

文章编号:1007-5321(2021)04-0019-07

DOI:10.13190/j.jbupt.2020-253

基于载波相位差值的室内 Wi-Fi 定位方法

何 维, 岳紫颖, 周 牧, 田增山

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要: 到达角(AoA)的角度分辨力低,导致基于信道状态信息(CSI)的AoA定位精度难以突破亚米级. 为了提升定位精度,提出了一种基于载波相位差值的室内Wi-Fi高精度定位方法. 首先,提取CSI中心频点子载波的相位信息和直视路径的信号飞行时间,通过虚拟参考点构建载波相位差分定位模型,实现目标初始定位;然后,结合目标初始定位位置,采用虚拟基线约束的方法实现整周模糊求解;最后,提出基于扩展卡尔曼滤波的载波相位定位优化算法,得到目标精确位置. 此外,通过实验对比了直线和任意路径下的动态定位结果,所提定位方法的中值定位误差在0.25 m以内,具有更高的准确性和可靠性.

关键词: 室内定位; 载波相位信息; Wi-Fi; 虚拟基线约束; 整周模糊

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

Indoor Wi-Fi Localization Method Based on Carrier Phase Difference

HE Wei, YUE Zi-ying, ZHOU Mu, TIAN Zeng-shan

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: Due to the low angular resolution of angle of arrival (AoA), it is challenging for the AoA localization algorithm based on channel state information (CSI) to achieve sub-meter level localization accuracy. To improve the localization accuracy, a precise indoor Wi-Fi localization method based on carrier phase difference is proposed. First, the center frequency carrier phase of CSI and time of flight in line of sight path are extracted, and the carrier phase difference localization model is constructed with virtual reference point, thus achieving the initial target localization. Then, combining the initial localization result of the target, the integer ambiguity solution is realized by using the virtual baseline constraint. Finally, the carrier phase localization optimization algorithm based on the extended Kalman filter is proposed to obtain the precise location of the target. Experimental results for straight lines and arbitrary paths show that the median localization error of the proposed method is within 0.25 m, which is more accurate and reliable than the baseline method.

Key words: indoor localization; carrier phase information; Wi-Fi; virtual baseline constraint; integer ambiguity

近年来,高精度定位服务在社会民生等领域发挥着重要作用,例如,基于卫星的室外定位技术能够

达到厘米级精度^[1],广泛应用于自动驾驶. 然而,卫星信号在室内受到遮挡,室内环境下电磁信号传播

收稿日期: 2020-11-22

基金项目: 国家自然科学基金项目(E020B2017036); 重庆市研究生科研创新项目(CYS19253)

作者简介: 何 维(1980—),男,副教授.

通信作者: 岳紫颖(1996—),女,硕士生, E-mail: 2107177769@qq.com.

复杂,导致室内定位误差大.因此,室内高精度定位技术已经成为研究热点和难点.根据信号源的不同,室内定位系统可以分为蓝牙、红外、ZigBee、超宽带和 Wi-Fi 等^[2].其中,基于 Wi-Fi 的室内定位技术因其对硬件系统要求较低的优点而备受关注,且 Wi-Fi 采用的通信标准大部分为 IEEE 802.11n,物理层应用正交频分复用调制,能够提供丰富的信道状态信息(CSI, channel state information)^[3],包含子载波幅度和相位.因此,基于 Wi-Fi 的定位技术成为室内定位领域的主流. Giengset 等^[4]提出一种基于普通 Wi-Fi 的 Phaser 系统,该系统提出了相位误差自动校正技术和多径抑制技术,平均定位误差在 1 m 左右,定位效果较差. Yang 等^[5]提出一种基于双频带的中国余数定理测距方法,提高了算法的稳定性,但占用大量频带资源,在 Wi-Fi 环境下容易发生信号冲突. 贺磊南等^[6]提出一种采用多载波相位测距的 Wi-Fi 定位方法,通过中国余数定理实现距离重构,采用迭代搜索法求解目标位置,但是该方法需要采用聚类算法进行数据预处理,且定位精度较低.

综上所述,基于 CSI 的定位方法对特征参数的提取总是存在一定误差,这是由于室内复杂环境带来的多径干扰以及硬件设备引起的误差.基于此,开展了基于载波相位差值的室内 Wi-Fi 定位方法研究,系统框图如图 1 所示.笔者贡献主要包括以下 2 点:① 区别于传统的室内到达角(AoA, angle of arrival)定位,利用 CSI 中包含的丰富的载波相位信息,对子载波进行相位偏移消除,提取中心频点子载波的相位值,结合虚拟参考点构建载波相位差分定位模型;② 采用虚拟基线约束的方法求解整周模糊,并构建基于扩展卡尔曼滤波的载波相位定位优化模型,实现亚米级高精度定位.

1 参数提取

1.1 载波相位提取

在室内环境下,某条路径在 t 时刻的信道频率响应通常表示为

$$H(f) = \alpha e^{-j2\pi f\tau} \quad (1)$$

其中: f 为信号的载波频率, α 为幅值衰减, τ 为传播时延.结合式(1),接收端同一数据包内子载波间的相位关系表示为

$$\varphi_m = \varphi_1 - 2\pi m \Delta f \tau \quad (2)$$

其中: φ_m 为第 m 个子载波的相位, φ_1 为第 1 个子载

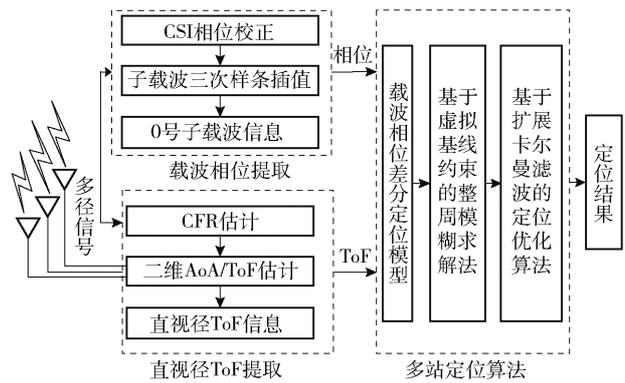


图1 系统框图

波的相位, m 为子载波个数, Δf 为子载波间隔.对式(2)两边的 m 求导数,可得相位斜率

$$s = -2\pi\Delta f(\tau \bmod T_s) \quad (3)$$

其中 T_s 为信号采样周期.由于相位存在 2π 的模糊,故理论上中心频点为 f_c 的零号子载波相位为

$$\Phi = -2\pi f_c \left(\tau \bmod \frac{1}{f_c} \right) \quad (4)$$

由式(3)和式(4)可知,子载波相位之间呈现严格的线性关系,且零号子载波相位与子载波下标无关,所以理论上不受包检测时延(PDD, packet detection delay)、符号定时偏移(STO, symbol timing offset)等与子载波下标有关的相位误差影响,因此考虑有效利用零号子载波进行下一步的测距和定位研究.但是,在 Wi-Fi 信号处理流程中,由于硬件制造工艺受限,接收端得到的 CSI 相位会产生一系列误差,包括载波频率偏移(CFO, carrier frequency offset)、采样频率偏移(SFO, sample frequency offset)、STO、PDD、相位模糊(PA, phase ambiguity)等.由于 PDD 可以通过构建相位偏移消除模型进行有效消除,而 SFO 对单个数据包中 CSI 相位的影响十分微弱,可忽略不计^[7],所以只考虑由晶振精度引起的 CFO 和 STO 两种误差.由于 CFO 对所有子载波造成相同的常数偏移,STO 与子载波编号呈线性关系^[7],因此,可将相位表示为

$$\phi_m(t) = \varphi_m(t) + m\psi_1(t) + \psi_2(t) \quad (5)$$

其中: $\phi_m(t)$ 为 t 时刻第 m 号子载波的测量相位, $\varphi_m(t)$ 为 t 时刻第 m 号子载波的真实相位, $\psi_1(t)$ 为 STO 误差, $\psi_2(t)$ 为 CFO 误差.

由于 CSI 的相位范围为 $[0, 2\pi]$,超过此范围会发生相位跳变,破坏了子载波之间原本的线性关系.因此,首先对式(5)得到的相位解卷绕^[8],进而对解卷绕后的子载波通过三次样条拟合得到中心频

点子载波的相位值 ϕ .

1.2 直视径的信号飞行时间提取

接收机由 N 个阵元组成的均匀线性阵列, 天线之间的间距为波长的 $1/2$, 最左边的天线为参考天线, 如图 2 所示. 假设子载波数量为 M 个, 接收端可以得到全部子载波的 CSI 矩阵, 有

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_{1,1}, \dots, \mathbf{h}_{1,M}, \dots, \mathbf{h}_{N,1}, \dots, \mathbf{h}_{N,M}]^T \quad (6)$$

其中: $\mathbf{h}_{N,M}$ 为第 N 根天线, 第 M 个子载波对应的 CSI 矩阵. \mathbf{H} 还可以表示为^[9]

$$\mathbf{H} = \mathbf{Z}(\theta, \tau) \mathbf{S}(\gamma) + \mathbf{N} \quad (7)$$

其中: $\mathbf{S}(\gamma)$ 为 $L \times 1$ 阶衰减向量, L 为路径个数, \mathbf{N} 为 $NM \times 1$ 阶噪声矢量, $\mathbf{Z}(\theta, \tau)$ 为 $NM \times L$ 阶矩阵, $\mathbf{Z}(\theta, \tau) = [\mathbf{a}(\theta_1) \otimes \mathbf{b}(\tau_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_L) \otimes \mathbf{b}(\tau_L)]$, \otimes 为 Kronecker 乘法, $\mathbf{a}(\theta) = [a_1(\theta), \dots, a_n(\theta), \dots, a_N(\theta)]^T$, $a_n(\theta) = e^{-j2\pi(n-1)d\sin\theta/c}$, θ 为 AoA, $d = \lambda/2$ 为天线间隔, c 为光速, $\mathbf{b}(\tau) = [b_1(\tau), \dots, b_m(\tau), \dots, b_M(\tau)]^T$, $b_m(\tau) = e^{-j2\pi\Delta(m-1)\tau}$. 式(7)的协方差矩阵为 $\mathbf{R} = \mathbf{F}(\mathbf{H} \times \mathbf{H}^H)$, 其中, \mathbf{F} 为自相关运算. 信号 AoA 和飞行时间 (ToF, time of flight) 的空间谱可以表示为

$$\mathbf{O}_{\text{mus}} = \frac{1}{[\mathbf{a}(\theta) \otimes \mathbf{b}(\tau)]^H \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H [\mathbf{a}(\theta) \otimes \mathbf{b}(\tau)]} \quad (8)$$

其中 \mathbf{E}_N 为协方差矩阵 \mathbf{R} 对应噪声子空间的特征向量. 基于式(8)对信号 AoA 的遍历搜索, 并基于最短时延准则, 得到目标到接收机 n 的距离观测值, 有

$$\rho_n = \tau_n c \quad (9)$$

其中 τ_n 为目标到接收机 n 的直视路径时延.

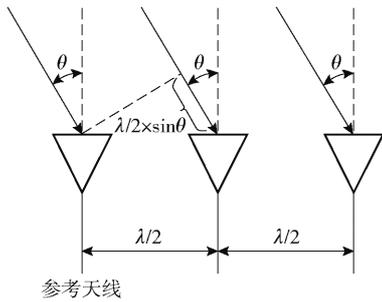


图2 阵列天线示意图

2 载波相位差分定位模型

实验环境结构如图 3 所示, 目标位置 $\mathbf{P} = [x, y]^T$, 参考点 \mathbf{Q} 是初始化过程中的标定点, 位置固定并记为 $\mathbf{Q} = [x^Q, y^Q]^T$, 参考点选取的意义是消除初相误差以及时钟误差, 接收机的位置为 $\mathbf{R}_n = [x_n, y_n]^T$.

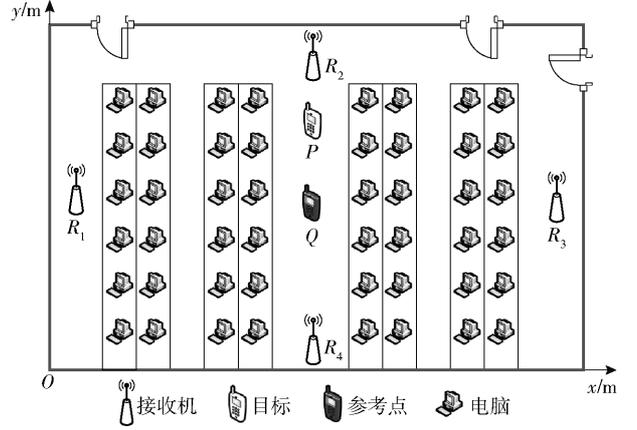


图3 室内环境结构

基于中心频点子载波的相位值 ϕ , 将载波相位测距方程表示为

$$\frac{\lambda}{2\pi} \phi_n^P = r_n^P - \lambda C_n^P + c(\delta t^P - \delta t_n) + \zeta_n^P + \varepsilon_{\phi_n^P} \quad (10)$$

其中: ϕ_n^P 为 $P \sim R_n$ 的载波相位观测值, n 为接收机个数, r_n^P 为 $P \sim R_n$ 的欧式距离, C_n^P 为 $P \sim R_n$ 的载波相位整周数, δt^P 为目标时钟误差, δt_n 为 R_n 时钟误差, ζ_n^P 为 $P \sim R_n$ 的初相误差, $\varepsilon_{\phi_n^P}$ 为 $P \sim R_n$ 的相位观测误差. 根据式(9)的 ρ_n , 距离方程表示为

$$\rho_n^P = r_n^P + c(\delta t^P - \delta t_n) + \varepsilon_{\rho_n^P} \quad (11)$$

其中 $\varepsilon_{\rho_n^P}$ 为 $P \sim R_n$ 的距离观测误差.

由式(10)和式(11)构造载波相位定位模型, 采用差分方式消除初相误差和时钟误差^[10], 可得

$$\left. \begin{aligned} \nabla \Delta \rho_{k,1}^{P,Q} &= \nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q} + \nabla \Delta \varepsilon_{\rho_{k,1}^{P,Q}} \\ \nabla \Delta \phi_{k,1}^{P,Q} &= \nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q} - \lambda \nabla \Delta C_{k,1}^{P,Q} + \nabla \Delta \varepsilon_{\phi_{k,1}^{P,Q}} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

其中: $\nabla \Delta \rho_{k,1}^{P,Q} = \Delta \rho_k^{P,Q} - \Delta \rho_1^{P,Q}$ ($k = 2, 3, \dots, n$), $\Delta \rho_k^{P,Q}$ 为 ρ_k^P 与 ρ_k^Q 的差值, $\nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q} = \Delta r_k^{P,Q} - \Delta r_1^{P,Q}$, $\Delta r_k^{P,Q}$ 为 r_k^P 与 r_k^Q 的差值, $\nabla \Delta \varepsilon_{\rho_{k,1}^{P,Q}} = \Delta \varepsilon_{\rho_k^P, Q} - \Delta \varepsilon_{\rho_1^P, Q}$, $\Delta \varepsilon_{\rho_k^P, Q}$ 为 $\varepsilon_{\rho_k^P}$ 与 $\varepsilon_{\rho_k^Q}$ 的差值, $\nabla \Delta \phi_{k,1}^{P,Q} = \Delta \phi_k^{P,Q} - \Delta \phi_1^{P,Q}$, $\Delta \phi_k^{P,Q}$ 为 ϕ_k^P 与 ϕ_k^Q 的差值, $\nabla \Delta C_{k,1}^{P,Q}$ 为差分整周模糊度, $\nabla \Delta C_{k,1}^{P,Q} = \Delta C_k^{P,Q} - \Delta C_1^{P,Q}$, $\Delta C_k^{P,Q}$ 为 C_k^P 与 C_k^Q 的差值, $\nabla \Delta \varepsilon_{\phi_{k,1}^{P,Q}} = \Delta \varepsilon_{\phi_k^P, Q} - \Delta \varepsilon_{\phi_1^P, Q}$, $\Delta \varepsilon_{\phi_k^P, Q}$ 为 $\varepsilon_{\phi_k^P}$ 与 $\varepsilon_{\phi_k^Q}$ 的差值. 对 $\nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q}$ 使用泰勒级数^[10]在 \mathbf{Q} 处线性化, 记为 $\mathbf{X} = [x_0, y_0]^T$, 忽略二次项和高次项, 可得

$$\mathbf{G} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{X} \\ \hat{\mathbf{a}} \end{bmatrix} + \mathbf{n} = \mathbf{b} \quad (13)$$

其中: $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{A} & \mathbf{B} \end{bmatrix}$, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q}}{\partial x} & \frac{\partial \nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q}}{\partial y} \end{bmatrix}$ 为

$(n-1) \times 2$ 阶矩阵, \mathbf{B} 为对角线 $-\lambda$ 的 $n-1$ 阶方阵, $\Delta \mathbf{X} = [\Delta x, \Delta y]^T$, $\Delta x = x - x_0$, $\Delta y = y - y_0$, $\hat{\mathbf{a}} = [\nabla \Delta C_{2,1}^{P,Q}, \dots, \nabla \Delta C_{n,1}^{P,Q}]^T$, $\mathbf{n} = [\nabla \Delta \varepsilon_{\rho_k^P, \rho}^P, \nabla \Delta \varepsilon_{\phi_k^P, \rho}^P]^T$, $\mathbf{b} = [\nabla \Delta \rho_{k,1}^{P,Q} - \nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q} |_{x_0, y_0}, \nabla \Delta \phi_{k,1}^{P,Q} - \nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q} |_{x_0, y_0}]^T$.

基于加权最小二乘算法求解式(13)可得

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{X} \\ \hat{\mathbf{a}} \end{bmatrix} = (\mathbf{G}^T \mathbf{W} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{W} \mathbf{b} \quad (14)$$

$$\mathbf{Q}_{[x, \hat{a}]^T} = (\mathbf{G}^T \mathbf{W}^T \mathbf{W} \mathbf{G})^{-1} \quad (15)$$

其中: \mathbf{W} 为权值矩阵, $\mathbf{Q}_{[x, \hat{a}]^T}$ 为解的协方差矩阵. 基于式(14)得到估计值 $[\Delta x, \Delta y, \hat{\mathbf{a}}]^T$, 用 $(x_0 + \Delta x, y_0 + \Delta y)$ 替换初值 (x_0, y_0) 进行求解求解, 直到定位精度满足一定限度, 得到定位初值 $\mathbf{X} = (x, y)$.

3 基于虚拟基线的整周模糊求解

式(12)中的载波相位存在整周模糊, 定位初值较差, 因此结合式(14)和式(15), 根据最小二乘算法将差分整周模糊整数解的过程转化为

$$\min_a (\hat{\mathbf{a}} - \mathbf{a})^T \mathbf{Q}_a^{-1} (\hat{\mathbf{a}} - \mathbf{a}) \quad (16)$$

其中 $\mathbf{a} = [\nabla \Delta C_{2,1}^{P,Q}, \dots, \nabla \Delta C_{n,1}^{P,Q}]^T$ 为待求解的差分整周模糊整数解. 为了减小不同差分模糊之间的相关性, 提高搜索效率, 需进行降相关的整数变换, 有

$$\mathbf{z} = \mathbf{Z}^T \mathbf{a} \quad (17)$$

$$\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{Z}^T \hat{\mathbf{a}} \quad (18)$$

$$\mathbf{Q}_z = \mathbf{Z}^T \mathbf{Q}_a \mathbf{Z} = \mathbf{Z}^T (\mathbf{L}^T \mathbf{D} \mathbf{L}) \mathbf{Z} = \bar{\mathbf{L}}^T \bar{\mathbf{D}} \bar{\mathbf{L}} \quad (19)$$

其中: \mathbf{z} 和 $\hat{\mathbf{z}}$ 分别为变换后差分整周模糊的整数解和实数解; \mathbf{Z} 为整数变换矩阵; \mathbf{Q}_z 为 $\hat{\mathbf{z}}$ 的协方差矩阵; $\mathbf{Q}_a = \mathbf{L}^T \mathbf{D} \mathbf{L}$; \mathbf{L} 和 $\bar{\mathbf{L}}$ 为单位下三角矩阵; \mathbf{D} 和 $\bar{\mathbf{D}}$ 为对角线元素大于0的对角阵, 且 $\bar{\mathbf{D}}$ 的对角线元素从大到小排列. 此时可将式(16)转化为

$$(\hat{\mathbf{z}} - \mathbf{z})^T \mathbf{Q}_z^{-1} (\hat{\mathbf{z}} - \mathbf{z}) \leq \chi^2 \quad (20)$$

式(20)为以 $\hat{\mathbf{z}}$ 为中心, 形状由 \mathbf{Q}_z^{-1} 决定, 大小由 χ^2 确定的多维椭球体. 将式(19)代入式(20)可得

$$\frac{(\bar{z}_1 - \bar{z}_1)^2}{\bar{d}_1} + \dots + \frac{(\bar{z}_{n-1} - \bar{z}_{n-1})^2}{\bar{d}_{n-1}} \leq \chi^2 \quad (21)$$

其中: $\bar{z}_{n-1} = \hat{z}_{n-1}$, $\bar{z}_i = \hat{z}_i + \sum_{j=i+1}^{n-1} (\hat{z}_j - \bar{z}_j) \bar{l}_{j,i}$, $\bar{l}_{j,i}$ 为 $\bar{\mathbf{L}}$ 矩阵第 j 行, 第 i 列的元素, \bar{d}_{n-1} 为 $\bar{\mathbf{D}}$ 矩阵第 $n-1$ 行, 第 $n-1$ 列的元素. 按照式(21)进行搜索可得整数矢量 \mathbf{z} , 对 \mathbf{z} 进行逆变换求得原始差分整周模糊为

$$\mathbf{a} = \mathbf{Z}^{-T} \mathbf{z} \quad (22)$$

结合式(14), P 与 Q 的距离为 $\|\Delta \mathbf{X}\| =$

$\sqrt{(x-x^0)^2 + (y-y^0)^2}$, 可将式(13)化简为

$$\min_{\Delta \mathbf{X}, \hat{\mathbf{a}}, \|\Delta \mathbf{X}\|=l} \mathbf{G} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{X} \\ \hat{\mathbf{a}} \end{bmatrix} - \mathbf{b} = \|\mathbf{n}\|_{\mathbf{Q}_b}^2 + \min_a (\|\hat{\mathbf{a}} - \mathbf{a}\|_{\mathbf{Q}_a}^2 + \min_{\Delta \mathbf{X} \in R, \|\Delta \mathbf{X}\|=l} \|\Delta \hat{\mathbf{X}}(\mathbf{a}) - \Delta \mathbf{X}\|_{\mathbf{Q}_{\Delta \hat{\mathbf{X}}(\mathbf{a})}}^2) \quad (23)$$

其中 $\Delta \hat{\mathbf{X}}(\mathbf{a})$ 为最小二乘解. 假设

$$\check{\Delta \mathbf{X}}(\mathbf{a}) = \arg \min_{\Delta \mathbf{X} \in R, \|\Delta \mathbf{X}\|=l} \|\Delta \hat{\mathbf{X}}(\mathbf{a}) - \Delta \mathbf{X}\|_{\mathbf{Q}_{\Delta \hat{\mathbf{X}}(\mathbf{a})}}^2 \quad (24)$$

则通过最小二乘可以得到

$$\check{\mathbf{a}} = \arg \min_a (\|\hat{\mathbf{a}} - \mathbf{a}\|_{\mathbf{Q}_a}^2 + \|\Delta \hat{\mathbf{X}}(\mathbf{a}) - \check{\Delta \mathbf{X}}(\mathbf{a})\|_{\mathbf{Q}_{\Delta \hat{\mathbf{X}}(\mathbf{a})}}^2) \left. \vphantom{\arg} \right\} \check{\Delta \mathbf{X}} = \check{\Delta \mathbf{X}}(\mathbf{a}) \quad (25)$$

根据式(22)得到的整数组合, 搜索所有满足

$$\|\Delta \hat{\mathbf{X}}(\mathbf{a}) - \check{\Delta \mathbf{X}}(\mathbf{a})\|_{\mathbf{Q}_{\Delta \hat{\mathbf{X}}(\mathbf{a})}}^2 \leq \chi^2 - \|\hat{\mathbf{a}} - \mathbf{a}\|_{\mathbf{Q}_a}^2 \quad (26)$$

的基线矢量 $\check{\Delta \mathbf{X}}(\mathbf{a})$, 其对应的整周模糊组合为 \mathbf{a}_1 .

4 基于卡尔曼滤波的定位优化算法

将式(26)得到的差分整周模糊 \mathbf{a}_1 代入式(12), 构建载波相位定位方程:

$$\nabla \Delta \phi_{k,1}^{P,Q} + \lambda \nabla \Delta C_{k,1}^{P,Q} = \nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q} + \nabla \Delta \varepsilon_{\phi_k^P, \rho}^P \quad (27)$$

将式(27)中 $\nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q}$ 在 $\mathbf{X} = (x, y)$ 处泰勒展开, 待求解精确位置记为 $\bar{\mathbf{X}} = [\bar{x}, \bar{y}]^T$. 结合排序后的 \mathbf{D} 矩阵, 位置估计过程转化为求解以下目标函数的最小值:

$$\sum_{k=2}^n \frac{(\nabla \Delta \phi_{k,1}^{P,Q} + \lambda \nabla \Delta C_{k,1}^{P,Q} - \nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q} - \nabla \Delta \varepsilon_{\phi_k^P, \rho}^P)^2}{d_{k-1}} \quad (28)$$

其中 d_{k-1} 为 \mathbf{D} 矩阵的对角线元素. 为了克服最小二乘法在不同时刻定位值之间互不关联的缺点, 解决动态定位过程中出现的波动性, 使用卡尔曼滤波器将用户在相邻时刻的位置状态联系起来^[11]. 假设状态变量为 $\mathbf{X}_t = [x_t, y_t]^T$, 因此可以得到预测方程:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{X}_t &= [x_{t-1}, y_{t-1}]^T \\ \mathbf{J}_t &= \mathbf{J}_{t-1} \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

更新方程为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{K}' &= \mathbf{J}_t \mathbf{H}_t (\mathbf{H}_t^T \mathbf{J}_t \mathbf{H}_t + \mathbf{R}_t)^{-1} \\ \mathbf{X}_t &= \mathbf{X}_t + \mathbf{K}' (\mathbf{Z}_t - \mathbf{H}_t \mathbf{X}_t) \\ \mathbf{J}_t &= \mathbf{J}_t - \mathbf{K}' \mathbf{H}_t^T \mathbf{J}_t \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

其中: \mathbf{J}_{t-1} 为状态变量的协方差矩阵; $\mathbf{H}_t =$

$\left[\frac{\partial \nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q}}{\partial x} \quad \frac{\partial \nabla \Delta r_{k,1}^{P,Q}}{\partial y} \right]_{(n-1) \times 2}$; $\mathbf{Z}_t = \nabla \Delta \phi_{k,1}^{P,Q} + \lambda \nabla \Delta C_{k,1}^{P,Q} + r_k^Q - r_1^Q - r_k^P |_{x_p, y_p} + r_1^P |_{x_p, y_p}$, 为 $n-1$ 阶列向量。

5 实验结果与分析

仿真环境(15 m × 12 m)如图 4 所示。假设 4 个接收机的坐标分别为(0, 6), (7.5, 15), (15, 6), (7.5, 0), 为了有效改善定位模型的几何精度因子, 将虚拟参考点 Q 的坐标固定为(7.5, 6)。同时, 设置信号的中心频率为 5 GHz, 带宽为 40 Mbit/s, 相应的波长为 6 cm。由于现有的 Wi-Fi 设备利用支持 IEEE 802.11n 协议的 Intel 5300 网卡可以采集到 30 个子载波的 CSI 数据, 所以仿真中设置子载波数量为 30, 子载波间的频率间隔为 1.25 MHz, 天线数量为 3, 天线之间的间距为波长的 1/2, 最左边的天线为参考天线, 采样信号的信噪比为 5 dB。

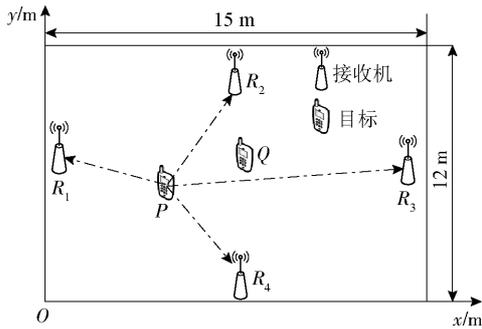
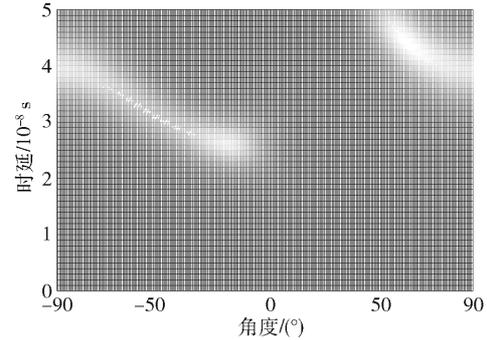


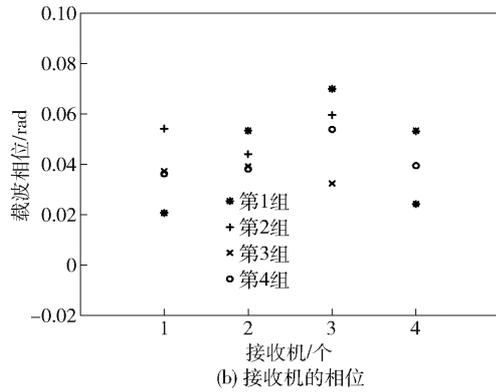
图 4 室内环境结构

R_1 参数提取的一次结果如图 5 所示。假设直射径 AoA 为 0° , 其他 3 条反射径 AoA 分别为 -85.7° , -15.2° , 48.9° , 对应信号的 ToF 分别为 25.0, 48.2, 27.1, 37.1 ns。目标点到 R_1, R_2, R_3, R_4 载波相位的真实值分别为 $4\pi/3, \pi/3, 4\pi/3, \pi/3$ rad。图 5(a) 所示为利用多信号分类 (MUSIC, multiple signal classification) 算法得到的 R_1 信号空间谱, 图 5(b) 为 4 个接收机的 4 组相位观测值。基于 LoS 路径具有最小 ToF 的特点, 结合图 5(a) 中空间谱函数的峰值, 可以对 LoS 路径的角度和时延进行估计。从图 5 可以看出, LoS 路径的 AoA, ToF 和相位提取不准确, 角度平均误差为 15.2° , 时间平均误差为 3.5 ns, 载波相位平均误差为 $16\pi/25$ rad。

图 6(a) 和图 7(a) 分别为室内直线路径、任意路径的仿真环境示意图。所提方法、基于二维 MUSIC 的 AoA 定位^[9] 和基于虚拟天线阵列 AoA 定位^[4]



(a) R_1 接收信号的空间谱



(b) 接收机的相位

图 5 参数提取结果

的运动轨迹复现结果如图 6(b) 和图 7(b) 所示。可以看出, 在不同的仿真路径下, 所提方法的运动轨迹复现性能均优于其他 3 种方法, 从而验证了所提方法的有效性和稳定性。

图 8 所示为所提方法和其他 3 种定位算法分别在直线路径、任意路径下的定位误差累积分布函数 (CDF, cumulative distribution function)。

由图 8(a) 可知, 在直线路径下, 所提方法的中值定位误差 (0.22 m) 远小于初始定位 (1.14 m)、改进 AoA 定位 (1.19 m) 和 AoA 定位 (2.19 m) 方法的定位误差。由图 8(b) 可知, 在任意路径下, 所提方法的中值定位误差 (0.23 m) 远小于初始定位 (1.17 m)、改进 AoA 定位^[4] (1.21 m) 和 AoA 定位^[9] (2.41 m) 方法的定位误差。特别地, 在 2 种不同的测试环境中, 所提方法相对于改进 AoA 定位方法, 将中值定位误差降低了 81.51% 和 80.99%。原因在于 AoA 定位方法的角度分辨率不高, 没有有效利用载波相位信息, 定位误差较大, 而初始定位方法没有消除整周模糊, 从而导致定位精度受限。

为了说明整周模糊求解的准确性, 将第 3 节差分整周模糊的解代入式 (27) 左边, 并将其与真实位置的差分距离做差值, 同时, 计算基于 ToF 的差分距离与真实位置的差分距离的差值。差值越小, 说明

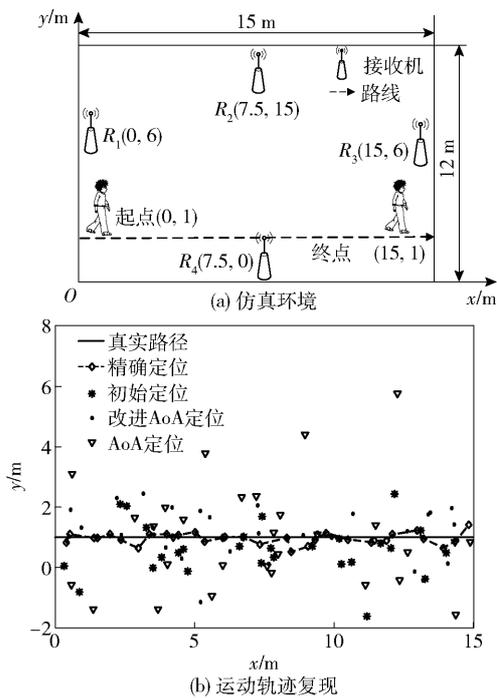


图6 直线路径下目标定位与轨迹复现结果

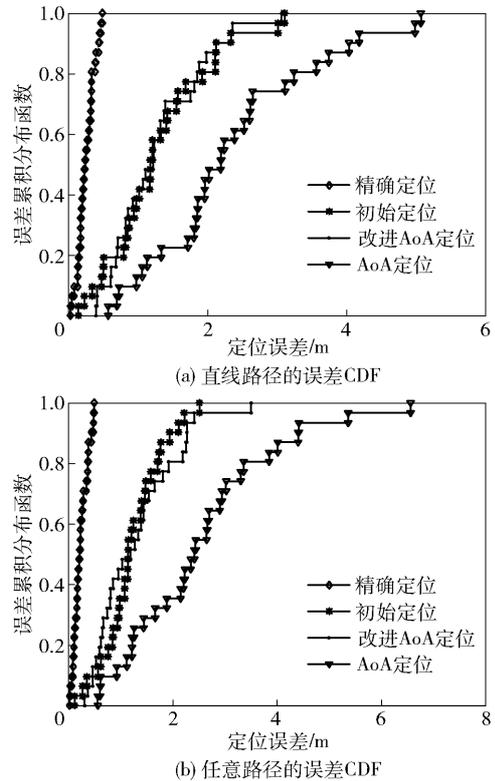


图8 定位误差结果

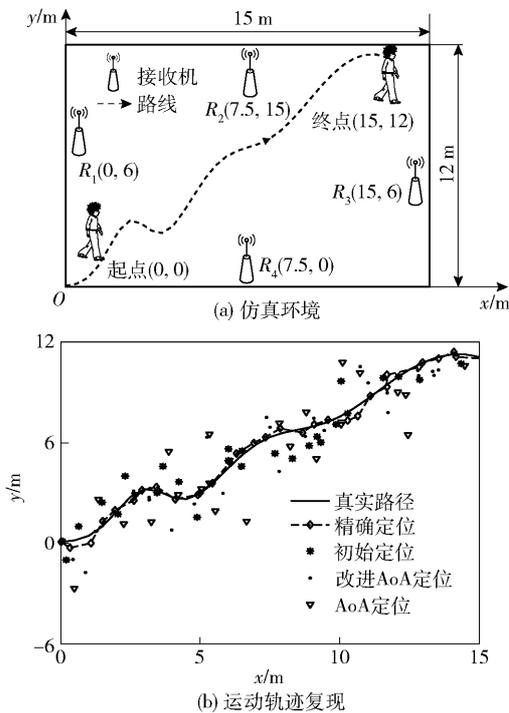


图7 任意路径下目标定位与轨迹复现结果

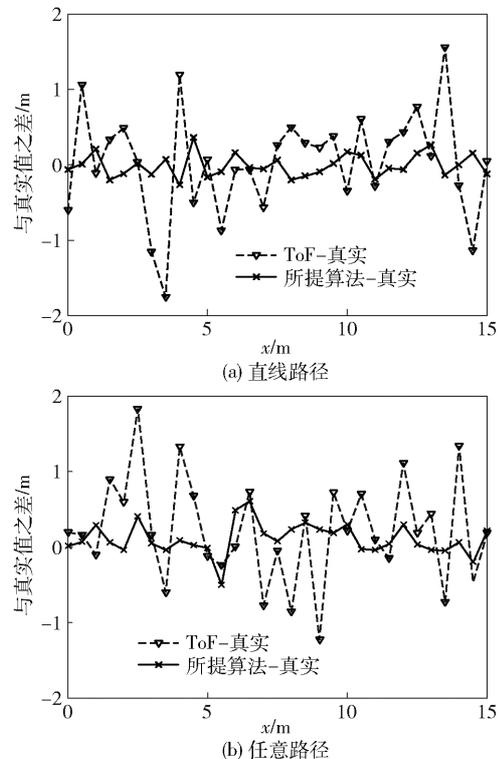


图9 定位误差结果

计算结果与真实结果越接近,测距精度越高. 由图9可知,所提方法的差分结果与真实值更加接近,与真实值的最大差值分别为0.36 m(直线)和0.61 m(任意),而基于 ToF 的距离差分与真实值的最大差值分别为1.75 m(直线)和1.84 m(任意),因此所提

方法整周模糊求解更加稳定.

6 结束语

利用多个接收机的载波相位和 ToF 信息, 结合虚拟参考点构建载波相位定位模型, 有效消除了整周模糊, 实现了高精度动态定位. 实验结果表明, 所提方法具有高准确性和可靠性, 4 个接收机下的中值定位误差在 0.25 m 以内. 研究过程中尚未分析其他室内结构下的算法性能, 下一步将围绕此问题展开研究.

参考文献:

- [1] 朱军, 李秋瑾, 李凯, 等. 卫星组网系统下的多普勒频移估计与补偿[J]. 北京邮电大学学报, 2020, 43(3): 66-71.
Zhu Jun, Li Qiu jin, Li Kai, et al. Doppler shift estimation and compensation under satellite networking system [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2020, 43(3): 66-71.
- [2] Alqahtani E J, Alshamrani F H, Syed H F, et al. Survey on algorithms and techniques for indoor navigation systems [C]//2018 21st Saudi Computer Society National Computer Conference (NCC). Riyadh: IEEE Press, 2018: 1-9.
- [3] Chen Hao, Zhang Yifan, Li Wei, et al. ConFi: convolutional neural networks based indoor Wi-Fi localization using channel state information[J]. IEEE Access, 2017, 5: 18066-18074.
- [4] Gjengset J, Xiong Jie, McPhillips G, et al. Phaser: enabling phased array signal processing on commodity Wi-Fi access points [J]. GetMobile Mobile Computing and Communications, 2015, 19(2): 6-9.
- [5] Yang Bin, Wang Wenjie, Xia Xianggen, et al. Phase detection based range estimation with a dual-band robust Chinese remainder theorem[J]. Science China Information Sciences, 2014, 57(2): 1-9.
- [6] 贺磊南, 卢虎, 姬正洲. 采用多载波相位测距的 Wi-Fi 精密定位方法[J]. 西安交通大学学报, 2017, 51(8): 65-71.
He Leinan, Lu Hu, Ji Zhengzhou. A precise positioning method of Wi-Fi using multi-carrier phase ranging [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2017, 51(8): 65-71.
- [7] Tadayon N, Rahman M T, Han Shuo, et al. Decimeter ranging with channel state information [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(7): 3453-3468.
- [8] Xie Yaxiong, Li Zhenjiang, Li Mo. Precise power delay profiling with commodity Wi-Fi [J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2019, 18(6): 1342-1355.
- [9] Bazzi A, Slock D T M, Meilhac L. Single snapshot joint estimation of angles and times of arrival: a 2D matrix pencil approach [C] // 2016 IEEE International Conference on Communications (ICC). Kuala Lumpur: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [10] Zhang Shaokan, Jiang Huijuan, Yang Kehu. Detection and localization for an unknown emitter using TDOA measurements and sparsity of received signals in a synchronized wireless sensor network [C] // 2013 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Vancouver: IEEE Press, 2013: 5146-5149.
- [11] Lipka M, Sippel E, Vossiek M. An extended Kalman filter for direct, real-time, phase-based high precision indoor localization [J]. IEEE Access, 2019, 7: 25288-25297.