations in the room, and the compressed sensing algorithm was used to estimate the angle of departure (AoD) and time of flight (ToF) of the receiving path on each antenna of the terminal device. Secondly, AoDs and ToFs of multiple paths were combined to establish a nonlinear localization model, and an improved Levenberg-Marquardt algorithm was used to solve the problem. Then, theoretical analysis has been examined for the factors that influence the localization error, and the criteria for the antenna layout was provided. Finally, electromagnetic simulation software was used to build simulation environment and conducted the simulation for system verification. Moreover, software-defined radio platforms were used to conduct practical tests. Both simulation and experimental results indicate that the performance of the proposed localization system is superior to existing single-AP localization systems based on natural multipath.

**Keywords:** indoor localization, angle of departure, time of flight, distributed MIMO

## 0 引言

随着经济社会的发展, 人们对位置信息的需

求与日俱增, 位置信息在各行各业都发挥着重要的作用<sup>[1]</sup>。同时, 通信感知一体化技术的飞速发展促进了基于通信网络定位技术的发展, 通信网络

收稿日期: 2023-06-25; 修回日期: 2023-09-15

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.92267106); 重庆市自然科学基金博士后科学基金资助项目 (No.CSTB2023NSCQ-BHX0160)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.92267106), The Natural Science Foundation-Postdoctoral Science Foundation Project of Chongqing (No.CSTB2023NSCQ-BHX0160)

不但要实现高速的通信,还要具备高精度的感知和定位能力<sup>[2-3]</sup>。在以单站通信为主的室内场景中,基于单站的定位比基于多站协同的定位更容易实施和部署<sup>[4]</sup>。但是,基于单站的定位技术面临收发异步、定位精度低等技术难题。根据定位所使用信号链路方向的不同,可以将定位分为基于网络的定位和基于终端的定位<sup>[5]</sup>。此外,现有的定位系统主要是基于网络的定位,会带来位置隐私泄露及增加网络复杂度的问题<sup>[6]</sup>。因此,研究室内终端单站定位技术有着重要意义。

从现有文献来看,终端定位系统主要利用了接收信号强度(RSS, received signal strength)<sup>[7]</sup>和惯性传感器<sup>[8]</sup>。基于RSS指纹的定位技术研究最广泛,其首先需要终端扫描接入点(AP, access point)发射信号的RSS,然后利用学习算法进行位置匹配。然而,该方法的定位精度较低,主要原因是RSS观测的粒度比较大且容易受到多径的影响<sup>[9]</sup>。针对指纹定位技术中RSS出现尖锐噪声的问题,文献[10]提出了一种基于鲁棒性特征提取的参考点环面交集定位算法,离线阶段使用鲁棒主成分分析算法对数据进行训练,在线阶段利用RSS构建AP的参考点环面并匹配目标邻近的参考点,最后利用加权邻近算法实现定位。此外,文献[10]还提出了基于非均匀量化的接收信号强度指示(RSSI)信息熵的AP选择算法,利用信息熵进行位置加权进一步提升定位精度。近年来,基于信道状态信息(CSI, channel state information)指纹<sup>[11]</sup>的定位方法也逐渐发展。虽然定位精度比基于RSS指纹定位方法的精度高,但是该方法仍然需要消耗大量的时间和人力采集指纹数据库。针对指纹定位系统开销大及定位精度随时间推移而急剧下降的问题,文献[12]提出一种基于关系迁移的指纹定位系统,利用矩阵相似性算法实现了样本分类。此外,文献[12]通过人工神经网络得到指纹随时间变化的关系,并利用这种关系对CSI指纹数据库进行更新。最后,为了进一步提升经迁移学习得到指纹的可分性,又提出了加权可迁移判别维数降低方法。基于惯性传感器的定位技术主要利用陀螺仪、加速度计以及磁力计九轴传感器计算终端的运动方向和速度,然后利用递推算法计算每个时刻的位置。然而,这种方法的定位误差会随着时间累积<sup>[13-14]</sup>。随着正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)调制技术和多输入多输出(MIMO, multiple input multiple output)多天线技术的发展及其在通信网络中的应用,到达角(AoA,

angle of arrival)和飞行时间(ToF, time of flight)等无线信号参数可以被精确估计,为实现高精度定位提供了机遇。例如,文献[15-16]基于MIMO网络实现了终端的米级单站定位,该类技术通过自然的反射路径构建多径三角形实现对终端的定位,需要估计多径信号的AoA、ToF以及离开角(AoD, angle of departure)。文献[17]基于IEEE 802.11协议提出了基于到达时间差(TDoA, time difference of arrival)和AoA的定位系统,提出了一种基于二维矩阵束的时延和AoA联合估计算法,然后提出了一种基于AoA和TDoA混合参数的加权定位算法,实验结果表明,该算法可以有效降低时间复杂度,并且实际测试结果表明该系统可以达到较高的定位精度。文献[18]利用克拉美罗界研究了目标与AP之间相对位置、阵列方向、障碍物和路径损耗对定位误差的影响,在此基础上对AP选择问题进行了建模,并利用凸松弛技术对该问题进行求解,此外,还研究了阵列朝向对定位精度的影响,并提出了一种天线朝向和部署优化方案,实验结果表明,通过AP布局和天线布局的设计可以有效提升定位精度。此外,基于自然多径的定位系统解决了相位误差对ToF估计的影响。在实际的网络中,相位误差主要是由收发之间时钟不同步造成的<sup>[19-20]</sup>,其主要包括采样定时偏移(STO, sampling timing offset)、包检测时延(PDD, packet detection delay)以及采样频率偏移(SFO, sampling frequency offset)。尽管基于自然多径的MIMO终端单站定位方案已经能够取得分米级的定位精度,然而由于室内环境的多样性和复杂性,终端不是总能接收到适合定位的反射路径。

近年来,分布式MIMO通信系统的发展为实现高精度室内定位提供了可能<sup>[21-24]</sup>。相比于传统的MIMO通信系统,分布式MIMO系统中的AP可以同时与多个终端进行通信,并且彼此之间不会受到干扰,因此可以极大地提升通信速率。分布式MIMO系统的特殊结构也为实现高精度的终端定位提供了机遇。为此,本文提出了基于分布式MIMO网络的室内终端单站定位系统。首先,将AP上的MIMO天线放置在室内不同位置上接收多径信号,并提取每个天线上得到的CSI数据;其次,利用正交匹配追踪(OMP, orthogonal matching pursuit)算法进行AoD和ToF的联合估计,该算法可以减小路径之间的相互干扰;再次,构建了基于AoD和ToF的非线性定位模型,并提出一种改进的莱文贝格-马夸特(LM, Levenberg-Marquardt)算法对模型进行求解;然后,本

文还分析了天线布局对定位精度的影响,并推导了对应的关系表达式;最后,本文利用电磁仿真软件对系统进行了仿真验证,并利用软件无线电平台搭建了定位系统。真实环境下的实验结果表明,所提定位系统在使用单个 CSI 包时的中值定位误差为 0.42 m。该定位技术可以广泛应用于室内导航、工厂管理等领域。

## 1 系统设计

本文提出的基于分布式 MIMO 网络的室内终端单站定位系统如图 1 所示。首先,将 AP 所有射频通道对应的天线部署在室内不同的位置上;然后,从接收机上提取 OFDM 信号的 CSI,并利用通道校正算法对 CSI 数据进行校正;其次,使用校正后的 CSI 数据进行 OMP 二维参数联合估计;再次,对多次参数的估计结果进行聚类,并提取出用于定位的路径;最后,利用 AoD 和 ToF 构建非线性定位模型,并利用改进的 LM 算法对模型进行求解。

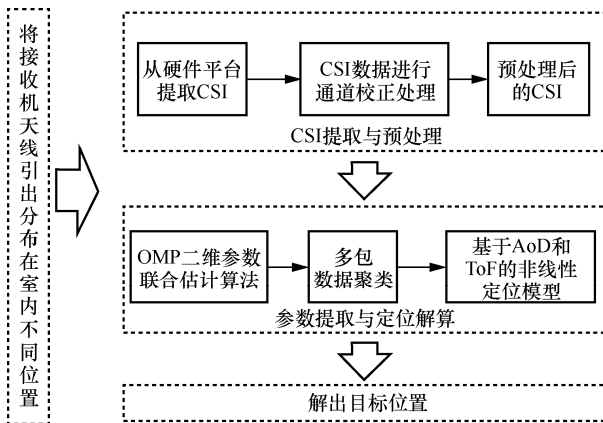


图 1 基于分布式 MIMO 网络的室内终端单站定位系统

### 1.1 参数估计

本文仅需要利用传播路径的 AoD 和 ToF 就可以构建定位模型,因此首先需要进行 AoD 和 ToF 的二维参数联合估计。对于参数估计,文献[25]利用 2D-MUSIC 实现了 AoA 和 ToF 的联合估计。然而,该方法会造成强直达路径对弱反射路径干扰的问题。为了解决这个问题,本文采用 OMP 二维参数联合估计算法,其利用迭代投影的方式减小了路径之间的干扰。OMP 算法是一种基于压缩感知模型重建稀疏信号的有效方法,可用于解决以下问题

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x} \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^m$  为接收信号;  $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{m \times n}$  为过完备字典矩阵,其每一列表示一种原型信号的原子;  $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$  是

稀疏向量。字典矩阵的过完备性指的是原子的个数远大于信号的长度,即必须满足  $m \ll n$ 。上述问题可以描述为:给定信号  $\mathbf{y}$ , 已知过完备字典矩阵,求解稀疏向量  $\mathbf{x}$ , 使信号  $\mathbf{y}$  可以被表示成这些原子的稀疏线性组合。

对于二维参数联合估计,需要利用接收信号进行信道估计,估计的 CSI 可以表示为

$$\mathbf{h} = \mathbf{Z}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{h} = [h_{1,1}, \dots, h_{1,N}, \dots, h_{M,1}, \dots, h_{M,N}]^T$ ,  $M$  表示终端的天线数量,  $N$  表示 OFDM 信号的子载波数;  $\mathbf{n}$  表示噪声矢量;  $\mathbf{Z}$  表示维度大小为  $MN \times K_\phi K_\tau$  的过完备字典矩阵,  $K_\phi$  和  $K_\tau$  表示过完备字典矩阵中 AoD 和 ToF 的范围。然后,设置关于 AoD 和 ToF 的等距空间为  $\{\varphi^1, \varphi^2, \dots, \varphi^{K_\phi}\}$  和  $\{\tau^1, \tau^2, \dots, \tau^{K_\tau}\}$ , 则过完备字典矩阵表示为

$$\mathbf{Z}(\varphi, \tau) = [\mathbf{z}(\varphi^1, \tau^1), \dots, \mathbf{z}(\varphi^1, \tau^{K_\tau}), \dots, \mathbf{z}(\varphi^{K_\phi}, \tau^1), \dots, \mathbf{z}(\varphi^{K_\phi}, \tau^{K_\tau})] \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{z}(\varphi, \tau)$  是对应列中的导向矢量,可表示为

$$\mathbf{z}(\varphi, \tau) = \mathbf{a}(\varphi) \otimes \mathbf{b}(\tau) \quad (4)$$

其中,  $\mathbf{a}(\varphi) = [a_1(\varphi), \dots, a_M(\varphi)]^T$  为关于 AoD 的导向矢量,  $\mathbf{b}(\tau) = [b_1(\tau), \dots, b_N(\tau)]^T$  为关于 ToF 的导向矢量,  $\otimes$  为克罗内克积。在终端上,第  $m$  个天线的相位因子表示为  $a_m(\varphi) = e^{\frac{j2\pi d(m-1)\sin\varphi}{\lambda}}$ , 其中,  $d$  为天线间距,  $\lambda$  为波长。此外,第  $n$  个子载波上的相位因子可以表示为  $b_n(\tau) = e^{-j2\pi(n-1)\Delta f\tau}$ , 其中  $\Delta f$  为子载波频率间隔。最后,二维参数联合估计可以转换为如下的优化问题

$$\min \|\mathbf{h} - \mathbf{Z}\mathbf{x}\| + \eta \|\mathbf{x}\|_p \quad (5)$$

其中,  $\eta$  为惩罚因子。式(5)是  $\ell_p$  范数问题,其可以用  $\ell_0$  范数进行表示,但该优化问题会变成 NP-hard 问题,求解复杂度非常高。为了解决这个问题,可以使用 OMP 算法,其使用  $\ell_1$  范数来逼近  $\ell_0$  范数。具体地,本文利用 OMP 二维参数联合估计算法进行参数估计的步骤如下。

- 1) 初始化参数,残差向量  $\mathbf{r}_0 = \mathbf{h}$ , 索引集合  $\Lambda_0 = \emptyset$ , 迭代次数  $k=1$ 。
- 2) 找到过完备字典矩阵  $\mathbf{Z}$  与残差向量  $\mathbf{r}_{k-1}$  具有最大相关值的列,将该列的索引加入索引集合中,即  $\lambda_k = \arg \max_i |\langle \mathbf{r}_{k-1}, \mathbf{z}_i \rangle|$ ,  $\Lambda_k = \Lambda_{k-1} \cup \{\lambda_k\}$ 。

3) 使用最小二乘算法求解目标函数  $\|\mathbf{h} - \mathbf{Z}_{\Lambda_k} \mathbf{x}_k\|_2$ ，以得到基于当前索引集合的线性表示  $\mathbf{x}_k = (\mathbf{Z}_{\Lambda_k}^H \mathbf{Z}_{\Lambda_k})^{-1} \mathbf{Z}_{\Lambda_k}^H \mathbf{h}$ ，再更新残差向量为  $\mathbf{r}_k = \mathbf{h} - \mathbf{Z}_{\Lambda_k} \mathbf{x}_k$ 。

4) 如果残差小于事先设定的阈值或迭代次数达到设定的最大值，则迭代停止，并输出索引集合  $\Lambda_k$ 。否则， $k = k + 1$ ，并返回步骤 2)。

通过 OMP 二维参数联合估计算法得到索引集合后，即可得到对应的 AoD 以及 ToF 参数信息，这样就完成了参数估计过程。本文利用多个 CSI 包进行参数估计，然后将每次的估计结果放在同一个 AoD 和 ToF 空间中，再利用聚类算法对极值点进行聚类。根据路径提取方法<sup>[25]</sup>，本文计算每个路径成为目标路径的概率，计算式为

$$p_l = \exp(w_c C_l - w_\phi \hat{\sigma}_{\phi_l}^2 - w_\tau \hat{\sigma}_{\tau_l}^2 - w_{\hat{\tau}_l} \hat{\tau}_l) \quad (6)$$

其中， $w_c$ 、 $w_\phi$ 、 $w_\tau$  和  $w_{\hat{\tau}_l}$  分别是簇中极值点个数、AoD 方差、ToF 方差和 ToF 均值的权重， $C_l$ 、 $\hat{\sigma}_{\phi_l}^2$ 、 $\hat{\sigma}_{\tau_l}^2$  和  $\hat{\tau}_l$  分别是第  $l$  个簇的极值点个数、AoD 方差、ToF 方差和 ToF 平均值。由于本文提取的目标路径是终端到 AP 天线之间的直达路径，而直达路径往往具有更强的功率，相比于反射路径，直达路径更稳定，并且直达路径具有最短的 ToF。因此，路径的 ToF 越小，AoD 和 ToF 的方差越小，极值点个数越多，则其成为目标路径的概率就越大。最后，选择概率最大的路径为目标路径。

### 1.2 终端定位

基于分布式 MIMO 网络的终端定位模型如图 2 所示，其中，终端使用 3 个天线，AP 使用 4 个天线。将 AP 的所有天线分别部署在室内的不同位置，并且每个天线位置可以通过测量得到。

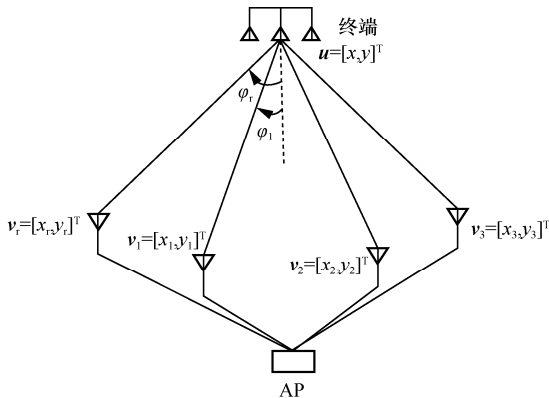


图 2 基于分布式 MIMO 网络的终端定位模型

对于天线数量，参数估计算法要求终端天线数量至少为 2 个，而定位模型要求 AP 的天线数量也至少为 2 个，并且终端和 AP 天线的数量越多，参数估计和定位的精度就越高。首先，将 AP 的某个天线作为参考天线，其位置为  $\mathbf{v}_r = [x_r, y_r]^T$ ，第  $i$  个天线的位置为  $\mathbf{v}_i = [x_i, y_i]^T, i = 1, 2, \dots, M - 1$ 。此外，终端的位置记为  $\mathbf{u} = [x, y]^T$ ，从终端到达 AP 第  $i$  个天线的 ToF 为

$$\hat{\tau}_i = \tau_i + \Delta\tau, i = 1, 2, \dots, M - 1 \quad (7)$$

其中， $\tau_i$  表示终端到 AP 第  $i$  个天线信号实际的 ToF， $\Delta\tau$  表示由 PDD、STO 以及 SFO 叠加的相位误差导致的时间偏移。由于 AP 上所有射频通道共用一个时钟源，因此接收路径的 ToF 都会经历相同的时间偏移。基于第  $i$  个天线到终端的 ToF 测量值可得

$$\|\mathbf{u} - \mathbf{v}_i\|_2 + \Delta d + \zeta_i = \hat{\tau}_i C \quad (8)$$

其中， $\Delta d$  表示由 ToF 偏移导致的距离偏差， $\zeta_i$  表示第  $i$  个天线的测量误差， $C$  表示光速。同理，根据终端到参考天线位置之间的距离可得

$$\|\mathbf{u} - \mathbf{v}_r\|_2 + \Delta d + \zeta_r = \hat{\tau}_r C \quad (9)$$

其中， $\zeta_r$  表示参考天线的测量误差， $\hat{\tau}_r = \tau_r + \Delta\tau$  表示参考天线的 ToF 测量值。

从图 2 可以看出，参考天线到终端的直射路径与  $\mathbf{v}_1$  到终端的直射路径，以及  $\mathbf{v}_r$  和  $\mathbf{v}_1$  之间的路径可以组成一个三角形。利用三角形余弦定理可得

$$\|\mathbf{v}_1 - \mathbf{v}_r\|_2^2 + \zeta_{d_1}^2 = \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_r\|_2^2 + \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_1\|_2^2 - 2 \cos \hat{\phi}_1 \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_r\|_2 \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_1\|_2 \quad (10)$$

其中， $\mathbf{v}_r$  是参考天线位置， $\zeta_{d_1}$  是距离的测量误差， $\hat{\phi}_1 = |\phi_1 - \phi_r|$  是终端到 AP 天线  $\mathbf{v}_1$  和参考天线  $\mathbf{v}_r$  的直射路径 AoD 差值。根据式(8)~式(10)可得

$$\begin{cases} \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_r\|_2 + \Delta d + \zeta_r = \hat{\tau}_r C \\ \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_1\|_2 + \Delta d + \zeta_1 = \hat{\tau}_1 C \\ \|\mathbf{v}_1 - \mathbf{v}_r\|_2^2 + \zeta_{d_1}^2 = g_1 \end{cases} \quad (11)$$

其中， $g_1 = d_r^2 + d_1^2 - 2d_r d_1 \cos \hat{\phi}_1$ ， $d_r = \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_r\|_2$ ， $d_1 = \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_1\|_2$ 。在式(11)中，3 个未知数表示为  $\mathbf{X} = [x, y, \Delta d]^T$ ，其中  $x$  和  $y$  分别表示终端位置的横坐标和纵坐标。

从式(11)可以发现，等式数量等于未知数的数

量, 该方程组可以得到唯一解。为了进一步提高定位精度, 每一个 AP 的天线都能与参考天线组成一个三角形, 因此当 AP 与终端具有  $M$  个射频通道时, 可以利用多个天线的观测值建立定位方程组为

$$\begin{cases} \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_r\|_2 + \Delta d + \zeta_r = \hat{\tau}_r C \\ \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_1\|_2 + \Delta d + \zeta_1 = \hat{\tau}_1 C \\ \|\mathbf{v}_1 - \mathbf{v}_r\|_2^2 + \zeta_{d_1} = g_1 \\ \vdots \\ \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_{M-1}\|_2 + \Delta d + \zeta_{M-1} = \hat{\tau}_{M-1} C \\ \|\mathbf{v}_{M-1} - \mathbf{v}_r\|_2^2 + \zeta_{d_{M-1}} = g_{M-1} \end{cases} \quad (12)$$

其中,  $\mathbf{v}_{M-1}$  表示 AP 的第  $M-1$  个天线的位置,  $\hat{\varphi}_M = |\varphi_M - \varphi_r|$  表示第  $M-1$  个天线与参考天线的直射路径 AoD 之差。为了求解目标位置, 将式(12)转换为

$$\min_{\mathbf{u}, \Delta d} \varepsilon_1^2 + \sum_{i=1}^{M-1} \zeta_i^2 + \chi_i^2 \quad (13)$$

其中,  $\varepsilon_1 = \hat{\tau}_r C - d_r - \Delta d$ ,  $\zeta_i = \hat{\tau}_i C - d_i - \Delta d$ ,  $\chi_i = d_{ir}^2 - d_r^2 - d_i^2 + 2 \cos \hat{\varphi}_i d_r d_i$ 。  $d_i = \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_i\|_2$  表示终端到第  $i$  个天线的实际距离,  $d_r = \|\mathbf{u} - \mathbf{v}_r\|_2$  表示终端到参考天线的实际距离,  $d_{ir} = \|\mathbf{v}_i - \mathbf{v}_r\|_2$  表示第  $i$  个天线到参考天线的实际距离,  $\hat{\varphi}_i = |\varphi_i - \varphi_r| + \zeta_{\varphi_i}$  表示参考天线与第  $i$  个接收机天线的 AoD 之差,  $\zeta_{\varphi_i}$  表示参数估计误差。

式(13)是一个非线性优化问题, 求解非线性优化问题可以采用迭代算法(如梯度下降), 然而当参数估计误差较大时, 定位模型的雅克比矩阵容易出现奇异值。为了避免出现这个问题, 本文采用一种改进的 LM 算法对该问题进行求解, 其通过雅可比矩阵来拟合 Hessian 矩阵, 再计算迭代步长。在迭代过程中, 待估计参数的更新式为

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{X}_k + \lambda_k \delta_k \quad (14)$$

其中,  $\mathbf{X} = [x, y, \Delta d]^T$  为待求解的未知矢量,  $\lambda_k$  为第  $k$  次迭代的步长,  $\delta = [\delta_x, \delta_y, \delta_{\Delta d}]^T$  为定位模型的梯度矢量, 其可表示为

$$\delta = -(\mathbf{J}\mathbf{J}^T + \kappa \mathbf{I})^{-1} \mathbf{J}^T \zeta \quad (15)$$

其中,  $\mathbf{I}$  是单位矩阵,  $\kappa$  是控制参数,  $\zeta$  是目标函数的残差值,  $\mathbf{J}$  是雅克比矩阵, 其可表示为

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \frac{x-x_r}{d_r} & \frac{y-y_r}{d_r} & 1 \\ \frac{x-x_1}{d_1} & \frac{y-y_1}{d_1} & 1 \\ u_1^x & u_1^y & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{x-x_{M-1}}{d_{M-1}} & \frac{y-y_{M-1}}{d_{M-1}} & 1 \\ u_{M-1}^x & u_{M-1}^y & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中,  $x_r$  和  $y_r$  分别表示参考天线位置的横坐标和纵坐标。本文主要针对的是室内二维定位, 而对于三维定位则需要终端使用平面阵列, 进而可以测量发射信号 AoD 的俯仰角。此外, 参数估计模型需要增加俯仰角这一维度, 并且定位算法需要扩展到三维空间。

### 1.3 定位误差的影响因素分析

与传统卫星定位系统类似<sup>[26]</sup>, 本文提出的定位系统的定位精度会受到 AP 天线布局、观测误差等因素的影响。为此, 本文利用几何精度因子(GDOP, geometric dilution of precision)来研究 AP 天线的几何位置对定位误差的影响。根据本文提出的定位模型, 参考天线的位置为  $\mathbf{x}_r = [x_r, y_r]^T$ , 其他第  $k$  个天线的位置为  $\mathbf{x}_k = [x_k, y_k]^T$ , 终端的位置为  $\mathbf{x} = [x, y]^T$ , 则终端与第  $k$  个天线之间的距离为

$$\rho_k = \sqrt{(x-x_k)^2 + (y-y_k)^2} \quad (17)$$

同理, 终端与参考天线之间的距离为

$$\rho_r = \sqrt{(x-x_r)^2 + (y-y_r)^2} \quad (18)$$

参考天线到第  $k$  个天线的距离为

$$\rho_{rk} = \sqrt{(x_k-x_r)^2 + (y_k-y_r)^2} \quad (19)$$

则目标与参考天线以及目标与第  $k$  个天线的差分 ToF 为

$$\tau_k = \frac{\rho_k - \rho_r}{C} + v_{\tau k} \quad (20)$$

参考天线与终端之间的直射路径与第  $k$  个天线与终端之间的直射路径, 以及参考天线和第  $k$  个天线之间的路径可以组成一个三角形, 利用三角形余弦定理可得

$$\rho_{rk}^2 = \rho_r^2 + \rho_k^2 - 2\rho_r \rho_k \cos \varphi_k \quad (21)$$

由式(21)可以得到关于  $\varphi_k$  的观测方程为

$$\varphi_k = \arccos \frac{\rho_r^2 + \rho_k^2 - \rho_{rk}^2}{2\rho_r \rho_k} + v_{\varphi k} \quad (22)$$

根据参考天线以及其他天线的位置可以建立观测方程为

$$\mathbf{g}_k = \begin{bmatrix} \frac{\rho_k - \rho_r}{C} \\ \arccos \frac{\rho_r^2 + \rho_k^2 - \rho_{rk}^2}{2\rho_r \rho_k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \nu_{rk} \\ \nu_{\phi k} \end{bmatrix} = \mathbf{h}_k(\mathbf{x}) + \mathbf{w}_k \quad (23)$$

其中,  $\mathbf{g}_k = [\tau_k, \phi_k]^T$  是观测量,  $\mathbf{w}_k = [\nu_{rk}, \nu_{\phi k}]^T$  是观测噪声。联合全部的  $M-1$  个天线上的观测值, 可以建立观测方程如下

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{g}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{g}_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \\ \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{M-1}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{w}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{M-1} \end{bmatrix} = \mathbf{H}(\mathbf{x}) + \mathbf{W} \quad (24)$$

对式(24)两边进行微分可得

$$d\mathbf{G} = \mathbf{H}_x d\mathbf{x} + \sum_{k=1}^{M-1} \mathbf{H}_{x_k} d\mathbf{x}_k \quad (25)$$

其中,  $\mathbf{H}_x = \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial \mathbf{x}} = \left[ \frac{\partial \mathbf{h}_1}{\partial \mathbf{x}}, \dots, \frac{\partial \mathbf{h}_{M-1}}{\partial \mathbf{x}} \right]^T$ ,  $\mathbf{x}_k = [x_k, y_k]^T$  表示 AP 的第  $k$  个天线位置,  $\mathbf{H}_{x_k} = \left[ \frac{\partial \mathbf{h}_1}{\partial \mathbf{x}_k}, \dots, \frac{\partial \mathbf{h}_{M-1}}{\partial \mathbf{x}_k} \right]$ 。

通过移项整理可得

$$d\mathbf{x} = (\mathbf{H}_x^T \mathbf{H}_x)^{-1} \mathbf{H}_x^T d\mathbf{G} - (\mathbf{H}_x^T \mathbf{H}_x)^{-1} \mathbf{H}_x^T \sum_{k=1}^{M-1} \mathbf{H}_{x_k} d\mathbf{x}_k \quad (26)$$

假设定位系统的观测误差协方差矩阵为  $\mathbf{P}_W = \text{diag}(\mathbf{P}_{w_1}, \dots, \mathbf{P}_{w_{M-1}})$ , 其中  $\mathbf{P}_{w_i} = \text{diag}(\sigma_{\tau_i}^2, \sigma_{\phi_i}^2)$ 。AP 第  $k$  个天线位置误差的协方差矩阵为  $\mathbf{P}_{x_k} = \text{diag}(\sigma_{x_k}^2, \sigma_{y_k}^2)$ 。假设所有误差的均值为零, 且 AP 天线的位置误差互不相关, 观测误差和天线位置误差也互不相关, 令  $\mathbf{A} = (\mathbf{H}_x^T \mathbf{H}_x)^{-1} \mathbf{H}_x^T$ ,  $\mathbf{B}_k = (\mathbf{H}_x^T \mathbf{H}_x)^{-1} \mathbf{H}_x^T \mathbf{H}_{x_k}$ , 则可以得到

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_x &= E(d\mathbf{x}d\mathbf{x}^T) = \left[ \mathbf{A}d\mathbf{Z} - \sum_{k=1}^{M-1} \mathbf{B}_k d\mathbf{x}_k \right] \left[ d\mathbf{Z}^T \mathbf{A}^T - \sum_{k=1}^{M-1} d\mathbf{x}_k^T \mathbf{B}_k^T \right] = \\ &E \left( \mathbf{A}d\mathbf{Z}d\mathbf{Z}^T \mathbf{A}^T + \sum_{k=1}^{M-1} \mathbf{B}_k d\mathbf{x}_k d\mathbf{x}_k^T \mathbf{B}_k^T \right) = \\ &\mathbf{A} \mathbf{P}_W \mathbf{A}^T + \sum_{k=1}^{M-1} \mathbf{B}_k \mathbf{P}_{x_k} \mathbf{B}_k^T \end{aligned} \quad (27)$$

本文定义 GDOP 如下

$$\text{GDOP} = \sqrt{\text{trace}(\mathbf{P}_x)} \quad (28)$$

其中, trace 表示求矩阵的迹。可以看出 GDOP 为定位误差的标准差, 其揭示了定位精度与天线几何布局的关系。

在分析天线几何布局对定位精度的影响时, 不同定位区域的定位精度可以利用 GDOP 等高线进行表述, 其是平面函数的图形模型。在 GDOP 等高线图中包含一系列的水平线, 展示了定位精度随位置改变而变化的趋势。为了验证不同因素对 GDOP 的影响, 本文进行了以下的仿真实验。

1) AP 天线布局对 GDOP 的影响。设置 ToF 误差的标准差为  $\sigma_{\tau} = 0.5 \text{ ns}$ , AoD 误差的标准差为  $\sigma_{\phi} = 1^\circ$ , AP 天线位置误差的标准差分别为  $\sigma_x = 0.3 \text{ m}$  和  $\sigma_y = 0.3 \text{ m}$ 。不同 AP 天线布局下的 GDOP 如图 3 所示, 其中,  $\times$  表示天线所在的位置, 不同的线条代表不同的 GDOP 等高线。从图 3(a)可以看出, 当 4 个天线位置在一条直线上时, 大部分定位区域的定位误差都比较大; 从图 3(b)可以看出, 当其中一个天线位置改变时, 所有天线位置连线形成的多边形及其附近区域的定位误差开始减小; 在图 3(c)中继续改变其他天线的位置, 可以看出, 定位误差小的区域继续增加; 在图 3(d)~图 3(f)中, 继续增加天线位置组成多边形覆盖的区域, 可以发现定位误差小的区域也在增加, 并且增加到一定程度变化就会非常小。因此, 在布置天线时, 多个天线需要尽量形成多边形, 并且形成多边形所覆盖的定位区域越大越好。

2) ToF 误差对 GDOP 的影响。设置 AoD 误差的标准差为  $\sigma_{\phi} = 1^\circ$ , 天线位置误差的标准差分别为  $\sigma_x = 0.3 \text{ m}$  和  $\sigma_y = 0.3 \text{ m}$ 。不同 ToF 误差的标准差下的 GDOP 如图 4 所示。从图 4 可以看出, 在其他实验条件不变的情况下, 随着  $\sigma_{\tau}$  的增大, 其 GDOP 也不断增大, 定位精度出现了明显下降。

3) AoD 误差对 GDOP 的影响。设置 ToF 误差的标准差  $\sigma_{\tau} = 0.5 \text{ ns}$ , AP 天线位置误差的标准差分别为  $\sigma_x = 0.3 \text{ m}$  和  $\sigma_y = 0.3 \text{ m}$ 。不同 AoD 误差的标准差下的 GDOP 如图 5 所示, 从图 5 可以看出, 在其他实验条件不变的情况下, 随着  $\sigma_{\phi}$  的增大, GDOP 并没有出现明显的变化, 因此,  $\sigma_{\phi}$  对 GDOP 的影响较小。

4) AP 天线位置误差对 GDOP 的影响。设置

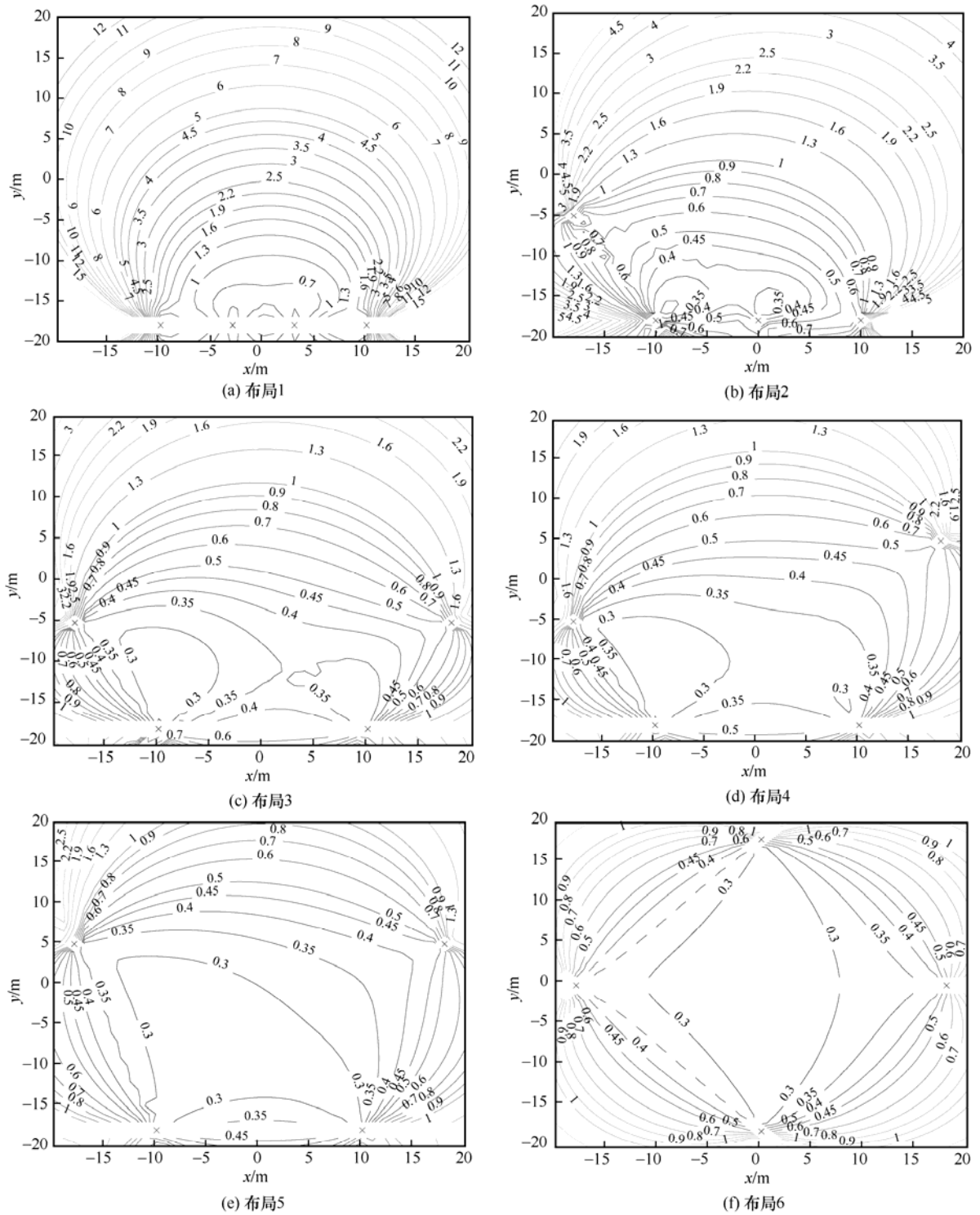


图 3 不同 AP 天线布局下的 GDOP

ToF 误差的标准差为  $\sigma_r = 0.5$  ns, AoD 误差的标准差  $\sigma_\phi = 1^\circ$ 。不同 AP 天线位置误差下的 GDOP 如图 6 所示。从图 6 可以看出, 在其他实验条件不变的情况下, 随着位置误差的增大, GDOP 表现出了明显增大趋势, 表明定位精度受到位置误差的影响较大。

## 2 仿真验证

### 2.1 仿真环境设置

本文采用基于射线追踪的仿真软件 Wireless InSite<sup>[27]</sup>搭建仿真环境, 室内仿真场景如图 7 所示。

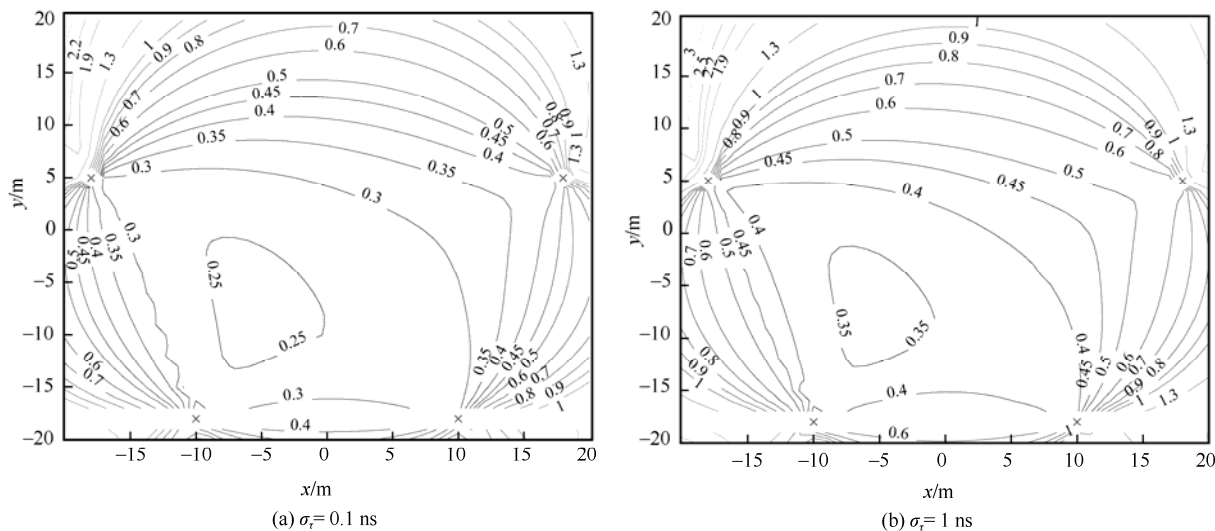


图4 不同 ToF 误差的标准差下的 GDOP

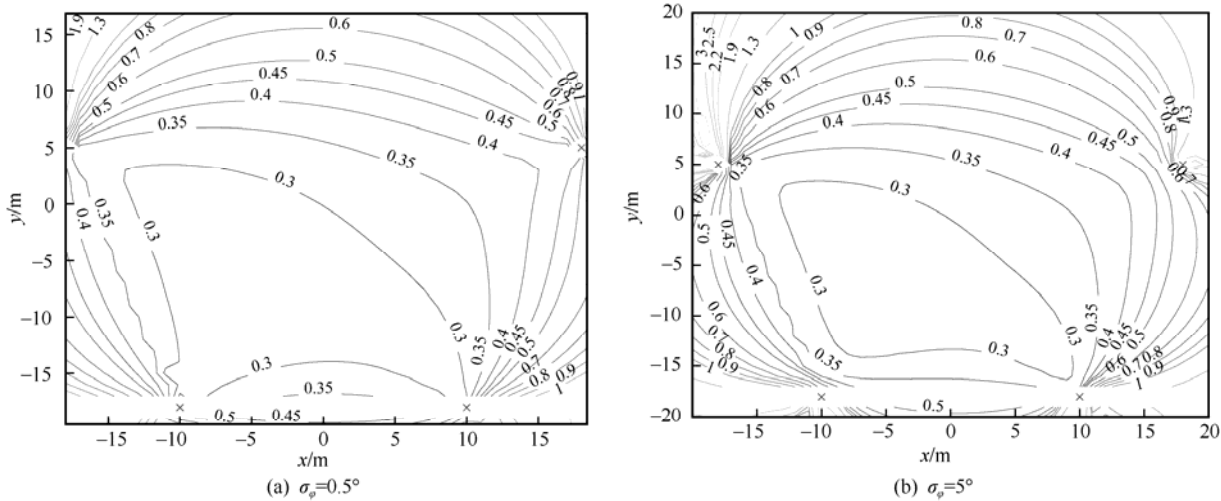


图5 不同 AoD 误差的标准差下的 GDOP

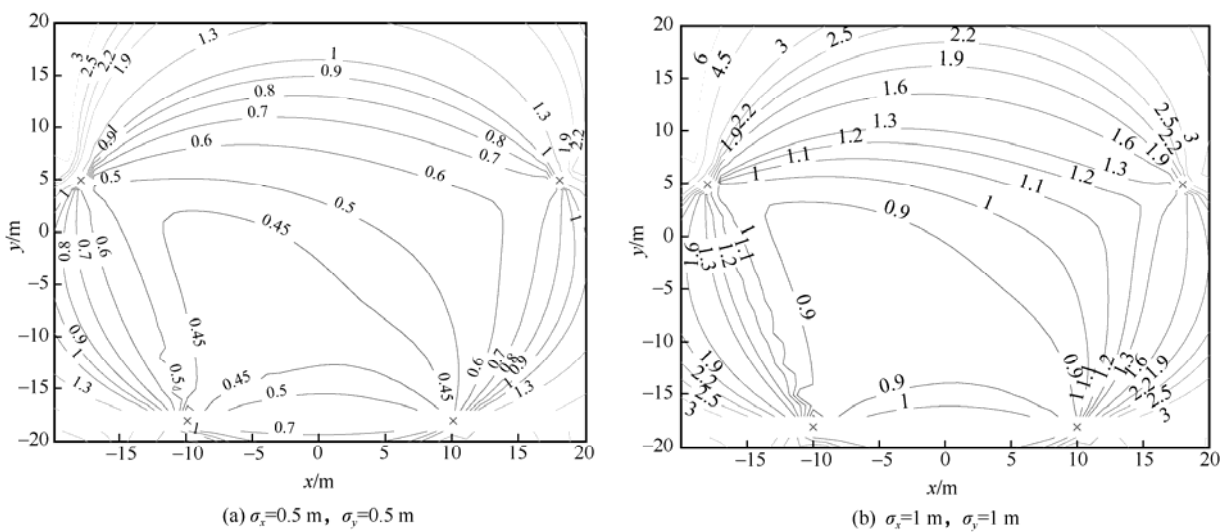


图6 不同 AP 天线位置误差下的 GDOP

图 7 中,接收机和发射机的天线数量都设置为 4 个,根据 GDOP 的影响分析布置了天线的位置。

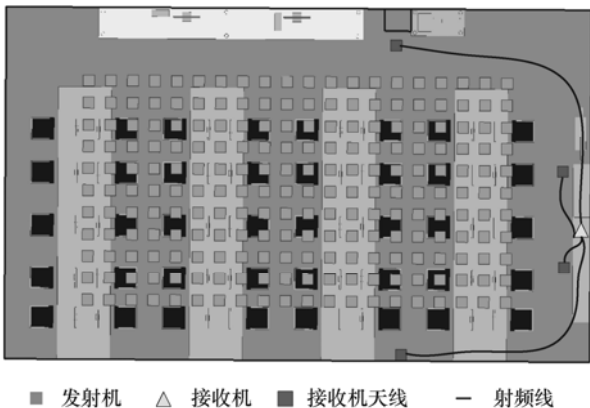


图 7 室内仿真场景

### 2.2 仿真结果

仿真中将提取的 AoD 和 ToF 参数添加均值为零的高斯白噪声,其中 AoD 和 ToF 的误差标准差分别设置为  $\sigma_\phi = 4^\circ$  和  $\sigma_\tau = 1 \text{ ns}$ 。为了验证本文定位系统的先进性,将其与基于自然多径的 MIMO 终端定位系统<sup>[15]</sup>进行对比。定位精度对比如图 8 所示。从图 8 可以看出,本文定位系统的中值定位误差小于 1 m, 67% 的定位误差在 1.5 m 以内。此外,本文定位系统的定位精度优于基于自然多径的 MIMO 终端定位系统<sup>[15]</sup>,主要原因是基于自然多径的 MIMO 终端定位系统只能利用自然的反射路径进行定位,因此由反射路径构成的多径三角形具有随机性,在相同误差条件下 GDOP 的值具有一定的随机性。

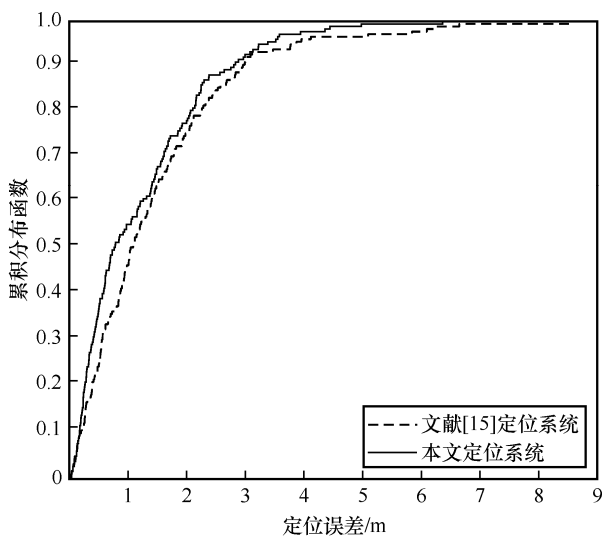


图 8 定位精度对比

将本文的参数估计算法与现有定位系统中的参数估计算法进行对比,包括文献[15-16]中的参数估计算法。文献[15]利用了 Rap-MUSIC 算法,该算法主要利用信号子空间进行参数估计,并且使用递归投影的方式消除路径之间的干扰。文献[16]利用子空间算法先进行参数的粗估计,然后利用 SAGE 算法进行精估计。仿真中,设置 OFDM 信号带宽为 100 MHz,子载波数为 64,发射功率为 10 dBm,并且所有算法都使用相同的仿真数据。不同算法的测距误差如图 9 所示,为了便于观察,本文将 ToF 转换为距离。从图 9 可以看出,本文算法的测距精度最高。主要原因是文献[15]算法属于子空间算法,当信噪比下降时该算法的性能会下降,并且其分辨率不及压缩感知算法。虽然进行了路径间的干扰消除,但是该算法仍然属于子空间算法。文献[16]算法在精估计阶段需要参数初始化,其中初始化使用的是子空间算法,而初始化精度较差时会影响参数估计的精度。

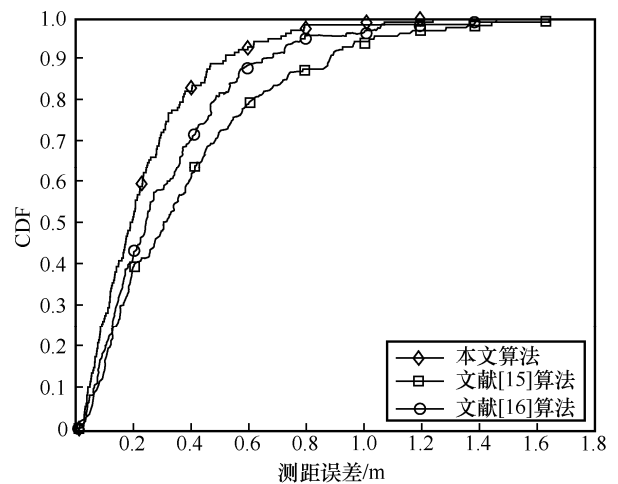


图 9 不同算法的测距误差

在参数估计算法固定的条件下,信号带宽的增加可以有效提升多径的分辨率,进而减小多径信号对 ToF 估计的影响。设置信号带宽分别为 100 MHz 和 50 MHz,参数估计算法为本文算法,不同信号带宽对应的测距误差如图 10 所示。从图 10 可以看出,测距误差随着信号带宽的增加而减小。

将本文定位系统与文献[15-16]提出的定位系统进行对比,所有定位系统使用相同的仿真数据,不同定位系统的定位误差如图 11 所示。从图 11 可以看出,本文定位系统的性能要优于文献[15-16]提出的定位系统,主要原因是本文定位系统使用的参

数估计精度要优于 2 个对比定位系统，并且本文定位系统不需要室内物体或环境造成的反射路径，因此对室内环境的依赖相对较小。

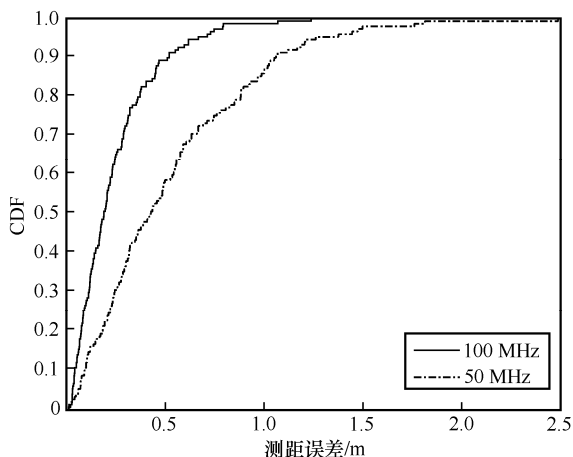


图 10 不同信号带宽对应的测距误差

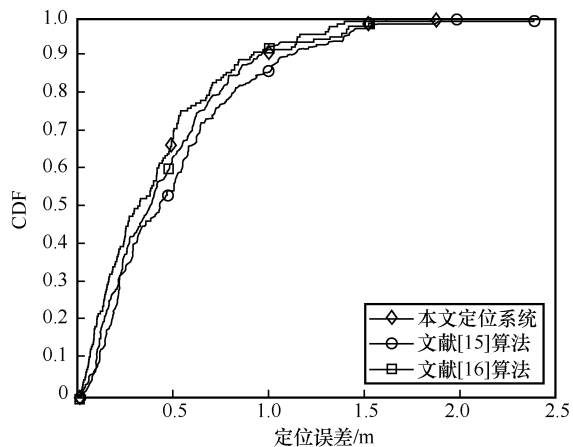


图 11 不同定位系统的定位误差

### 3 实试验证

本文通过仿真实验对所提定位系统进行了初

步验证。为了在真实环境中对所提定位系统进行验证，本文利用软件无线电平台搭建定位系统，并实现 MIMO 通信协议，最后在真实环境下对系统进行测试验证。

#### 3.1 定位系统搭建

为了搭建实测定位系统，本文使用软件无线电设备构建了接收机和发射机，其中使用的设备包括 X310 基带信号处理母板、UBX-160 射频前端子板、OctoClock-G 时钟源以及高性能工作站。每个 X310 设备可以利用 2 个射频子板，因此搭建 4×4 MIMO 系统需要 4 个 X310 母板和 8 个 UBX-160 射频子板。接收机和发射机都用 2 个 X310 母板和 4 个 UBX-160 射频子板进行组装，终端和 AP 上的射频子板分别用 2 个外部时钟源进行同步，并且都需要和工作站进行数据交换实现信号的采集和接收。具体地，一台工作站通过万兆以太网卡和光纤与接收机进行数据交换，其中工作站需要产生并发送 OFDM 信号。另外一台工作站和终端进行数据交换，并进行信号采集和信号处理。系统硬件原理示意如图 12 所示。

为了实现 MIMO 信道估计，本文对信号的结构进行了详细设计，信号结构如图 13 所示。具体地，发射机的 4 个通道在时隙 1 发送前导码 preamble1，其用于接收机进行信号同步。然后，给每个通道分配一个时隙用于发送前导码 preamble2，而在同一时隙仅有一个通道发送 preamble2，其他通道发送信号为空（用 NULL 表示）。因此，信号在时域上是正交的。接收机在 OFDM 信号同步以后，取出属于对应发射通道时隙的 OFDM 信号；然后，利用取出的信号进行信道估计。最后，在所有天线对之间的信道估计完成后即可得到 MIMO 信道的估计值。

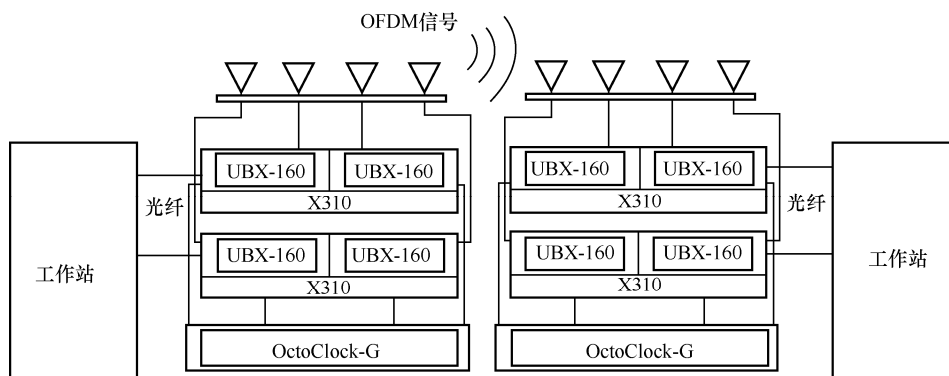


图 12 系统硬件原理示意

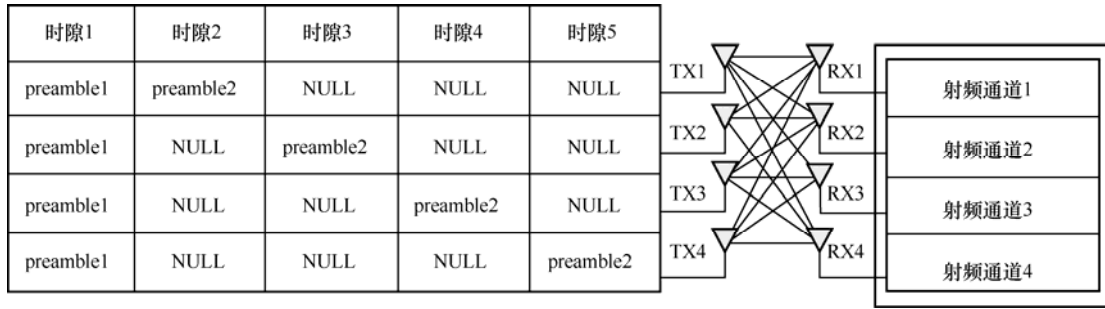


图 13 信号结构示意图

实验中，发射机和接收机分别作为终端和 AP，OFDM 信号带宽设置为 100 MHz，终端和 AP 使用全向天线，AP 的天线通过脚架进行架高，高度为 1.5 m。图 14 为本文搭建的定位系统原型。

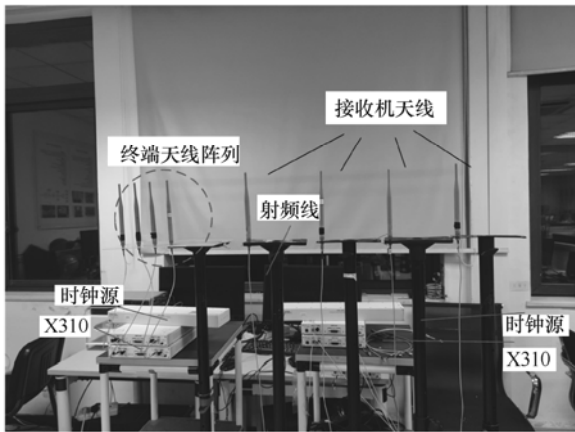
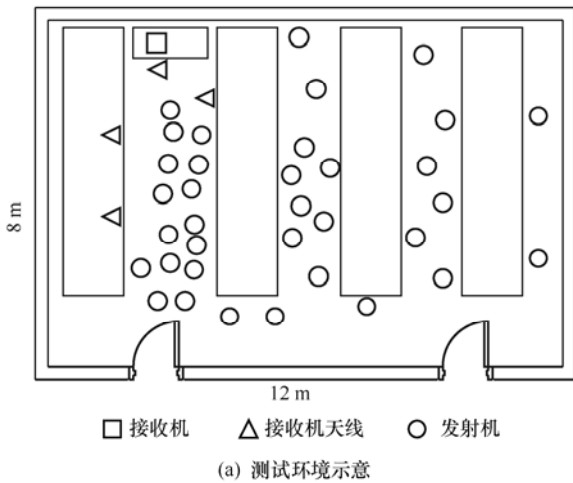


图 14 定位系统原型

测试环境示意和真实场景如图 15 所示。房间大小为 8 m×12 m，室内存在大量实验桌和计算机。实验中，根据 GDOP 的影响分析，将接收机



(b) 真实场景

图 15 测试环境示意和真实场景

的 4 个天线通过射频线引出放置在室内不同位置上。在布置好 AP 后，将终端进行移动并采集数据。数据采集时周围有人员活动。本文利用激光测距仪对 AP 天线的位置和测试点的位置进行了精确的测量。为了展示本文所提定位系统的优势，将其与基于自然多径的 MIMO 终端定位系统<sup>[15-16]</sup>进行对比。

### 3.2 定位性能测试

实测定位精度的对比如图 16 所示。从图 16 可以看出，本文定位系统的中值定位误差为 0.34 m。此外，本文定位系统在真实环境下的性能优于基于自然多径的 MIMO 终端定位系统。主要原因包括以下两方面：第一，本文定位系统只需要终端到 AP 接收天线间直射路径的参数，而不需要室内物体或环境造成的反射路径，因此对室内环境的依赖相对较小；第二，相比于反射路径，直射路径的信噪比更大，这造成了参数估计受到噪声的影响也较小，因此可以获得更高的定位精度。

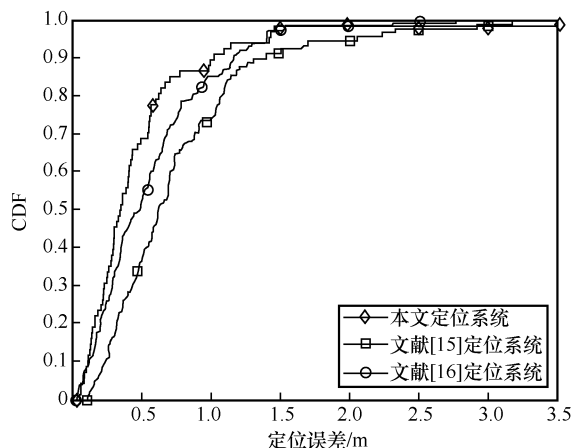


图 16 实测定位精度的对比

### 3.3 CSI 包数量对定位结果的影响

当使用单个 CSI 包进行参数提取时可能会出现异常值, 这会导致定位结果极大地偏离目标的真实位置。因此, 在联合多个 CSI 包的情况下, 首先可以通过聚类的方式直接剔除异常点; 其次, 若使用的 CSI 包较多, 用聚类后的均值可以减小参数的随机误差。为此, 本文将基于单个 CSI 包的定位结果和基于 10 个 CSI 包的定位结果进行对比。CSI 包数量对定位结果的影响如图 17 所示, 从图 17 可以看出, 使用 10 个 CSI 包进行定位的结果明显要比使用单个 CSI 包进行定位的结果好。此外, 从图 17 还可以看出, 本文定位系统仅使用单个 CSI 包中值定位误差仅为 0.42 m, 因此本文所提系统可以有效地降低网络开销以及减小定位时延。

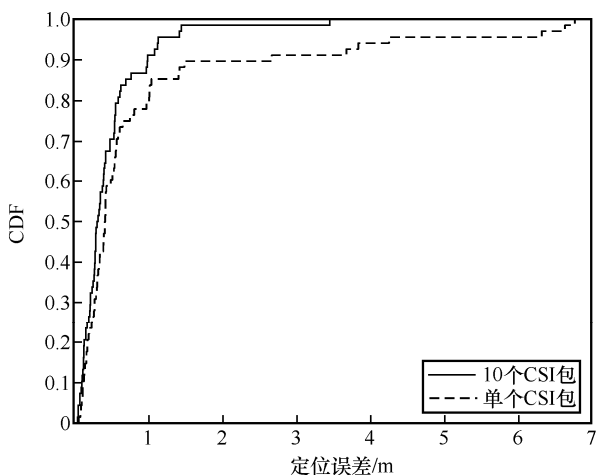


图 17 CSI 包数量对定位结果的影响

### 3.4 发射机与接收机距离对定位结果的影响

由于接收机的天线通过射频线引出放置在室内的不同位置上, 因此为了探究发射机与接收机距

离对定位结果的影响, 本文设置的距离范围包括: 0~2 m、2~3 m、3~6 m、6~8 m, 然后将对应距离的所有测试点的定位结果取均值。发射机与接收机距离对定位结果的影响如图 18 所示。从图 18 可以发现, 随着发射机与接收机距离的增大, 均值定位误差也增大。主要原因是距离越远, 接收信号的信噪比越低, 进而影响参数估计的精度。此外, 随着距离的不断增大, GDOP 值也会逐渐增大。

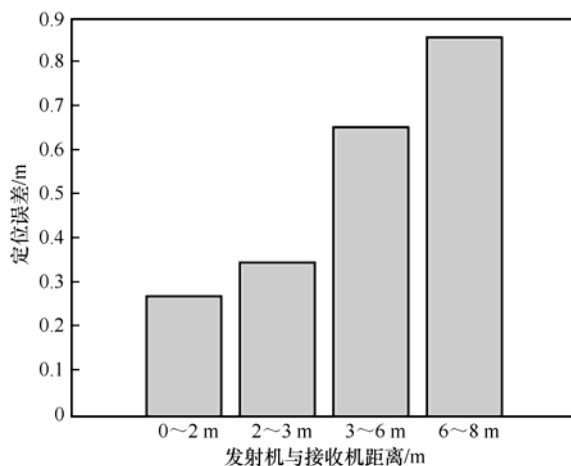


图 18 发射机与接收机距离对定位结果的影响

## 4 结束语

本文针对基于分布式 MIMO 的室内终端单站定位问题, 首先将 AP 天线阵列的每个天线阵元通过射频线引出布置在房间的不同位置上, 利用 OMP 二维参数联合估计算法对每个 AP 天线上接收路径的 AoD 以及 ToF 进行估计; 其次, 联合多个接收机天线的 AoD 和 ToF 建立定位方程组, 由于目标方程是一个非线性问题, 本文利用 LM 算法对该问题进行求解; 再次, 本文利用电磁仿真软件搭建室内仿真环境, 并对定位系统进行了仿真实验; 最后, 本文利用软件无线电平台搭建了定位系统, 在真实的环境下对系统的定位精度进行了评估, 并分析了 CSI 包数量、发射机与接收机距离等对定位结果的影响。

### 参考文献:

[1] PERAL-ROSADO J A D, RAULEFS R, LÓPEZ-SALCEDO J A, et al. Survey of cellular mobile radio localization methods: from 1G to 5G[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20(2): 1124-1148.

[2] HUANG Z, WANG K X, LIU A, et al. Joint pilot optimization, target detection and channel estimation for integrated sensing and communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(12): 10351-10365.

- [3] LIU A, HUANG Z, LI M, et al. A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(2): 994-1034.
- [4] 赵飞龙, 王丽莉. 5G 多站定位精度分析与提升方法[J]. *物联网学报*, 2023, 7(3): 95-102.  
ZHAO F L, WANG L L. Multi-station positioning accuracy and enhancement method for 5G[J]. *Chinese Journal on Internet of Things*, 2023, 7(3): 95-102.
- [5] SHASTRI A, VALECHA N, BASHIROV E, et al. A review of millimeter wave device-based localization and device-free sensing technologies and applications[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(3): 1708-1749.
- [6] ZHAO P, LIU W W, ZHANG G L, et al. Preserving privacy in Wi-Fi localization with plausible dummy locations[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(10): 11909-11925.
- [7] LI H, SUN L M, ZHU H J, et al. Achieving privacy preservation in Wi-Fi fingerprint-based localization[C]//*Proceedings of IEEE Conference on Computer Communications*. Piscataway: IEEE Press, 2014: 2337-2345.
- [8] KLEIN I, SOLAZ Y, OHAYON G. Pedestrian dead reckoning with smartphone mode recognition[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2018, 18(18): 7577-7584.
- [9] LI L, GUO X S, ANSARI N, et al. A hybrid fingerprint quality evaluation model for Wi-Fi localization[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2019, 6(6): 9829-9840.
- [10] 李华亮. 高鲁棒性 RSSI 室内指纹定位算法研究[D]. 长春: 吉林大学, 2022.  
LI H L. Research on robust RSSI-based indoor fingerprint localization algorithms[D]. Changchun: Jilin University, 2022.
- [11] GAO Z H, GAO Y F, WANG S L, et al. CRISLoc: reconstructable CSI fingerprinting for indoor smartphone localization[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, 8(5): 3422-3437.
- [12] 饶鑫平. 基于迁移学习的室内设备无关被动指纹定位研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.  
RAO X P. Research on indoor device-free passive fingerprinting localization via transfer learning[D]. Xi'an: Xidian University, 2021.
- [13] LIU X, ZHOU B D, WU Z Q, et al. An indoor 3-D quadrotor localization algorithm based on Wi-Fi RTT and MEMS sensors[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2022, 9(21): 20879-20888.
- [14] LI Y, ZHUANG Y, LAN H Y, et al. A hybrid Wi-Fi/magnetic matching/PDR approach for indoor navigation with smartphone sensors[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(1): 169-172.
- [15] SOLTANAGHAEI E, KALYANARAMAN A, WHITEHOUSE K. Multipath triangulation: decimeter-level Wi-Fi 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 Press, 2018: 376-388.
- [16] CHEN Z, ZHU G R, WANG S L, et al. M<sup>3</sup>: multipath assisted Wi-Fi localization with a single access point[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2021, 20(2): 588-602.
- [17] ABDO G. Wireless indoor positioning based on TDOA and DOA estimation techniques using IEEE 802.11 standards[D]. Magdeburg: The University of Magdeburg, 2015.
- [18] 郑阳. 基于到达角的室内定位关键技术[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.  
ZHENG Y. Research on angle-of-arrival based indoor localization[D]. Xi'an: Xidian University, 2021.
- [19] ZHU H Z, ZHUO Y W, LIU Q H, et al.  $\pi$ -splicer: perceiving accurate CSI phases with commodity Wi-Fi devices[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2018, 17(9): 2155-2165.
- [20] ZHUO Y W, ZHU H Z, XUE H, et al. Perceiving accurate CSI phases with commodity Wi-Fi devices[C]//*Proceedings of IEEE Conference on Computer Communications*. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-9.
- [21] HAMED E, RAHUL H, ABDELGHANY M A, et al. Real-time distributed MIMO systems[C]//*Proceedings of the 2016 ACM SIGCOMM Conference*. New York: ACM Press, 2016: 412-425.
- [22] ALEMDAR K, VARSHNEY D, MOHANTI S, et al. RFClock: timing, phase and frequency synchronization for distributed wireless networks[C]//*Proceedings of the 27th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*. New York: ACM Press, 2021: 15-27.
- [23] MERLO J M, MGHABGHAB S R, NANZER J A. Wireless picosecond time synchronization for distributed antenna arrays[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2023, 71(4): 1720-1731.
- [24] 万潇阳, 孙耀华, 王则予. 6G 室内定位技术原理与展望[J]. *电信科学*, 2021, 37(6): 91-104.  
WAN X Y, SUN Y H, WANG Z Y. Principle and future trends of indoor positioning in 6G[J]. *Telecommunications Science*, 2021, 37(6): 91-104.
- [25] KOTARU M, JOSHI K, BHARADIA D, et al. SpotFi: decimeter level localization using WiFi[C]//*Proceedings of the 2015 ACM Conference on Special Interest Group on Data Communication*. New York: ACM Press, 2015: 269-282.
- [26] WU C H, SU W H, HO Y W. A study on GPS GDOP approximation using support-vector machines[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2011, 60(1): 137-145.
- [27] 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 IEEE Conference on Computer Communications*. Piscataway: IEEE Press, 2020: 2381-2390.

## [作者简介]



李泽 (1991- ), 男, 安徽淮南人, 博士, 重庆邮电大学讲师, 主要研究方向为无线定位与感知。

邹建 (1998- ), 女, 重庆人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为毫米波定位。

黄曾 (1997- ), 男, 重庆人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为 Wi-Fi 定位。

田增山 (1968- ), 男, 河南固始人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线定位与导航、无线智能感知、多域超分辨信号处理、毫米波/太赫兹雷达及通信技术。