

5G 毫米波室内单站定位技术研究

Research on 5G Millimeter Wave Indoor Single Station Positioning Technology


李红霞¹, 杨洁艳², 苏成双¹ (1. 中国联通重庆分公司, 重庆 401123; 2. 中国联合网络通信集团有限公司, 北京 100033)

Li Hongxia¹, Yany Jieyan², Su Chengshuang¹ (1. China Unicom Chongqing Branch, Chongqing 401123, China; 2. China United Network Communications Group Co., Ltd., Beijing 100033, China)

摘要:

以5G毫米波通信系统为核心,研究了基于毫米波的高精度室内定位技术,首先在Wireless Insite网络仿真平台搭建毫米波模拟室内定位环境,并基于该环境研究毫米波频段电磁波室内传播特性。随后,在毫米波混合波束赋形的前提下研究超分辨二维信号到达角(Angle of Arrival, AOA)估计技术,并基于估计的二维AOA信息研究室内单站定位技术,完成高精度定位Demo演示。仿真结果表明,该方案能够有效提升室内单站定位精度。

关键词:

毫米波; 单站定位; 混合波束赋形; 室内定位; 5G
doi: 10.12045/j.issn.1007-3043.2023.09.009
文章编号: 1007-3043(2023)09-0046-07
中图分类号: TN929.5
文献标识码: A
开放科学(资源服务)标识码(OSID): 

Abstract:

Taking the 5G millimeter-wave communication system as the core, it studies the high-precision indoor positioning technology based on millimeter-wave. Firstly, a millimeter-wave simulated indoor positioning environment is built on the Wireless In-site network simulation platform, and the indoor propagation characteristics of electromagnetic waves in the millimeter-wave band are studied based on this environment. Subsequently, the super-resolution 2D AOA estimation technology is studied under the premise of millimeter-wave hybrid beamforming, and the indoor single-station positioning technology is studied based on the estimated 2D AOA information, and a high-precision positioning Demo demonstration is completed. The simulation results show that this scheme can effectively improve the indoor single-station positioning accuracy.

Keywords:

Millimeter wave; Single station positioning; Hybrid beamforming; Indoor positioning; 5G

引用格式: 李红霞, 杨洁艳, 苏成双. 5G毫米波室内单站定位技术研究[J]. 邮电设计技术, 2023(9): 46-52.

1 概述

随着人类经济社会的发展,地理位置信息越来越被重视。实时的地理位置信息不仅方便了人们的日常生活,也给国防与公共安全提供了重要保障,在经济社会的发展中发挥了不可替代的作用。室外环境下人与车辆的定位与导航主要依靠全球定位系统(Global Position System, GPS)^[1-2],但是室内环境下由于建筑物的遮挡,卫星信号严重衰减,因此无法使用

GPS进行定位。与此同时,人们室内的公共活动日益频繁,对室内位置信息的需求越来越大,因此室内定位技术显得非常重要。目前5G定位技术还处于实验阶段,在室外可以采用信号到达角(AOA)或者上行到达时差(Uplink Time Difference of Arrival, UTDOA)的方式实现定位。

作为室内定位核心技术的二维AOA估计技术^[3-4]也随之成为研究焦点,基于角度的定位技术一般需要估计出信号到各个基站的到达角(AOA),然后利用三边定位方法对目标进行定位。在阵列信号处理领域,超分辨算法通常是利用天线之间的波程差对信号的

收稿日期: 2023-07-10

AOA 进行估计, 随着毫米波与太赫兹等高频信号的普及, 天线间距难以满足半波长采样定理的要求, 导致子空间类参数估计方法估计结果出现混叠现象, 无法进行角度估计。

本文提出一种毫米波室内单站定位技术, 首先采用基于天线阵列混合波束的超分辨二维 AOA 估计技术, 将 4×4 的天线阵列用合路器合路为四通道进行接收, 减少硬件资源开销。合路信号在保证整体孔径大小的前提下大幅提高了信号强度, 同时可避免相位偏移。结合稀疏重构技术, 解决实际环境中可能出现快拍数少的问题, 并且解决由于虚拟天线的间距无法满足奈奎斯特采样定理的问题, 实现信号的精确重构。

2 毫米波单站定位算法描述

毫米波室内单站定位技术, 主要包括毫米波信号

室内传播信道仿真模型与基于 AOA 信息的高精度室内单站定位算法。首先通过毫米波室内信道建模, 模拟毫米波室内传播的真实特征, 还原实际场景中的形状、材质以及电磁特性, 分析信号从发射到接收过程中实际的路径损耗和传播路径。然后, 利用获取的信道状态信息 (CSI), 结合正交匹配追踪算法, 实现 AOA 参数的超分辨估计。最终, 利用非可视路径 (NLOS) 的传播特点, 研究仿射传播路径聚类、多径参数提取、多径路径分离、位置信息非线性优化, 形成单站定位方案。最终结合 Wireless 网络仿真平台验证方案可行性, 同时搭建 PC 端 demo 演示界面实时显示定位结果与误差分析 (见图 1)。

2.1 基于毫米波混合波束赋形的信号模型

本文采用 4×4 毫米波阵列天线结合 4 通道进行毫米波信号收发, 再利用耦合后的 4 路信号进行二维

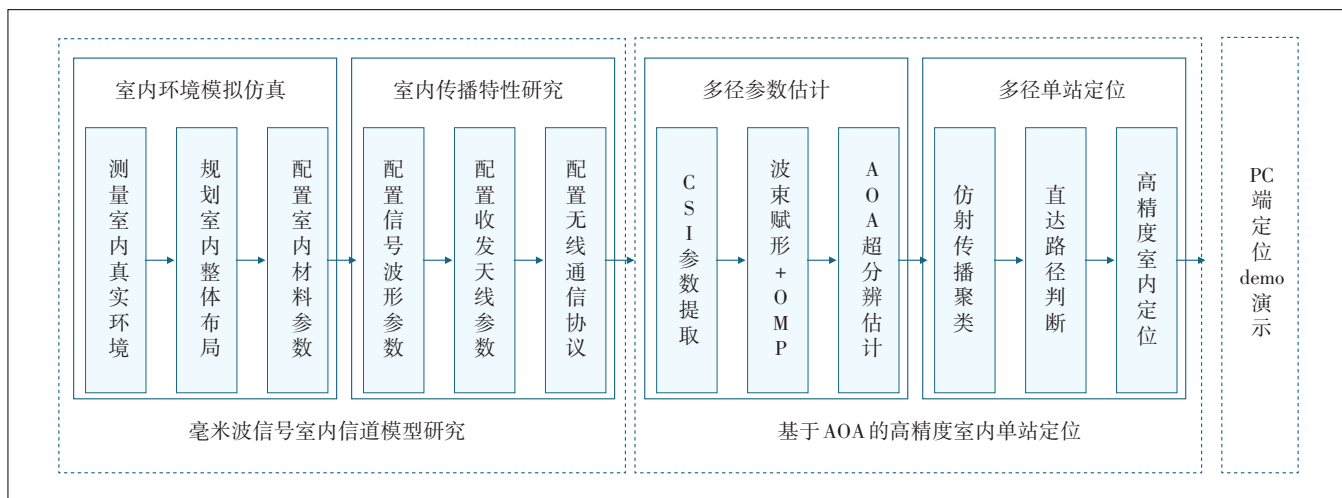


图 1 毫米波单站定位整体流程

AOA 参数估计。天线耦合示意如图 2 所示, 耦合后虚拟天线之间的间距 $d = \lambda$, 其中 λ 为信号波长。

为了方便描述混合波束赋形^[5]后的信号模型, 图 3 (a) 给出了天线来波几何模型示意, 图 3 (b) 给出了混

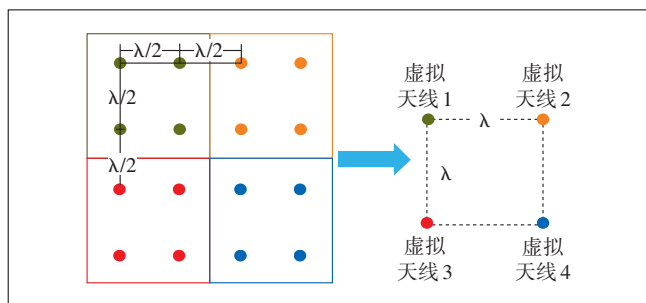


图 2 毫米波阵列天线耦合示意

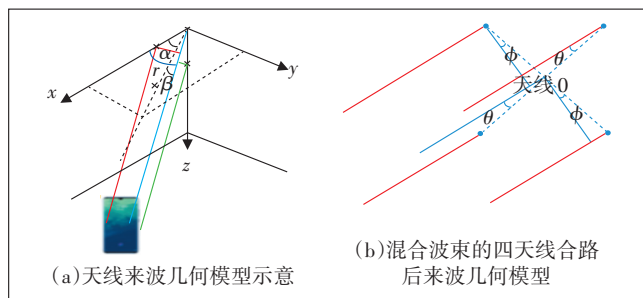


图 3 混合波束赋形模型

合波束的四天线合路成单虚拟天线的来波几何模型, 其中天线 0 为混合波束的虚拟相位中心, 红色线条为真实来波方向。

其中, θ, ϕ 和 α, β, γ 之间的关系为:

$$\begin{aligned}\cos \theta &= \frac{-\sqrt{2}}{2}(\sin \beta + \cos \gamma) \\ \sin \phi &= \frac{\sqrt{2}}{2}(\sin \beta - \cos \gamma)\end{aligned}\quad (1)$$

天线1、2、3、4与天线0之间的相位差为:

$$\left\{ \exp\left[-j2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \sin \phi\right], \exp\left[j2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \cos \theta\right], \right. \\ \left. \exp\left[-j2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \cos \theta\right], \exp\left[j2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \sin \phi\right] \right\} \quad (2)$$

其中, d 为天线间距。

天线增益相同, 表示为 a , 虚拟天线相位中心为 $\psi(t)$, 混合后的信号表达式为:

$$\begin{aligned}s(t) &= a \times \exp[\psi(t)] \times \\ &\left\{ \exp\left[-j2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \sin \phi\right] + \exp\left[j2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \cos \theta\right] + \right. \\ &\left. + \exp\left[-j2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \cos \theta\right] + \exp\left[j2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \sin \phi\right] \right\}\end{aligned}\quad (3)$$

利用欧拉公式展开可得:

$$\begin{aligned}s(t) &= a \times \exp[\psi(t)] \times \\ &\left[2 \cos\left[2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \sin \phi\right] + 2 \cos\left[2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \cos \theta\right] \right]\end{aligned}\quad (4)$$

其相位与虚拟天线的相位一致, 因此可将矩形混合阵列天线的相位中心等效为矩形中心的虚拟天线。

因此, 混合波束后, 虚拟天线的混合信号可表述为:

$$\begin{aligned}s(t) &= a \times \exp[\psi(t)] \times \\ &\left\{ 2 \cos\left[2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \frac{\sqrt{2}}{2}(\sin \beta - \cos \gamma)\right] + \right. \\ &\left. + 2 \cos\left[2\pi \frac{\sqrt{2}d}{2\lambda} \frac{\sqrt{2}}{2}(\sin \beta + \cos \gamma)\right] \right\}\end{aligned}\quad (5)$$

将式(5)化简后得:

$$s(t) = a \exp[\psi(t)] \left[4 \cos\left(\pi \frac{d}{\lambda} \sin \beta\right) \cos\left(\pi \frac{d}{\lambda} \cos \gamma\right) \right]\quad (6)$$

阵元间距 d 为半波长, 所以 $\pi \frac{d}{\lambda} \sin \beta$ 和 $\pi \frac{d}{\lambda} \cos \gamma$ 的范围为 $\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$, 此时 $\cos\left(\pi \frac{d}{\lambda} \sin \beta\right) \approx$

$1, \cos\left(\pi \frac{d}{\lambda} \cos \gamma\right) \approx 1$, 信号的幅值增益约为 $4a$ 。由此可得出结论, 4×4 混合波束后的混合信号可直接表示为 2×2 的虚拟天线, 混合信号相位与虚拟天线的相位一致, 信号强度的增益是单天线的4倍。

同理, 目前主流的毫米波天线阵子数量为512或者1024, 由于天线几何模型未变, 只改变天线间距对阵列流形不产生本质影响, 仍可利用本方案进行超分辨参数估计与目标定位。

2.2 基于OMP算法的超分辨二维AOA估计技术

基于超分辨参数估计的核心思想是利用获取的CSI估计出真实环境中信号物理传播路径的相关参数(即信号波达角AOA以及信号到达时间TOA)。传统的AOA估计技术是采用天线阵列的方式, 需要天线之间的间隔小于等于半波长, 而在本文中, 由于虚拟天线的间距大于半波长不满足奈奎斯特采样定理, 传统的子空间参数估计方法(MUSIC等)不适用于本项目。本文基于OMP算法^[6-7], 将稀疏信号恢复算法用于信号参数估计, 对待估计的二维AOA角 β, γ 进行估计。

利用虚拟阵列的阵列流形构造字典矩阵。结合天线混合后的虚拟阵列模型, 构造信号的阵列流形。以图2中的虚拟天线1为参考信号时, 天线间的相位差为:

$$\begin{bmatrix} 0 & -j2\pi f d \cos \beta / c \\ -j2\pi f d \sin \gamma / c & -j2\pi f d (\cos \beta + \sin \gamma) / c \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, d 为虚拟天线的间距, f 为信号载频, c 为光速。将四通道信号进行幅值归一化处理, 可构造阵列流形为:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & e^{-2\pi f d \cos \beta / c} \\ e^{-j2\pi f d \sin \gamma / c} & e^{-j2\pi f d (\cos \beta + \sin \gamma) / c} \end{bmatrix} \quad (8)$$

利用横排天线与竖排天线分别构造观测矩阵 $\Theta(\beta) = [1 \ e^{-j2\pi f d \cos \beta / c}]^T$ 与 $\Theta(\gamma) = [1 \ e^{-j2\pi f d \sin \gamma / c}]^T$, 即可实现对角度 β 和角度 γ 的稀疏观测。同时结合 γ 与 α, β 之间关系 $\cos \gamma = \cos \beta \cos \alpha$, 也可实现对角度 α 的观测。构造的字典矩阵即为 $\Theta(\beta; \gamma) = \Theta(\beta) \otimes \Theta(\gamma)$, \otimes 为克罗内克积。

假设天线阵列天线数为 M, β 和 γ 的搜索范围和搜索步长确定的搜索角度值组成向量 searching_β 和 searching_γ 。因此, 由 β 的第 i_β $[1 \leq i_\beta \leq \text{length}(\text{searching}_\beta)]$ 个搜索角度构造的原子为:

$$\Theta_{\gamma}(i_\beta) = [1 \ e^{-j2\pi f d \cos(\text{searching}_\beta(i_\beta)) / c}]^T \quad (9)$$

其中, $\Theta_\beta = \Theta_\beta(i_\beta), 1 \leq i_\beta \leq \text{length}(\text{searching}_\beta), \Theta_\beta$ 的维度为 $M \times \text{length}(\text{searching}_\beta)$, f 为信号频点, d 为天线之间的间距, c 为光速。

由第 $i_\gamma [1 \leq i_\gamma \leq \text{length}(\text{searching}_\gamma)]$ 个搜索时延构造的原子为:

$$\Theta_\gamma(i_\gamma) = [1 \ e^{-j2\pi f d \sin[\text{searching}_\gamma(i_\gamma)/c}]^T \quad (10)$$

其中, $\Theta_\gamma = \Theta_\gamma(i_\gamma), 1 \leq i_\gamma \leq \text{length}(\text{searching}_\gamma), \Theta_\gamma$ 的维度为 $M \times \text{length}(\text{searching}_\gamma)$, Δf 为子载波之间的间隔。

因此, 由第 i_β 个搜索角度和第 i_γ 个搜索时延构造的字典矩阵为:

$$\Theta(i_\beta; i_\gamma) = \Theta_\beta(i_\beta) \otimes \Theta_\gamma(i_\gamma) \quad (11)$$

其中, Θ 的维度为 $2M \times [\text{length}(\text{searching}_\beta) \times \text{length}(\text{searching}_\gamma)]$ 。假设接收阵列接收到的接收信号为 y , 初始化残差 $r_0 = y$, 索引集 $\Lambda_0 = \emptyset$, 将字典矩阵中的每一个原子, 即字典矩阵的每一列分别与残差进行内积运算, 找到字典矩阵中与残差的投影系数最大的原子, 并将该原子从字典矩阵中删掉。然后更新残差值 $r_t = y - \Theta_t \hat{x}_t, t = t + 1$ 。直到满足迭代终止条件 $t > K$, 此时, K 表示待估计的信源个数。因此待估计信号的 β 和 γ 2 个参数就等于依次找出的字典矩阵中与残差的投影系数最大的原子对应的 β 和 γ 。再利用关系式 $\cos \gamma = \cos \beta \cos \alpha$, 可获得俯仰角 α 的估计值。

图 4 给出了 OMP 算法示意, 图 5 给出了 OMP 算法流程。

考虑实际场景下, 信道对信号的传播会带来 3 种影响: 信号的幅度衰减、信号的传播时延和信号多径效应, 基于此可以建立以下的时变的信道模型:

$$h(\tau, t) = \sum_n a_n [\tau_n(t)] e^{-j2\pi f_n \tau_n(t) \delta[\tau - \tau_n(t)]} \quad (12)$$

输入: 字典矩阵 Θ , 采样信号 y , 稀疏度 K (迭代终止条件) 输出: x 的 K 稀疏地逼近 \hat{x} ; 算法步骤: 初始化: 残差 $r_0 = y$, 索引集 $\Lambda_0 = \emptyset, t = 1$ 。 循环执行步骤 1-5: 步骤 1: 找出残差 r 和传感矩阵的列 φ_j 积中最大值所对应的脚标 λ , 即 $\lambda = \arg \max_{j=1 \dots N} \langle r_{t-1}, \varphi_j \rangle $ 。 步骤 2: 更新索引集 $\Lambda_t = \Lambda_{t-1} \cup \{ \lambda_t \}$, 记录找到的字典矩阵中的重建原子集合 $\Theta_t = [\Theta_{t-1}, \varphi_\lambda]$ 。 步骤 3: 由最小二乘得到 $\hat{x}_t = \arg \max \ y - \Theta_t x \ _2$ 。 步骤 4: 更新残差 $r_t = y - \Theta_t \hat{x}_t, t = t + 1$ 。 步骤 5: 判断是否满足 $t > K$, 若满足, 则停止迭代; 若不满足, 则执行步骤 1。

图 4 OMP 算法示意

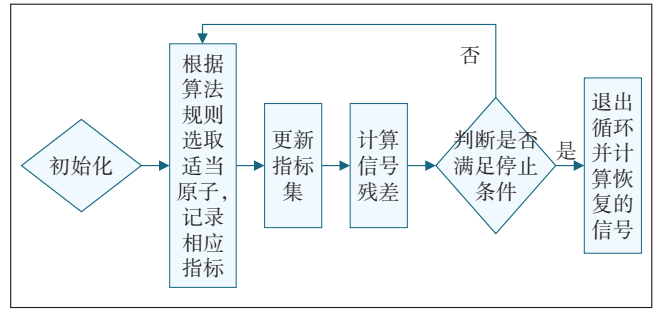


图 5 OMP 算法流程

其中, $h(\tau, t)$ 表示信道在 t 时刻对 $t - \tau$ 时刻发出的脉冲的响应, $a_n(t)$ 代表第 n 条路径上的时变信号的衰减因子, $\tau_n(t)$ 代表传播时延, f_n 表示多普勒频移。考虑到终端的移动速度有限 (实际场景中, 如果可获取终端的移动速度, 即可估计出信道相干时间, 在相干时间内信道保持相对稳定, 因此在该时间段内获取的 CSI 也相对稳定), 那么物体由于相对移动造成的多普勒频偏较小, 因此, 式 (12) 可以简化为:

$$h(t) = \sum_n a_n \delta(t - \tau_n) \quad (13)$$

其中, $h(t)$ 是信道在 t 时刻发送的脉冲响应, a_n 代表第 n 条路径的信号衰减因子, τ_n 代表第 n 条路径的传播延迟。

2.3 基于仿射传播聚类的直射路径选择

在通过基于 OMP 的二维 AOA 计算法得到室内环境下多径信号的角度参数超分辨率估计值之后, 需要分辨出其中的直射路径, 如果直接把空间谱峰值最大的认定为 LOS 路径, 可能会造成较大的偏差。本文采用仿射聚类^[8]的方法, 对 OMP 算法估计出的空间谱峰值及极值点作聚类处理, 由于直射路径较稳定, 所以将会有更多的 TOF 和 AOA 极值点聚在一起, 需要说明的是, 估计出的 TOF 由于存在相位误差, 不是真实的时间值, 所以只做聚类使用。

对估计得到的 TOF 和方位角极值点进行归一化处理, 将任意 2 个样本点的相似度记为欧式距离平方的负值, 作为 S 中的元素, 如式 (14) 所示:

$$S(i, j) = -\|x_i - x_j\|_2, \forall i, j \neq i \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (14)$$

其中 x_i 和 x_j 表示任意 2 个极值点, N 为样本点个数。利用式 (14) 计算每个极值点和其他剩余极值点之间的相似度存入 S 中, 然后将 S 作为算法的输入。同时, 定义 $S(i, j)$ 主对角线上的元素为自相似度 $S'(k, k)$, 一般为常数, 也叫作偏向参数 $p(k)$ 。事实上, 自相似度

也可以定义为:

$$S'(k,k) = \frac{\sum_{k=1}^N S(k,k)}{N \times (N-1)}, 1 \leq k \leq N \quad (15)$$

首先将相似度和自相似度组成的矩阵作为仿射聚类传播算法的输入参数,同时还有2个重要的交换信息在极值点之间传递:吸引度 $R(i,j)$ 和归属感 $A(i,j)$ 。吸引度 $R(i,j)$ 从样本点 i 指向样本点 j ,用于描述点 j 作为点 i 聚类中心的合适程度,归属感 $A(i,j)$ 从样本点 j 指向样本点 i ,用于描述点 i 作为点 j 聚类中心的合适程度。仿射聚类传播算法通过不断搜索更新 $R(i,j)$ 和 $A(i,j)$,直到产生稳定的聚类中心和各个极值点的类归属情况,或者达到最大的迭代次数,如式(16)和式(17)所示:

$$R(i,j) = S(i,j) - \max_{k \neq j} [A(i,k) + S(i,k)] \quad (16)$$

$$A(i,j) = \min \left\{ 0, R(i,j) + \sum_{k \neq i,j} \max [0, R(k,j)] \right\} \quad (17)$$

在计算过程中,先对 $A(i,j)$ 初始化为0,利用上面的迭代过程就可以计算 $R(i,j)$ 的初始值,最后输出稳定的聚类结果。

2.4 单站定位模型

采用几何位置关系定位原理^[9](见图6),终端一般由人员随身携带,距离地面的高度为 $h=H-L$,利用几何位置关系,结合毫米波天线与终端之间的距离 L ,可以计算终端位置点 Q 的坐标为:

$$\begin{cases} x = L \times \tan \theta \times \sin \varphi - a \\ y = L \times \tan \theta \times \cos \varphi - b \end{cases} \quad (18)$$

其中 $P(a,b)$ 为中央位置点的坐标。

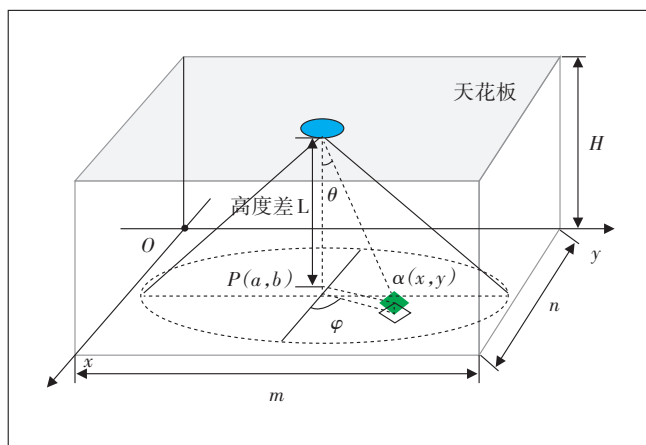


图6 几何位置关系定位原理

3 仿真结果分析

3.1 基于 Wireless InSite 搭建环境模型

Wireless InSite^[10-11]采用先进的高频电磁处理方法,使其可以在50 MHz到100 GHz频段内提供精确的计算结果。Wireless InSite可以实现室外到室内混合场景传播建模的能力,能够仿真和分析室外发射机在室外的覆盖,以及穿透建筑物后在建筑物内部的传播路径预测和场强覆盖。

本文在Wireless InSite中,建立一个典型的办公场景(见图7~图9),并根据实际情况选择波形、天线、发射与接收点、学习模型、通信协议等相关参数,其中实

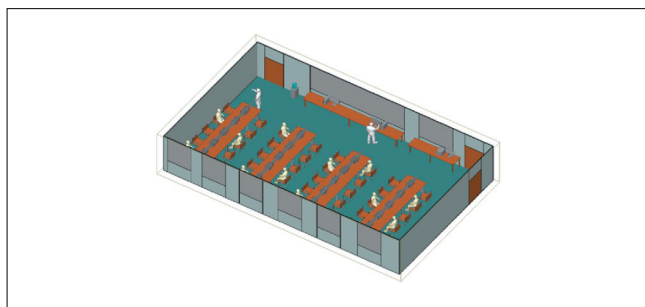


图7 办公环境建模

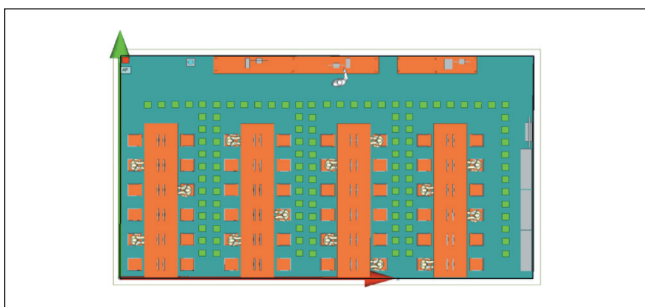


图8 行走轨迹

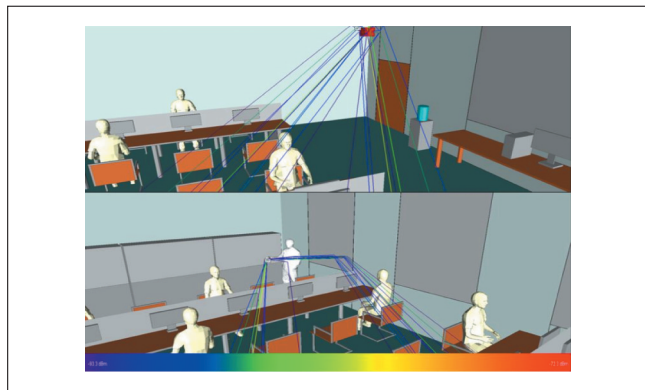


图9 随机发射点电磁传播特性第一视角

验参数中, 频率设置为 26.5~27.3 共 800 MHz, 信噪比为 10 dB, 子载波间隔为 120 kHz, 并设置 1 条直射路径以及 19 条反射路径, 设置流程如图 10 所示。

第 1 步: 读取 Wireless InSite 产生的仿真数据。数据内容包括 1 条直直径和 19 条反射径的干扰径数目、信号强度、接收相位、到达时间、俯仰角、方位角等信息, 其中路径的信号强度、俯仰角和方位角是我们需要的信息。

第 2 步: 将读取到的俯仰角和方位角结合天线阵列形式得到阵列流形矩阵和信号, 加上高斯白噪声生成最终信号, 即天线接收到的信号。

第 3 步: 对天线接收到的信号进行信号估计, 采用 OMP 算法进行二维角度估计。

第 4 步: 采用几何位置关系定位原理, 根据天线的坐标得出目标的绝对坐标。

第 5 步: 误差分析。

第 6 步: 动态位置估计。

3.2 仿真结果及分析

仿真实验的电脑配置为: Intel(R) Core(TM) i5-10500CPU @3.10GHz 的处理器, 16 GB 的内存(RAM), 处理单个点的时间为 0.5 s。利用 Wireless InSite 软件建立室内模型, 配置无线环境参数, 仿真中设置的房间大小与真实环境保持一致。

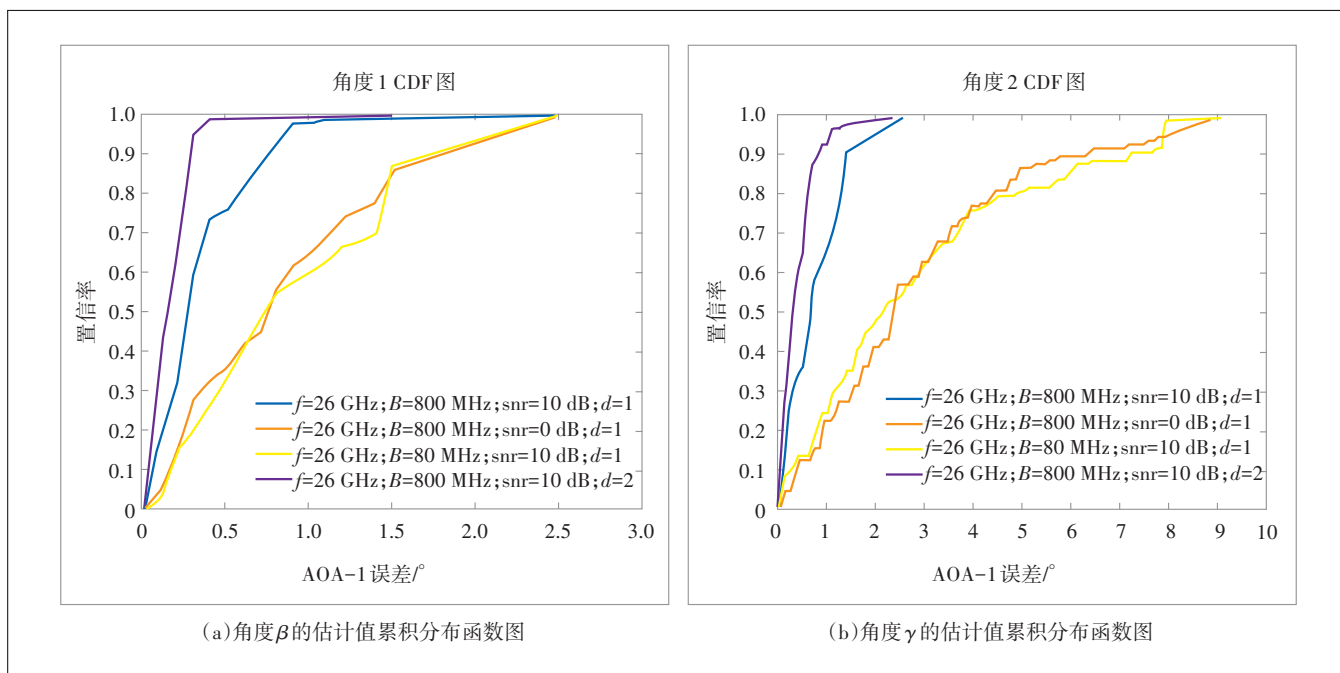
二维 AOA 估计结果如图 11 所示。目标定位结果



图 10 Wireless InSite 总体建模流程图

及误差分析如图 12 和图 13 所示。

从图 13 中可以看到, 毫米波的定位精度相比



(a) 角度 β 的估计值累积分布函数图

(b) 角度 γ 的估计值累积分布函数图

图 11 二维 AOA 估计结果

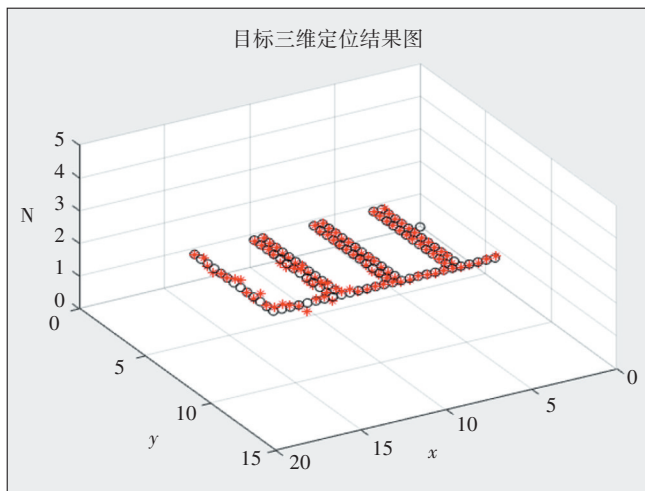


图12 目标运动轨迹

sub6G来说,得到了很大的提升,最高定位精度在米级以下。

4 结论

随着5G网络的规模部署,使得利用蜂窝网进行室内高精度定位成为可能。5G毫米波带宽大、载频高、有极高的时间分辨力,在定位方面相比于sub6G来说具有较大的优势。本文提出一种毫米波室内单站定位方法,利用信道状态信息,在毫米波混合波束赋形,即通道之间的间隔大于半波长的前提下,精准地估计出二维AOA信息,并利用二维AOA信息完成单站定位,无需基站之间的同步和数据同步等复杂操作;具有部署方便、低成本等特点。这种定位方法可复用在

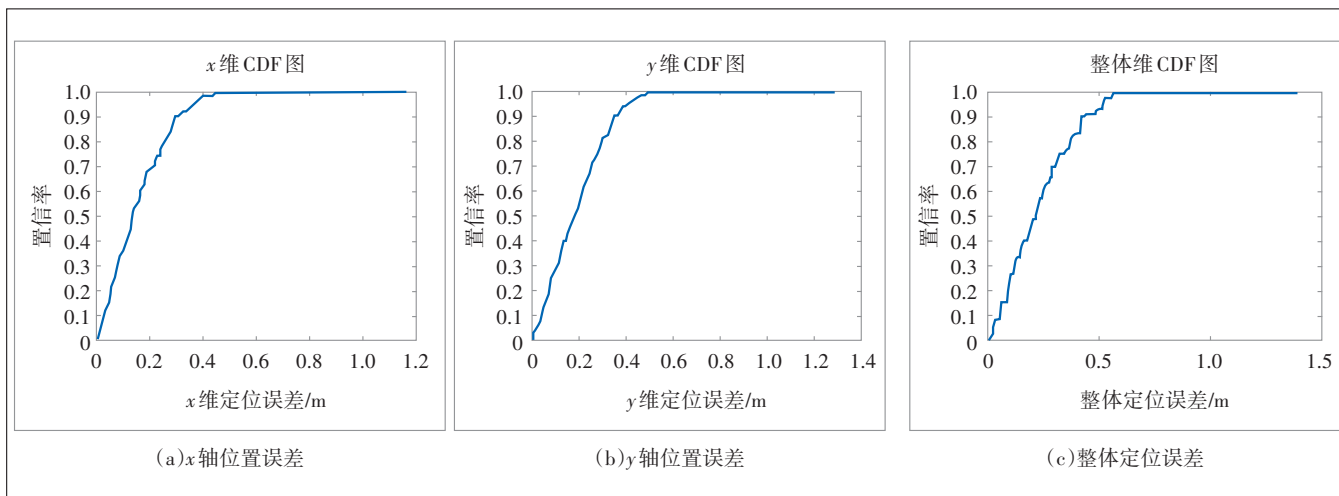


图13 误差分析

sub6G网络,解决室内定位需要站间同步的难题。

参考文献:

- [1] EL-RABBANY A. Introduction to GPS: the global positioning system [M]. 2nd ed. Boston: Artech, 2006.
- [2] RYCROFT M J. Understanding GPS. Principles and applications; Kaplan E. D. (ed.), 1996, 554 pp. Artech House, £75, hb, ISBN 0-89006-793-7 [J]. Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 1997, 59(5): 598-599.
- [3] 田增山, 张千坤, 周牧, 等. 基于CFR的角度/距离联合单站定位[J]. 电子科技大学学报, 2019, 48(5): 698-705.
- [4] 田增山, 张千坤, 周牧, 等. 基于CFR虚拟阵列天线的AOA室内定位[J]. 电子学报, 2018, 46(6): 1468-1474.
- [5] 王力权, 马西锁, 王力男. 基于压缩感知的毫米波大规模MIMO混合波束赋形设计[J]. 信息技术, 2022(8): 48-52.
- [6] 肖晴, 谭方青. 基于改进OMP算法的毫米波大规模MIMO混合预编码设计[J]. 计算机应用研究, 2023, 40(1): 239-243.
- [7] 张骄, 王敏. 基于正交匹配追踪算法的虚拟内插空间平滑DOA估计[J]. 测试技术学报, 2022, 36(5): 369-375.
- [8] 吴宇芳. 室内Wi-Fi指纹定位算法研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2021.
- [9] 未平. 基于蓝牙角度估计的室内定位技术研究[D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2019.
- [10] 包银燕. 基于射线跟踪的空中基站覆盖优化研究[D]. 南京: 南京信息工程大学, 2022.
- [11] 朱秋明, 陈小敏, 杨婧文, 等. 基于Wireless Insite的无线信道教学研究[J]. 实验室研究与探索, 2019, 38(8): 209-212.

作者简介:

李红霞, 高级工程师, 硕士, 主要从事网络创新及数字化运营相关工作; 杨洁艳, 高级工程师, 硕士, 主要从事网络数字化运营相关工作; 苏成双, 中级工程师, 学士, 主要从事无线网络优化相关工作。