



室内 Wi-Fi 异步效应下 CSI 定位误差界估计方法

周牧^{1,2,3}, 张振亚^{1,2,3*}, 王勇^{1,2,3}, 聂伟^{1,2,3}, 田增山^{1,2,3}

1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065

2. 移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065

3. 移动通信教育部工程研究中心, 重庆 400065

* 通信作者. E-mail: zhenya_cqupt@foxmail.com

收稿日期: 2019-11-18; 修回日期: 2020-02-04; 接受日期: 2020-03-06; 网络出版日期: 2021-04-25

国家自然科学基金 (批准号: 61771083, 61771209)、重庆市教委科学技术研究项目 (批准号: KJZD-K202000605, KJQN201900603) 和重庆市自然科学基金 (批准号: cstc2020jcyj-msxmX0842, cstc2020jcyj-msxmX0865) 资助项目

摘要 与传统的基于接收信号强度 (received signal strength, RSS) 的室内 Wi-Fi 定位方法相比, 信道状态信息 (channel state information, CSI) 包含了信号传输过程中更细粒度和更多样化的物理层信息 (如信道中各个子载波的振幅和相位信息), 故基于 CSI 的室内 Wi-Fi 定位方法通常具有更高的定位精度. 在利用 CSI 进行定位时, 发送端采用正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术在多个正交子载波上并行发送数据并在接收端进行解调, 但由于异步效应 (如载波频率偏差 (carrier frequency offset, CFO)、采样时钟频率偏差 (sampling frequency offset, SFO) 和符号定时偏差 (symbol timing offset, STO)) 的存在, 接收端子载波的正交性难以得到保证, 于是, 基于 CSI 的室内 Wi-Fi 定位方法的性能会因为符号间干扰 (inter symbol interference, ISI) 和载波间干扰 (inter carrier interference, ICI) 的影响而下降. 对此, 本文从频域的角度推导了不同异步效应下的 CSI 定位误差界以评估基于 CSI 的室内 Wi-Fi 定位性能.

关键词 室内定位, 异步效应, 定位误差界, 正交频分复用, Wi-Fi

1 引言

随着电子技术和通信产业的快速发展, 人们的生活方式开始向着智能化、便利化的方向转变, 且位置信息越来越重要. 位置服务 (location-based service, LBS) 技术应运而生. 目前, 全球定位系统 (global positioning system, GPS)^[1] 和蜂窝基站定位系统^[2] 属于两种最为成熟的室外定位系统, 可为室外用户提供精准的位置信息. 相较而言, 室内环境的复杂性以及人员走动和遮挡物对信号传播的影响, 导

引用格式: 周牧, 张振亚, 王勇, 等. 室内 Wi-Fi 异步效应下 CSI 定位误差界估计方法. 中国科学: 信息科学, 2021, 51: 851–866, doi: 10.1360/SSI-2019-0255
Zhou M, Zhang Z Y, Wang Y, et al. CSI localization error bound estimation method under indoor Wi-Fi asynchronous effect (in Chinese). Sci Sin Inform, 2021, 51: 851–866, doi: 10.1360/SSI-2019-0255

致室内用户无法稳定地接收来自卫星和蜂窝基站的信号. 因此, 众多学者开展了针对室内定位的一系列研究, 根据信号特性的不同提出了多种室内定位系统, 如室内蓝牙^[3]、红外 (infrared ray, IR)^[4]、ZigBee^[5]、超宽带 (ultra wide band, UWB)^[6]、Wi-Fi^[7] 定位系统等, 其中, 基于接收信号强度 (received signal strength, RSS) 的室内 Wi-Fi 定位系统^[8], 由于其信号分布广且部署简单的特点, 日渐成为室内定位系统的主流.

相较于基于 RSS 的室内 Wi-Fi 定位方法, 信道状态信息 (channel state information, CSI) 包含了信号传输过程中更细粒度和更多样化的物理层信息, 故基于 CSI 的室内 Wi-Fi 定位方法通常具有更高的定位精度且其定位结果更为稳定^[9]. 在利用 CSI 进行定位时, 发送端采用正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术在多个正交子载波上并行发送数据并在接收端进行解调, 但由于异步效应 (如载波频率偏差 (carrier frequency offset, CFO)、采样时钟频率偏差 (sampling frequency offset, SFO) 和符号定时偏差 (symbol timing offset, STO)) 的存在, 接收端子载波的正交性难以得到保证, 于是, 基于 CSI 的室内 Wi-Fi 定位方法的性能会因为符号间干扰 (inter symbol interference, ISI) 和载波间干扰 (inter carrier interference, ICI) 的影响而下降.

作为基于 CSI 的室内 Wi-Fi 定位方法的关键一环, OFDM 技术需要采用有效的同步机制 (如定时同步、频率同步和相位同步) 来保证调制过程的高效性和可靠性, 故关于 OFDM 技术中的异步效应研究显得尤为重要. 文献 [10] 结合卡尔曼 (Kalman) 滤波方法, 提出了一种降低 OFDM 技术中 CFO 影响的频偏观测器算法; 文献 [11] 通过建立接收信号的循环自相关函数与频率和定时偏差的关系, 提出了一种联合考虑 CFO 和 STO 的盲估计算法; 文献 [12] 提出了一种基于导音的 SFO 估计算法, 并推导了 SFO 的闭合表达式; 文献 [13] 提出了一种基于前导码的 CFO 补偿算法, 并结合 OFDM 模型解决了因 CFO 引起的接收信号能量损失和失真的问题; 文献 [14] 提出了一种用于 OFDM 技术中 CFO 和 SFO 联合估计的最大似然方法, 并通过实验验证了所推导的 CFO 和 SFO 理论误差界的合理性; 文献 [15] 提出了一种考虑 STO 对信道内插影响的通道校正补偿方法, 以降低 STO 对 OFDM 系统性能的影响.

在基于 CSI 的室内 Wi-Fi 定位过程中, 利用 OFDM 技术对 Wi-Fi 信号进行调制时存在的异步效应 (如 CFO, SFO 和 STO) 会导致定位精度的下降, 于是需要分析不同异步效应对定位性能的影响, 通过对其进行补偿来提高定位系统的有效性和鲁棒性. 文献 [16] 分析了阴影衰落和多径效应对室内无线传播特性的影响, 推导了阴影衰落、节点个数等因素与 CSI 定位误差界的数学关系, 但其未考虑异步效应对 CSI 定位性能的影响; 文献 [17] 从频域的角度对 CSI 定位精度限进行估计, 同时计算了信号传播时延、天线夹角和 SFO 对 CSI 定位精度的影响, 但其未对异步效应自身的估计误差进行分析. 针对上述问题, 本文在考虑信号传播时延、路径损耗等慢衰落情况下, 从频域的角度推导了不同异步效应下 CFO, SFO 和 STO 的估计误差界, 即克拉美罗下界 (Cramer-Rao lower bound, CRLB), 同时推导了不同异步效应下 CSI 定位误差界的闭合表达式, 并将其作为分析和设计基于 CSI 的室内 Wi-Fi 定位系统的性能评价指标.

归纳而言, 本文的贡献如下: 首先, 区别于传统的在时域条件下求解 CRLB 的方法, 本文利用无偏估计理论和费歇尔信息矩阵 (Fisher information matrix, FIM) 的性质, 从频域的角度对参数进行估计, 以避免时域求解 CRLB 时无法得到关于观测量的概率密度函数 (probability density function, PDF) 的问题; 其次, 考虑室内 Wi-Fi 信号在传播过程中存在的传播时延和路径损耗, 在异步效应下分别对 CFO, SFO 和 STO 进行估计; 最后, 推导了不同异步效应下 CSI 定位误差界的闭合表达式.

2 系统模型

2.1 信号模型

根据文献 [18], 可将基于 CSI 的室内 Wi-Fi 定位接收信号波形表示为

$$r(t) = \sum_{p=1}^{\text{PN}} a^{(p)} s(t - \tau^{(p)}) + z(t), \quad (1)$$

其中, $s(t)$ 表示发送信号波形, PN 表示路径数, $a^{(p)}$ 表示第 p 条路径的信号幅度, $\tau^{(p)}$ 表示第 p 条路径的时延, $z(t)$ 表示均值为 0 且方差为 δ^2 的高斯 (Gauss) 白噪声.

由于 CSI 包含上述接收信号通过模数转换器 (analog-to-digital converter, ADC) 转换后的信号幅度和相位信息, 故将接收信号通过 ADC 转换后的信号波形表示为

$$r(nT) = \sum_{p=1}^{\text{PN}} a^{(p)} s(nT - \tau^{(p)}) + z(nT), \quad n = 1, \dots, L, \quad (2)$$

其中, L 表示采样点数, T 表示采样周期. 此时, 为了描述方便, 将第 m 根天线接收的直达信号波形表示为

$$r_m(nT) = a_m s(nT - \tau_m) + z(nT), \quad m = 1, \dots, N, \quad (3)$$

其中, N 表示天线数. 对上式进行点离散傅立叶变换 (discrete fourier transform, DFT), 可得第 m 根天线接收直达信号波形的频域表达式为

$$R_m(k) = a_m S(k) e^{-\frac{j2\pi k \tau_m}{LT}} + \eta(k), \quad k = 0, \dots, L - 1, \quad (4)$$

其中, $S(k)$ 表示的功率谱, $\eta(k)$ 表示噪声功率谱.

2.2 定位误差界模型

根据 CRLB 中 FIM 的性质 [19], 从时域的角度将 FIM 表示为

$$J(\boldsymbol{\theta}) = -\text{E} \left[\frac{\partial^2}{\partial \theta_i \partial \theta_j} \ln f_{\boldsymbol{\theta}}(p) \right], \quad (5)$$

其中 θ_i 和 θ_j 表示待估计参量 $\boldsymbol{\theta}$ 中的未知参量, $f_{\boldsymbol{\theta}}(p)$ 表示观测量的 PDF. 此时, 由费歇尔信息矩阵不等式 [20], 可得

$$\text{var}[\widehat{\boldsymbol{\theta}}] = \left\{ (\widehat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta})(\widehat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta})^T \right\} \geq J(\boldsymbol{\theta})^{-1}, \quad (6)$$

其中, $\text{var}[\widehat{\boldsymbol{\theta}}]$ 表示 $\boldsymbol{\theta}$ 的估计量 $\widehat{\boldsymbol{\theta}}$ 的均方误差矩阵, $J(\boldsymbol{\theta})^{-1}$ 表示的 CRLB. 此时, 令第 i 个目标的真实和估计位置分别为 $\boldsymbol{\theta}_i = (x_i, y_i)^T$ 和 $\widehat{\boldsymbol{\theta}}_i = (\widehat{x}_i, \widehat{y}_i)^T$, 则 $\widehat{\boldsymbol{\theta}}_i$ 的均方误差矩阵为

$$\text{var}[\widehat{\boldsymbol{\theta}}_i] = \text{E} \left\{ (\widehat{\boldsymbol{\theta}}_i - \boldsymbol{\theta}_i)(\widehat{\boldsymbol{\theta}}_i - \boldsymbol{\theta}_i)^T \right\} = \begin{bmatrix} \sigma_{\widehat{x}_i}^2 & \sigma_{\widehat{x}_i \widehat{y}_i} \\ \sigma_{\widehat{y}_i \widehat{x}_i} & \sigma_{\widehat{y}_i}^2 \end{bmatrix} \geq J(\boldsymbol{\theta}_i)^{-1}, \quad (7)$$

其中, $\sigma_{\widehat{x}_i}^2 = \text{E}(\widehat{x}_i - x_i)^2 (\geq \frac{1}{|J(\boldsymbol{\theta}_i)|} \cdot J_{yy})$ 和 $\sigma_{\widehat{y}_i}^2 = \text{E}(\widehat{y}_i - y_i)^2 (\geq \frac{1}{|J(\boldsymbol{\theta}_i)|} \cdot J_{xx})$ 分别表示估计量 \widehat{x}_i 和 \widehat{y}_i 的均方差, $\sigma_{\widehat{x}_i \widehat{y}_i}$ 和 $\sigma_{\widehat{y}_i \widehat{x}_i}$ 分别表示为 \widehat{x}_i 和 \widehat{y}_i 以及 \widehat{y}_i 和 \widehat{x}_i 的协方差. 进而得到时域条件下关于 $\boldsymbol{\theta}$ 的定位误差界:

$$V_{\boldsymbol{\theta}} = \frac{J_{xx} + J_{yy}}{J_{xx} \cdot J_{yy} - J_{xy}^2}. \quad (8)$$

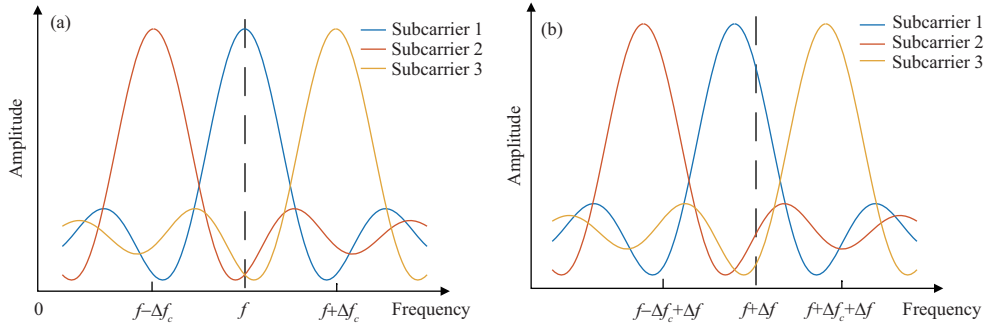


图 1 (网络版彩图) CFO 影响示意图

Figure 1 (Color online) Schematic diagram of CFO impact. (a) Without CFO or with integer-CFO; (b) with non-integer-CFO

由式 (5) 和 (8) 可知, 时域条件下定位误差界的计算需要已知观测量的 PDF, 但其在实际的室内 Wi-Fi 定位中却难以得到, 故本文提出从频域的角度来计算关于 θ 的定位误差界. 具体而言, 根据式 (4) 确定观测量 $R_m(k)$ ($k = 0, \dots, L-1$) 中的未知参量 $\theta = [\theta_1, \dots, \theta_q, \dots, \theta_Q]$, 其中, θ_q 表示 θ 中的第 q 个未知参数. 此时, 令 $\mathbf{X} = [R_m(0), \dots, R_m(L-1)]^T$ 表示所有观测量的取值, $\boldsymbol{\mu} = [\overline{R_m(0)}, \dots, \overline{R_m(L-1)}]^T$ 表示 \mathbf{X} 的期望, 其中, $\overline{R_m(k)}$ 表示 $R_m(k)$ 的期望, 可得关于 θ 的 FIM 中第 i 行且第 j 列的元素^[21]:

$$I_{ij} = 2\text{Re} \left[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}^H}{\partial \theta_i} \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \frac{\partial \boldsymbol{\mu}}{\partial \theta_j} \right], \quad (9)$$

其中, $\boldsymbol{\Sigma} = L\sigma^2$ 表示 \mathbf{X} 的协方差矩阵, 符号 “H” 表示矩阵的共轭转置运算. 基于此, 令第 i 个目标的真实和估计位置分别为 $\theta = (x_i, y_i)^T$ 和 $\hat{\theta} = (\hat{x}_i, \hat{y}_i)^T$, 且假设 $R_m(k)$ 中的未知参量为 $\theta = [x_i, y_i]$, 可得关于 θ 的 FIM 矩阵 $\mathbf{I}_\theta = \begin{bmatrix} I_{x_i x_i} & I_{x_i y_i} \\ I_{y_i x_i} & I_{y_i y_i} \end{bmatrix}$, 进而得到频域条件下关于 θ 的定位误差界:

$$V'_\theta = \frac{I_{x_i x_i} + I_{x_i y_i}}{I_{x_i x_i} \cdot I_{y_i y_i} - I_{x_i y_i}^2}. \quad (10)$$

3 异步效应

3.1 CFO 误差界模型

根据文献 [22], CFO 是由接收机振荡器和发射机振荡器之间的差异以及信道非线性引入的多普勒频移和相位噪声造成的. CFO 造成的相位偏移将导致子载波之间的正交性遭到破坏, 进而引入 ICI. 图 1 给出了某根天线接收的 OFDM 信号在不存在和存在非整数倍 CFO 条件下的频谱示意图, 其中, f 表示子载波一的频率, Δf_c 表示子载波间隔, Δf 表示接收机和发射机之间的载波频率偏差. 由图可知, 当不存在 CFO 或存在整数倍的 CFO 时, 各个子载波之间不存在 ICI; 反之, 当存在非整数倍的 CFO 时, 各个子载波之间的正交性将遭到破坏, 进而引入 ICI.

由于规格相同的不同天线受到 CFO 的影响是相同的, 于是, 可将 CFO 视为信号在频域上的固定频偏, 故第 m 根天线接收到受 CFO 影响的信号波形可表示为

$$g_m(nT) = a_m s(nT - \tau_m) e^{j2\pi \cdot \Delta f \cdot nT} + z(nT), \quad n = 1, \dots, L, \quad (11)$$

其中, a_m 表示信号到达第 m 根天线的信号幅度, τ_m 表示信号到达第 m 根天线的时延, $\varepsilon = \frac{\Delta f}{\Delta f_c}$ 表示归一化的 CFO, Δf_c 表示子载波间隔. 对上式做点 DFT, 可得

$$G_m(k) = a_m S(k - \varepsilon) e^{-\frac{j2\pi(k-\varepsilon)\tau_m}{LT}} + \eta(k), \quad k = 0, \dots, L-1, \quad (12)$$

其中, $\eta(k)$ 表示服从高斯分布的噪声功率谱. 可见, $G_m(k)$ 依赖于变量 ε , a_m 和 τ_m , 于是得到未知参量 $\boldsymbol{\theta} = [\varepsilon, a_m, \tau_m]$. 此时, 令 $\mathbf{X} = [G_m(0), \dots, G_m(L-1)]^T$ 表示 $G_m(k)$ 的所有取值, $\boldsymbol{\mu} = [a_m S(0 - \varepsilon) e^{-\frac{j2\pi(0-\varepsilon)\tau_m}{LT}}, \dots, a_m S(L-1 - \varepsilon) e^{-\frac{j2\pi(L-1-\varepsilon)\tau_m}{LT}}]^T$ 表示 \mathbf{X} 的均值, 利用式 (9), 可得频域条件下关于 $\boldsymbol{\theta}$ 的 FIM:

$$\mathbf{I}_{\boldsymbol{\theta}} = \frac{2}{L\sigma^2} \begin{bmatrix} I_{\varepsilon\varepsilon} & I_{\varepsilon a_m} & I_{\varepsilon\tau_m} \\ I_{a_m\varepsilon} & I_{a_m a_m} & I_{a_m\tau_m} \\ I_{\tau_m\varepsilon} & I_{\tau_m a_m} & I_{\tau_m\tau_m} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

通过对式 (13) 求逆, 可得 $\boldsymbol{\theta}$ 的误差界, 同时为了简化运算, 如下将利用等效 FIM (equivalent FIM, EFIM) 的矩阵降维性质 (即用低维矩阵表示高维矩阵且保持关键信息量不变)^[23] 对 ε 的误差界进行估计.

将 $N \times N$ 的 FIM 进行分块, 得到

$$\mathbf{I}_{\boldsymbol{\theta}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^T & \mathbf{C} \end{bmatrix}, \quad (14)$$

其中, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times (N-n)}$, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{(N-n) \times (N-n)}$. 由此可得关于 $\boldsymbol{\theta}$ 的 EFIM:

$$\mathbf{I}_E \triangleq \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{B}^T. \quad (15)$$

根据 EFIM 矩阵降维后关键信息量的不变性^[23], 可知 $\mathbf{I}_{\boldsymbol{\theta}}^{-1} = \mathbf{I}_E^{-1}$, 同时为了估计 ε 的误差界, 将 \mathbf{A} 表示为 1×1 的矩阵 $\mathbf{I}_{1 \times 1}$, 进而得到

$$\mathbf{A} = \sum_{k=0}^{L-1} \left[a_m^2 \left| \frac{\partial S(k-\varepsilon)}{\partial(k-\varepsilon)} \right|^2 + \frac{4a_m^2 \pi^2 \tau_m^2}{L^2 T^2} |S(k-\varepsilon)|^2 \right], \quad (16)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{L-1} -a_m \frac{\partial S(k-\varepsilon)}{\partial(k-\varepsilon)} S(k-\varepsilon) & \sum_{k=0}^{L-1} \frac{4\pi^2 a_m^2 \tau_m |S(k-\varepsilon)|^2 (k-\varepsilon)}{L^2 T^2} \end{bmatrix}, \quad (17)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{L-1} |S(k-\varepsilon)|^2 & 0 \\ 0 & \sum_{k=0}^{L-1} \frac{4a_m^2 \pi^2 (k-\varepsilon)^2 |S(k-\varepsilon)|^2}{L^2 T^2} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

根据费歇尔信息矩阵不等式, 可通过计算 EFIM 的逆矩阵来得到 ε 的误差界:

$$\mathbb{E} \{ \|\tilde{\varepsilon} - \varepsilon\| \} \geq \text{tr} \{ \mathbf{I}_{\text{CFO}}^{-1} \}, \quad (19)$$

其中, $\text{tr} \{ \mathbf{I}_{\text{CFO}}^{-1} \} = \frac{L\sigma^2 \cdot C_1 \cdot C_2}{2A \cdot C_1 \cdot C_2 - 2(B_1^2 \cdot C_2 + B_2^2 \cdot C_1)}$ 表示 CFO 的估计误差界, $A = \sum_{k=0}^{L-1} [a_m^2 \left| \frac{\partial S(k-\varepsilon)}{\partial(k-\varepsilon)} \right|^2 + \frac{4a_m^2 \pi^2 \tau_m^2}{L^2 T^2} |S(k-\varepsilon)|^2]$, $B_1 = \sum_{k=0}^{L-1} -a_m \frac{\partial S(k-\varepsilon)}{\partial(k-\varepsilon)} S(k-\varepsilon)$, $B_2 = \sum_{k=0}^{L-1} \frac{4\pi^2 a_m^2 \tau_m |S(k-\varepsilon)|^2 (k-\varepsilon)}{L^2 T^2}$, $C_1 = \sum_{k=0}^{L-1} |S(k-\varepsilon)|^2$, $C_2 = \sum_{k=0}^{L-1} \frac{4a_m^2 \pi^2 k^2 |S(k-\varepsilon)|^2}{L^2 T^2}$.

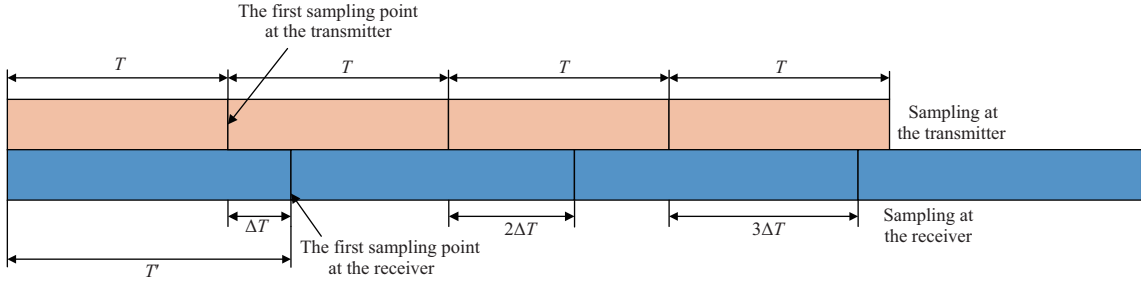


图 2 (网络版彩图) SFO 影响示意图

Figure 2 (Color online) Schematic diagram of SFO impact

3.2 SFO 误差界模型

根据文献 [24], SFO 是由发送端和接收端的晶振不匹配以及多普勒 (Doppler) 频移造成的. 由图 2 可知, SFO 会破坏子载波之间的正交性, 从而产生时变的定时误差, 进而使得接收信号在经过傅里叶 (Fourier) 变换后产生时变的相位变化.

由于 SFO 可视为信号受到时变的时延影响, 可将第 m 根天线接收到受 SFO 影响的信号波形表示为

$$g_m(nT) = a_m s(nT - \tau_m - nT\Delta) + z(nT), \quad n = 1, \dots, L, \quad (20)$$

其中, $\Delta = \frac{T' - T}{T}$ 表示归一化的 SFO, T 表示发送端采样周期, T' 表示接收端采样周期.

假设 $\Delta \cdot T$ 远小于 T , 即 $\Delta \ll 1$, 则对式 (20) 做 L 点 DFT, 可得

$$G_m(k) = \frac{a_m}{|1 - \Delta|} S\left(\frac{k}{1 - \Delta}\right) e^{\frac{-j2\pi k \tau_m}{(1 - \Delta)LT}} + \eta(k), \quad k = 0, \dots, L - 1. \quad (21)$$

由上式可知, $G_m(k)$ 依赖于变量 Δ , a_m 和 τ_m , 可得未知参量 $\theta = [\Delta, a_m, \tau_m]$, 进而得到频域条件下关于 θ 的 FIM:

$$\mathbf{I}_\theta = \frac{2}{L\sigma^2} \begin{bmatrix} \gamma & \kappa_1 & \kappa_2 \\ \kappa_1 & \vartheta_1 & 0 \\ \kappa_2 & 0 & \vartheta_2 \end{bmatrix}, \quad (22)$$

其中, $\gamma = \sum_{k=0}^{L-1} \left[\frac{a_m^2}{(1-\Delta)^4} |S(\frac{k}{1-\Delta})|^2 + \frac{a_m^2 k^2}{(1-\Delta)^6} \left| \frac{\partial S(\frac{k}{1-\Delta})}{\partial (\frac{k}{1-\Delta})} \right|^2 + \frac{4a_m^2 \pi^2 k^2 \tau_m^2}{(1-\Delta)^6 L^2 T^2} |S(\frac{k}{1-\Delta})|^2 \right]$, $\vartheta_1 = \sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{(1-\Delta)^2} \cdot |S(\frac{k}{1-\Delta})|^2$, $\vartheta_2 = \sum_{k=0}^{L-1} \frac{4a_m^2 \pi^2 k^2}{(1-\Delta)^4 L^2 T^2} |S(\frac{k}{1-\Delta})|^2$, $\kappa_1 = \sum_{k=0}^{L-1} \left[\frac{a_m}{(1-\Delta)^3} |S(\frac{k}{1-\Delta})|^2 + \frac{a_m k}{2(1-\Delta)^4} \frac{\partial^2 S(\frac{k}{1-\Delta})}{\partial (\frac{k}{1-\Delta})} \right]$, $\kappa_2 = \sum_{k=0}^{L-1} \frac{4a_m^2 k^2 \tau_m}{(1-\Delta)^5 L^2 T^2} |S(\frac{k}{1-\Delta})|^2$.

利用 EFIM 的矩阵降维性质 [23] 对 Δ 进行估计, 可得 SFO 的估计误差界:

$$\text{tr}\{\mathbf{I}_{\text{SFO}}^{-1}\} = \frac{L\sigma^2 \cdot \vartheta_1 \cdot \vartheta_2}{2\gamma \cdot \vartheta_1 \cdot \vartheta_2 - 2(\kappa_1^2 \cdot \vartheta_2 + \kappa_2^2 \cdot \vartheta_1)}. \quad (23)$$

3.3 STO 误差界模型

采样时钟偏差的影响, 包括采样时钟的相位偏差和频率偏差. STO 是由发送端和接收端的时钟不同步造成的, 时钟不同步会导致频域信号的相位偏差, 进而影响信号解调输出的结果并导致误码率升高. 由图 3 可知, 相位偏差可视为符号定时误差, 当存在相位偏差时, 发送端和接收端的采样时间不一

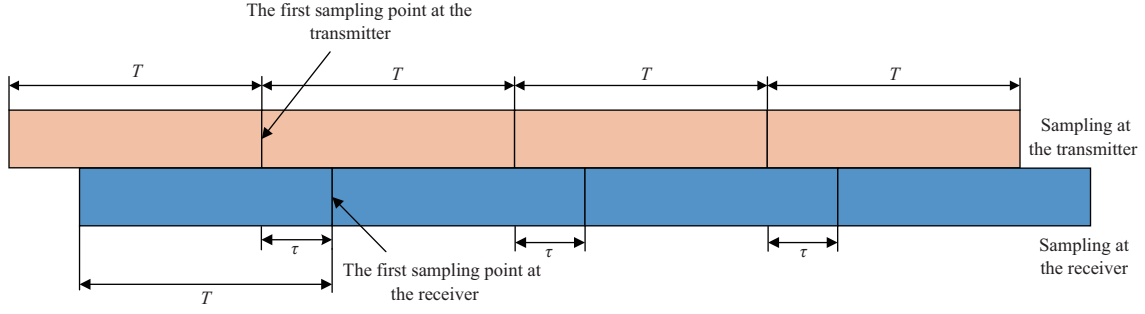


图 3 (网络版彩图) STO 影响示意图

Figure 3 (Color online) Schematic diagram of STO impact

致, 进而使得接收端的采样时刻与最佳采样时刻之间存在某个固定的时间差^[25]. 由于本文考虑 Wi-Fi 协议下的 OFDM 符号定时问题, 即通过判断每个 OFDM 符号起始点和结束点位置来解调数据, 可根据式 (3) 将存在 STO 的信号模型简化为一个除时延外还存在额外时间异步/偏差的信号模型. 于是, 根据 OFDM 符号起始点估计位置的不同, STO 包含如下两种不同情况的定时偏差:

情况 1: OFDM 符号起始点估计位置在精确位置 (即接收端采样时刻与最佳采样时刻之间无偏差) 之前, 该情况在文献 [17] 中已有详细讨论;

情况 2: OFDM 符号起始点估计位置在精确位置之后, 该情况相较于情况 1 在 OFDM 技术中更为常见且造成的信号解调误差更大, 以下将针对这一情况进行详细讨论.

令 τ_s 表示由 STO 造成的时间偏差, 则由式 (3) 可得第 m 根天线接收到受 STO 影响的信号波形:

$$g_m(nT) = \begin{cases} a_m s(nT - \tau_m - \tau_s) + z(nT), & 1 \leq n \leq L - \frac{\tau_s}{T} - \frac{\tau_m}{T}, \\ a_m s(nT - \tau_m - 2\tau_s + N_a T) + z(nT), & L - \frac{\tau_m}{T} - \frac{\tau_s}{T} + 1 \leq n \leq L, \end{cases} \quad (24)$$

其中, N_a 表示 OFDM 符号保护间隔且通常为常数. 对上式做 L 点 DFT, 可得

$$G_m(k) = \begin{cases} a_m S(k) e^{-\frac{j2\pi k(\tau_m + \tau_s)}{LT}} + \eta(k), & 0 \leq k \leq L - 1 - \frac{\tau_s}{T} - \frac{\tau_m}{T}, \\ a_m S(k) e^{-\frac{j2\pi k(\tau_m + 2\tau_s - N_a T)}{LT}} + \eta(k), & L - \frac{\tau_m}{T} - \frac{\tau_s}{T} \leq k \leq L - 1. \end{cases} \quad (25)$$

类似地, 利用式 (9), 可得频域条件下关于 $\theta = [\tau_s, a_m, \tau_m]$ 的 FIM:

$$\mathbf{I}_\theta = \frac{2}{L\sigma^2} \cdot \frac{4a_m^2 \pi^2}{L^2 T^2} \begin{bmatrix} I_{\tau_s \tau_s} & I_{\tau_s \tau_m} & I_{\tau_s a_m} \\ I_{\tau_m \tau_s} & I_{\tau_m \tau_m} & I_{\tau_m a_m} \\ I_{a_m \tau_s} & I_{a_m \tau_m} & I_{a_m a_m} \end{bmatrix}. \quad (26)$$

同样, 利用 EFIM 的矩阵降维性质^[23] 对 τ_s 进行估计, 可得 STO 的估计误差界:

$$\text{tr}\{\mathbf{I}_{\text{STO}}^{-1}\} = \frac{L^3 T^2 \sigma^2}{8a_m^2 \pi^2} \frac{M_1}{M_2 + M_3 - M_4^2}, \quad (27)$$

其中, $M_1 = \sum_{k=0}^{L-1} k^2 |S(k)|^2$, $M_2 = [\sum_{k=0}^{L-1-l} k^2 |S(k)|^2][\sum_{k=0}^{L-1} k^2 |S(k)|^2]$, $M_3 = [\sum_{k=0}^{L-1} 4k^2 |S(k)|^2] \cdot [\sum_{k=0}^{L-1} k^2 |S(k)|^2]$, $M_4 = \sum_{k=0}^{L-1-l} k^2 |S(k)|^2 + \sum_{k=l}^{L-1} 2k^2 |S(k)|^2$, $l = \frac{\tau_m + \tau_s}{T}$.

4 定位误差界

4.1 CFO 下的定位误差界

为了计算定位误差界, 需将式 (12) 中变量 a_m 和 τ_m 替换为坐标表示. 为此, 假设目标的真实位置为 (x, y) , 第 m 根天线的位置为 (x_m, y_m) , 则第 m 根天线接收的信号时延为

$$\tau_m = \frac{\sqrt{(x - x_m)^2 + (y - y_m)^2}}{v}, \quad (28)$$

其中, v 表示信号传播速度.

此外, 根据文献 [26] 所提多路径分析及发送端的全向天线假设条件 [27~29], 在无线信号传播过程, 信号的幅值主要依赖于发送端和接收端之间的传播距离, 于是有

$$a_m = \frac{a_0}{\sqrt{(x - x_m)^2 + (y - y_m)^2}}, \quad (29)$$

其中, a_0 表示距离 1 m 天线处的信号参考幅值.

将式 (30) 和 (31) 代入 θ , 可得关于目标和第 m 根天线位置的新的估计参量 $\theta' = [\varepsilon, x, y]$. 类似于 3.1 小节中 CFO 估计误差界的计算方法, 首先建立关于 θ' 的第 m 根天线接收到受 CFO 影响的信号频域模型:

$$G_m(k) = \frac{a_0}{\sqrt{(x - x_m)^2 + (y - y_m)^2}} S(k - \varepsilon) e^{-\frac{j2\pi(k - \varepsilon)\sqrt{(x - x_m)^2 + (y - y_m)^2}}{LTv}} + \eta(k). \quad (30)$$

同样, 令 $\mu = [a_1 S(0 - \varepsilon) e^{-\frac{j2\pi(0 - \varepsilon)\tau_1}{LT}}, \dots, a_1 S(L - 1 - \varepsilon) e^{-\frac{j2\pi(L - 1 - \varepsilon)\tau_1}{LT}}, \dots, a_m S(0 - \varepsilon) e^{-\frac{j2\pi(0 - \varepsilon)\tau_m}{LT}}, \dots, a_m S(L - 1 - \varepsilon) e^{-\frac{j2\pi(L - 1 - \varepsilon)\tau_m}{LT}}]^T$ 表示 \mathbf{X} 的均值, 且为了便于计算 FIM, 对 μ 中的元素 x, y, ε 求偏导, 然后利用式 (9), 可得关于 θ' 的 FIM:

$$\mathbf{I}_{\theta'} = \frac{2}{L\delta^2} \begin{bmatrix} I_{xx} & I_{xy} & I_{x\varepsilon} \\ I_{yx} & I_{yy} & I_{y\varepsilon} \\ I_{\varepsilon x} & I_{\varepsilon y} & I_{\varepsilon\varepsilon} \end{bmatrix}. \quad (31)$$

令 $Z_m = \sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{\rho_m^3} \frac{\partial S(k - \varepsilon)}{\partial(k - \varepsilon)} S(k - \varepsilon) + \frac{4\pi^2(k - \varepsilon)}{\rho_m L^2 T^2 v^2} |S(k - \varepsilon)|^2$, $H_m = \sum_{k=0}^{L-1} |S(k - \varepsilon)|^2 [\frac{1}{\rho_m^4} + \frac{4\pi^2(k - \varepsilon)^2}{\rho_m^2 L^2 T^2 v^2}]$, $U_m = \sum_{k=0}^{L-1} [\frac{1}{\rho_m^2} |\frac{\partial S(k - \varepsilon)}{\partial(k - \varepsilon)}|^2 + \frac{4\pi^2 |S(k - \varepsilon)|^2}{L^2 T^2 v^2}]$, 可将 $\mathbf{I}_{\theta'}$ 简化为

$$\mathbf{I}_{\theta'} = \frac{2a_0^2}{L\sigma^2} \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^N H_m \cos^2 \theta_m & \sum_{m=1}^N H_m \cos \theta_m \sin \theta_m & \sum_{m=1}^N Z_m \cos \theta_m \\ \sum_{m=1}^N H_m \sin \theta_m \cos \theta_m & \sum_{m=1}^N H_m \sin^2 \theta_m & \sum_{m=1}^N Z_m \sin \theta_m \\ \sum_{m=1}^N Z_m \cos \theta_m & \sum_{m=1}^N Z_m \sin \theta_m & \sum_{m=1}^N U_m \end{bmatrix}. \quad (32)$$

进一步将上式做式 (15) 中的分块处理, 得到

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^N H_m \cos \theta_m^2 & \sum_{m=1}^N H_m \cos \theta_m \sin \theta_m \\ \sum_{m=1}^N H_m \sin \theta_m \cos \theta_m & \sum_{m=1}^N H_m \sin \theta_m^2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^N Z_m \cos \theta_m \\ \sum_{m=1}^N Z_m \sin \theta_m \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^N U_m \end{bmatrix},$$

并由此得到 CFO 下的定位误差界:

$$\text{tr}\{\mathbf{I}_{\text{CFOLE}}^{-1}\} = \frac{L\sigma^2}{2a_0^2} \frac{\text{CFO}_1}{\text{CFO}_2\text{CFO}_3 - \text{CFO}_4^2}, \quad (33)$$

其中,

$$\begin{aligned} \text{CFO}_1 &= \sum_{m=1}^N H_m - \frac{(\sum_{m=1}^N Z_m \cos \theta_m)^2 + (\sum_{m=1}^N Z_m \sin \theta_m)^2}{\sum_{m=1}^N U_m}, \\ \text{CFO}_2 &= \sum_{m=1}^N H_m \cos \theta_m^2 - \frac{(\sum_{m=1}^N Z_m \cos \theta_m)^2}{\sum_{m=1}^N U_m}, \\ \text{CFO}_3 &= \sum_{m=1}^N H_m \sin \theta_m^2 - \frac{(\sum_{m=1}^N Z_m \sin \theta_m)^2}{\sum_{m=1}^N U_m}, \\ \text{CFO}_4 &= \sum_{m=1}^N H_m \cos \theta_m \sin \theta_m - \frac{(\sum_{m=1}^N Z_m \cos \theta_m)(\sum_{m=1}^N Z_m \sin \theta_m)}{\sum_{m=1}^N U_m}. \end{aligned}$$

4.2 SFO 下的定位误差界

类似地, 根据 a_m, τ_m 与目标和天线位置之间的关系, 建立关于 $\theta' = [\Delta, x, y]$ 的第 m 根天线接收到受 SFO 影响的信号频域模型:

$$G_m(k) = \frac{a_0}{|1 - \Delta| \sqrt{(x - x_m)^2 + (y - y_m)^2}} S\left(\frac{k}{1 - \Delta}\right) e^{\frac{-j2\pi k \sqrt{(x - x_m)^2 + (y - y_m)^2}}{(1 - \Delta)LTv}} + \eta(k). \quad (34)$$

同样, 对 μ 中的元素 x, y, Δ 求偏导, 然后, 通过式 (9) 计算关于 θ' 的 FIM:

$$\mathbf{I}_{\theta'} = \frac{2a_0^2}{L\sigma^2} \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^N J_m \cos \theta_m^2 & \sum_{m=1}^N J_m \cos \theta_m \sin \theta_m & \sum_{m=1}^N R_m \cos \theta_m \\ \sum_{m=1}^N J_m \sin \theta_m \cos \theta_m & \sum_{m=1}^N J_m \sin \theta_m^2 & \sum_{m=1}^N R_m \sin \theta_m \\ \sum_{m=1}^N R_m \cos \theta_m & \sum_{m=1}^N R_m \sin \theta_m & \sum_{m=1}^N W_m \end{bmatrix}, \quad (35)$$

其中,

$$\begin{cases} J_m = \sum_{k=0}^{L-1} \left| S\left(\frac{k}{1-\Delta}\right) \right|^2 \left(\frac{1}{(1-\Delta)^2 \rho_m^4} + \frac{4\pi^2 k^2}{(1-\Delta)^4 \rho_m^2 L^2 T^2 v^2} \right), \\ R_m = \sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{(1-\Delta)^4 \rho_m^2} \left| S\left(\frac{k}{1-\Delta}\right) \right|^2 + \frac{k^2}{(1-\Delta)^6 \rho_m^2} \left| \frac{\partial S\left(\frac{k}{1-\Delta}\right)}{\partial\left(\frac{k}{1-\Delta}\right)} \right|^2 + \frac{4\pi^2 k^2}{(1-\Delta)^6 L^2 T^2 v^2} \left| S\left(\frac{k}{1-\Delta}\right) \right|^2, \\ W_m = \sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{(1-\Delta)^3 \rho_m^3} \left| S\left(\frac{k}{1-\Delta}\right) \right|^2 + \frac{k}{(1-\Delta)^4 \rho_m^3} \left| \frac{\partial S\left(\frac{k}{1-\Delta}\right)}{\partial\left(\frac{k}{1-\Delta}\right)} \right| \left| \partial S\left(\frac{k}{1-\Delta}\right) \right| \\ + \frac{4\pi^2 k^2}{(1-\Delta)^5 L^2 T^2 v^2 \rho_m} \left| S\left(\frac{k}{1-\Delta}\right) \right|^2. \end{cases} \quad (36)$$

将式 (35) 进行分块处理, 得到 SFO 下的定位误差界:

$$\text{tr}\{\mathbf{I}_{\text{SFOLE}}^{-1}\} = \frac{L\sigma^2}{2a_0^2} \frac{\text{SFO}_1}{\text{SFO}_2 \text{SFO}_3 - \text{SFO}_4^2}, \quad (37)$$

其中,

$$\begin{aligned} \text{SFO}_1 &= \sum_{m=1}^N J_m - \frac{(\sum_{m=1}^N R_m \cos \theta_m)^2 + (\sum_{m=1}^N R_m \sin \theta_m)^2}{\sum_{m=1}^N W_m}, \\ \text{SFO}_2 &= \sum_{m=1}^N J_m \cos^2 \theta_m - \frac{(\sum_{m=1}^N R_m \cos \theta_m)^2}{\sum_{m=1}^N W_m}, \\ \text{SFO}_3 &= \sum_{m=1}^N J_m \sin^2 \theta_m - \frac{(\sum_{m=1}^N R_m \sin \theta_m)^2}{\sum_{m=1}^N W_m}, \\ \text{SFO}_4 &= \sum_{m=1}^N J_m \cos \theta_m \sin \theta_m - \frac{(\sum_{m=1}^N R_m \cos \theta_m)(\sum_{m=1}^N R_m \sin \theta_m)}{\sum_{m=1}^N W_m}. \end{aligned}$$

4.3 STO 下的定位误差界

同样利用 a_m, τ_m 与目标和天线位置之间的关系, 建立关于 $\boldsymbol{\theta}' = [\tau_s, x, y]$ 的第 m 根天线接收到受 STO 影响的信号频域模型:

$$G_m(k) = \begin{cases} \frac{a_0}{\rho_m} S(k) e^{-\frac{j2\pi k(\frac{\ell_m}{v} + \tau_s)}{LT}} + \eta(k), & 0 \leq k \leq L-1 - \frac{\tau_s + \tau_m}{T}, \\ \frac{a_0}{\rho_m} S(k) e^{-\frac{j2\pi k(\frac{\ell_m}{v} + 2\tau_s - N_a T)}{LT}} + \eta(k), & L - \frac{\tau_m + \tau_m}{T} \leq k \leq L-1. \end{cases} \quad (38)$$

此时, 令 $\mathbf{X} = [G_1(0), \dots, G_1(L-1), \dots, G_m(0), \dots, G_m(L-1)]^T$ 表示 $G_m(k)$ 的所有取值, $\boldsymbol{\mu}$ 表示 \mathbf{X} 的均值, 对 $\boldsymbol{\mu}$ 中的元素 x, y, τ_s 求偏导, 然后通过式 (9), 可得关于 $\boldsymbol{\theta}'$ 的 FIM:

$$\mathbf{I}_{\boldsymbol{\theta}'} = \frac{2a_0^2}{L\sigma^2} \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^N \chi_m \cos^2 \theta_m & \sum_{m=1}^N \chi_m \cos \theta_m \sin \theta_m & \sum_{m=1}^N \omega_m \cos \theta_m \\ \sum_{m=1}^N \chi_m \sin \theta_m \cos \theta_m & \sum_{m=1}^N \chi_m \sin^2 \theta_m & \sum_{m=1}^N \omega_m \sin \theta_m \\ \sum_{m=1}^N \omega_m \cos \theta_m & \sum_{m=1}^N \omega_m \sin \theta_m & \sum_{m=1}^N \ell_m \end{bmatrix}, \quad (39)$$

其中,

$$\begin{cases} \chi_m = \sum_{k=0}^{L-1} |S(k)|^2 \left(\frac{1}{\rho_m^4} + \frac{4\pi^2 k^2}{\rho_m^2 L^2 T^2 v^2} \right), \\ \omega_m = \sum_{k=0}^{L-1} \frac{4\pi^2 k^2}{\rho_m^2 L^2 T^2 v} |S(k)|^2 + \sum_{k=L-\frac{\tau_m}{T}-\frac{\tau_s}{T}}^{L-1} \frac{4\pi^2 k^2}{\rho_m^2 L^2 T^2 v} |S(k)|^2, \\ \ell_m = \sum_{k=0}^{L-1} \frac{4\pi^2 k^2}{\rho_m^2 L^2 T^2} |S(k)|^2 + \sum_{k=L-\frac{\tau_m}{T}-\frac{\tau_s}{T}}^{L-1} \frac{12\pi^2 k^2}{\rho_m^2 L^2 T^2} |S(k)|^2. \end{cases} \quad (40)$$

将式 (39) 进行分块处理, 得到 STO 下的定位误差界:

$$\text{tr}\{\mathbf{I}_{\text{STOLE}}^{-1}\} = \frac{L\sigma^2}{2a_0^2} \frac{\text{STO}_1}{\text{STO}_2\text{STO}_3 - \text{STO}_4^2}, \quad (41)$$

其中,

$$\begin{aligned} \text{STO}_1 &= \sum_{m=1}^N \chi_m - \frac{(\sum_{m=1}^N \omega_m \cos \theta_m)^2 + (\sum_{m=1}^N \omega_m \sin \theta_m)^2}{\sum_{m=1}^N \ell_m}, \\ \text{STO}_2 &= \sum_{m=1}^N \chi_m \cos^2 \theta_m - \frac{(\sum_{m=1}^N \omega_m \cos \theta_m)^2}{\sum_{m=1}^N \ell_m}, \\ \text{STO}_3 &= \sum_{m=1}^N \chi_m \sin^2 \theta_m - \frac{(\sum_{m=1}^N \omega_m \sin \theta_m)^2}{\sum_{m=1}^N \ell_m}, \\ \text{STO}_4 &= \sum_{m=1}^N \chi_m \cos \theta_m \sin \theta_m - \frac{(\sum_{m=1}^N \omega_m \cos \theta_m)(\sum_{m=1}^N \omega_m \sin \theta_m)}{\sum_{m=1}^N \ell_m}. \end{aligned}$$

5 实验结果及分析

本节将通过实验对不同异步效应的测量误差及异步效应下的 CSI 定位误差进行分析并计算相应的 CRLB. 由于 CRLB 的计算依赖于实验参数的配置 (如环境噪声功率、目标和天线之间的距离、天线配置等), 所以需对不同参数配置下异步效应的估计误差界进行对比并分析其对应的定位结果. 为此, 本文在图 4 所示实验环境中选择 TP-LINK TL-WR2041N 作为待测目标和 Intel 5300 toolkit 作为接收点 (access point, AP) 来发送和获取 CSI 信号, 同时采用文献 [25] 中所提超分辨算法对 CSI 数据进行处理, 利用估计得到的多径信号到达角 (angle of arrival, AOA) 和飞行时间 (time of flight, TOF), 并结合直达径分辨结果对目标进行定位. 此外, 为了便于分析单一异步效应对 CSI 定位误差界的影响, 实验过程中将利用不同方法对异步效应进行补偿, 如在分析 STO 时, 将利用文献 [26, 29] 中所提的相位校准和 Sanitization 算法对 CFO 和 SFO 进行补偿, 以独立观察 STO 对 CSI 定位误差界的影响.

本实验假设环境噪声功率为 -95 dBm, 距离天线 1 m 处的接收信号功率为 -40 dBm, 采样速率 (即数据传输速率) 为 300 MHz. 基于此, 图 5(a) 给出了不同目标和天线之间距离和不同采样点个数条件下的 CFO 估计误差界. 结果表明, CFO 估计误差界主要依赖于目标和天线之间的距离且与其成反比关系. 此外, 虽然采样点个数的增加能一定程度上降低 CFO 估计误差界, 但效果并不明显.

通过改变目标和天线之间的距离和采样点个数, 图 5(b) 和 (c) 分别给出了 SFO 和 STO 在不同参数配置下的估计误差界. 由图可知, SFO 估计误差界随采样点个数的增多而缓慢降低, 同时随着目

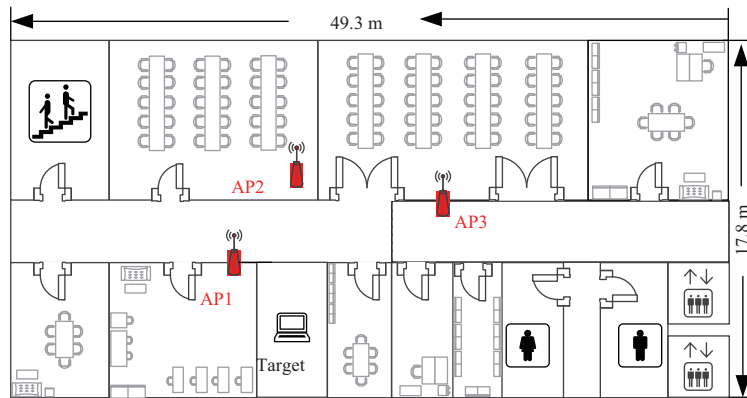


图 4 (网络版彩图) 实验环境结构图

Figure 4 (Color online) Structure diagram of experimental environment

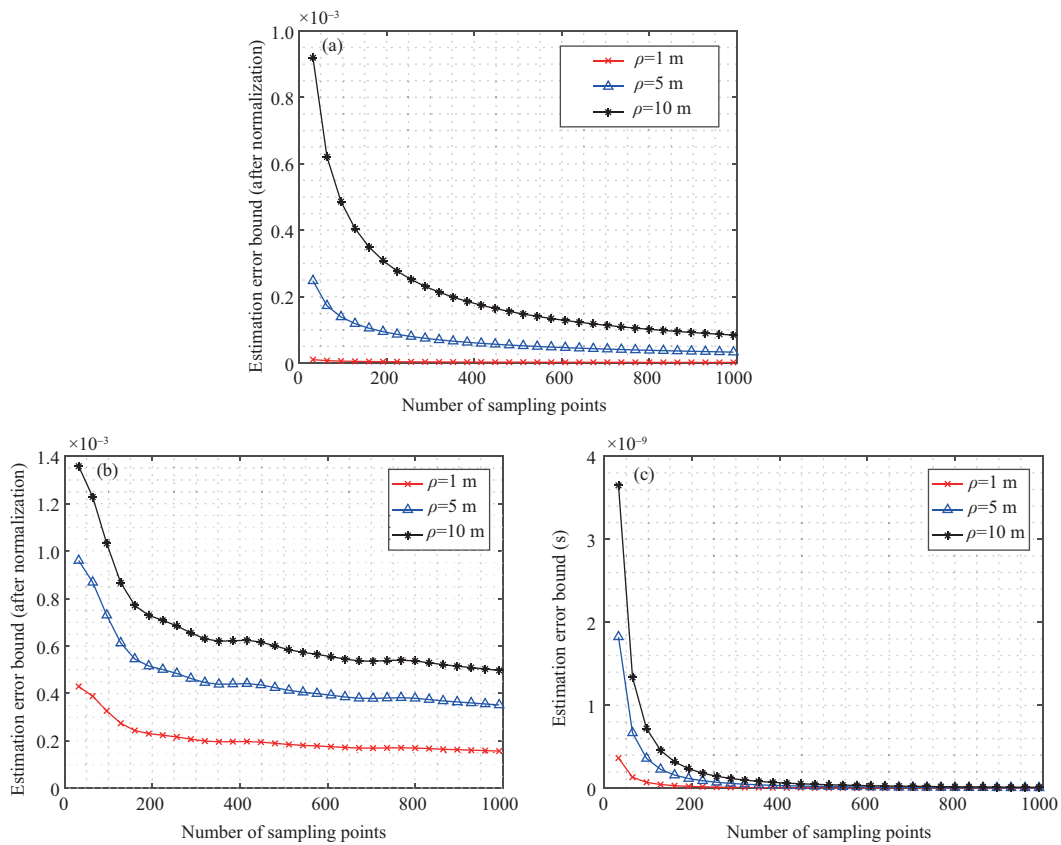


图 5 (网络版彩图) 不同异步效应的估计误差界

Figure 5 (Color online) Estimation error bound of different asynchronous effect. (a) CFO; (b) SFO; (c) STO

标和天线之间距离的增加, SFO 的估计精度会逐渐下降. 此外, 通过增加采样点个数能够较大程度地降低 STO 估计误差界, 但随着目标和天线之间距离的增加, STO 的估计精度也会逐渐恶化.

图 6(a) 和 (b) 分别给出了 CFO 和 SFO 下的 CSI 定位误差界, 可以看出, CFO 和 SFO 对定位误

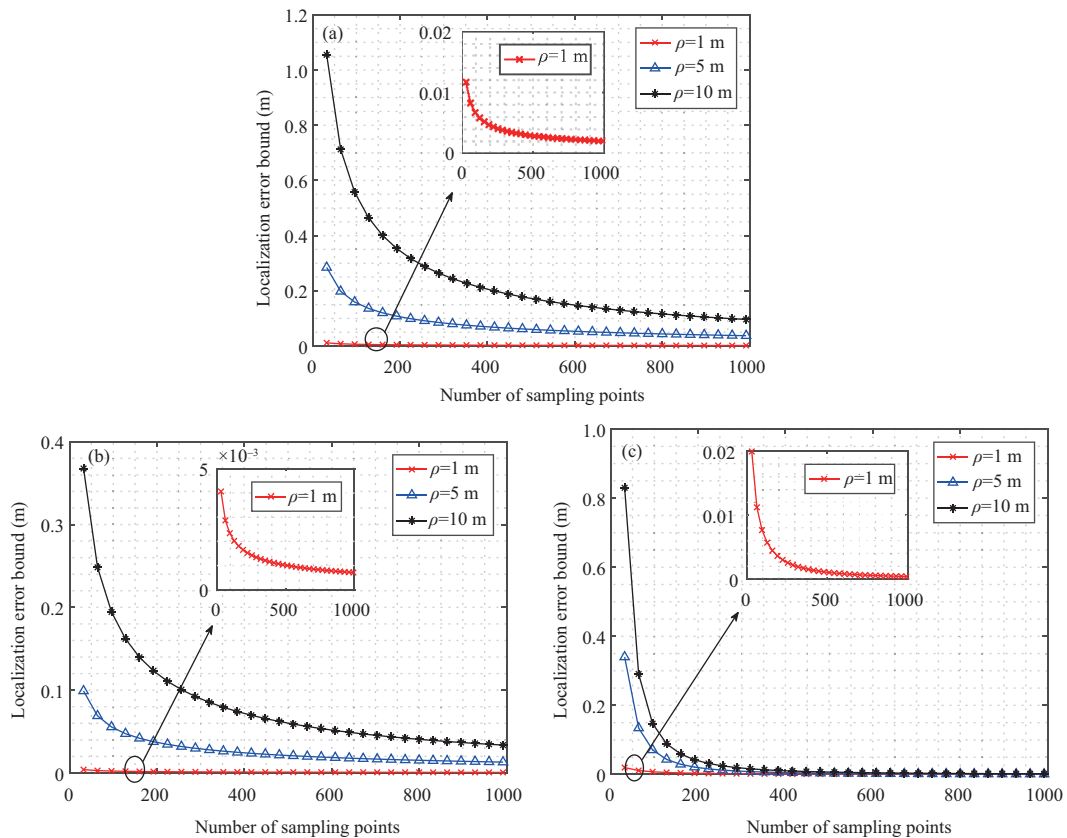


图 6 (网络版彩图) 不同异步效应下的定位误差界

Figure 6 (Color online) Localization error bound with different asynchronous effect. (a) CFO; (b) SFO; (c) STO

差界的影响趋势相似,即通过减小目标和天线之间距离和增加采样点个数可以降低定位误差界,但当采样点个数较大时效果不明显。

图 6(c) 中给出了 STO 下的定位误差界。可见在采样点个数较少的情况下,目标和天线之间距离对定位误差界的影响较大,其原因在于随着目标和天线之间距离的增大,信号传播路径损耗增大,进而导致定位误差界提高。此外,还可看出,采样点个数的增加是降低定位误差界的有效方法,但当采样点个数较大(如 512)时,采样点个数的变化对定位误差界的影响不明显。

最后,为了分析不同天线数对定位误差界的影响,图 7 比较了两天线和三天线配置时 CFO 下的定位误差界。由图可知,天线数的增加可以降低定位误差界,从而验证了本文方法在未来基站侧大规模天线阵列条件下,用于分析和设计基于 CSI 的室内 Wi-Fi 定位系统的有效性。

6 结论

本文从信号的频域模型出发,对室内 Wi-Fi 环境中的 3 种典型异步效应及其对 CSI 定位误差界的影响进行分析。实验结果表明,采样点个数的增加(尤其在采样点个数较小时)能一定程度上降低异步效应的估计误差界及对应的 CSI 定位误差界,而通过减小目标和天线之间的距离(尤其在采样点个数较小时)会对异步效应及对应的定位误差估计产生显著影响。然而,本文考虑的系统模型没有涵盖信号传输过程中的所有因素(如信号带宽、阴影衰落、天线角度等),所以关于异步效应及对应的 CSI

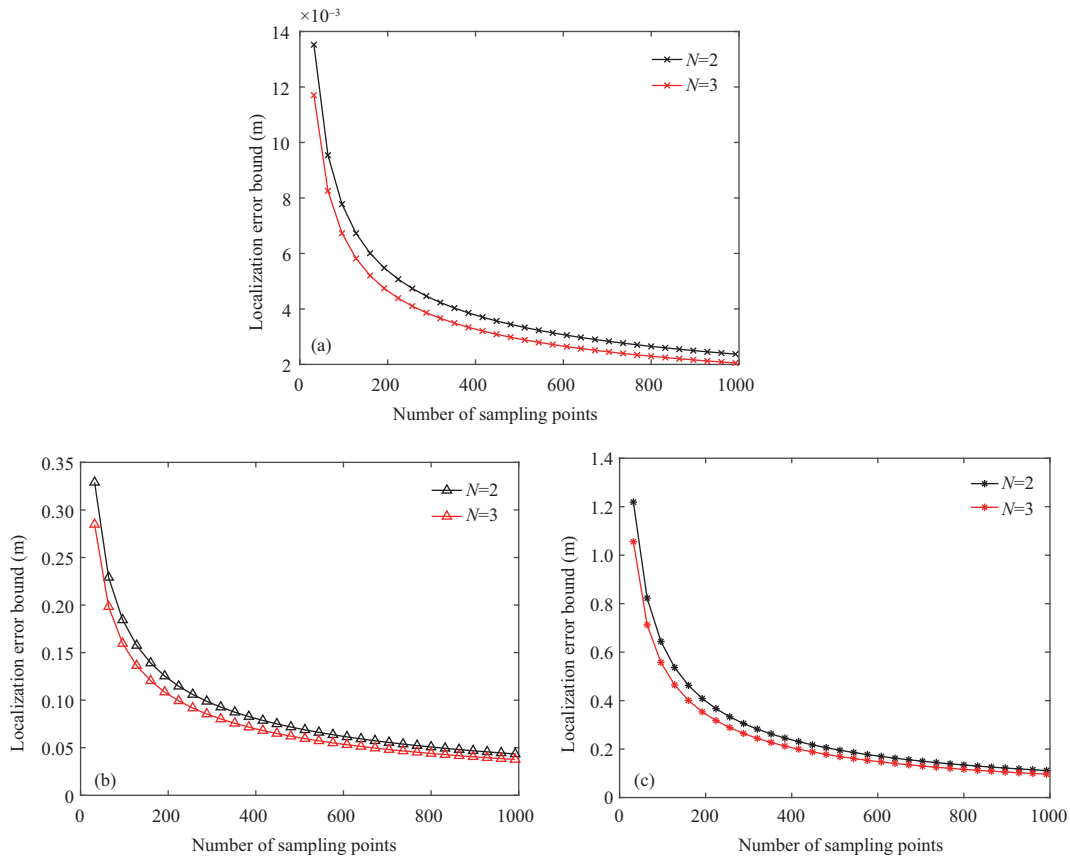


图 7 (网络版彩图) 不同天线配置时 CFO 下的定位误差界

Figure 7 (Color online) Localization error bound with CFO under different antenna configurations. (a) $\rho = 1$ m; (b) $\rho = 5$ m; (c) $\rho = 10$ m

定位误差界的估计还存在一定偏差, 于是, 下一步将重点讨论系统模型的完备性, 同时研究多种异步效应共存时的定位误差界问题.

参考文献

- 1 Jo K, Chu K, Sunwoo M. Interacting multiple model filter-based sensor fusion of GPS with in-vehicle sensors for real-time vehicle positioning. *IEEE Trans Intell Transp Syst*, 2012, 13: 329–343
- 2 Schloemann J, Dhillon H S, Buehrer R M. Toward a tractable analysis of localization fundamentals in cellular networks. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2016, 15: 1768–1782
- 3 Yin F, Zhao Y X, Gunnarsson F, et al. Received-signal-strength threshold optimization using gaussian processes. *IEEE Trans Signal Process*, 2017, 65: 2164–2177
- 4 Liu L B, Zhang W L, Deng C C, et al. BriGuard: a lightweight indoor intrusion detection system based on infrared light spot displacement. *IET Sci Meas Tech*, 2015, 9: 306–314
- 5 Hong K, Lee S K, Lee K. Performance improvement in ZigBee-based home networks with coexisting WLANs. *Pervas Mobile Comput*, 2015, 19: 156–166
- 6 Maalek R, Sadeghpour F. Accuracy assessment of ultra-wide band technology in locating dynamic resources in indoor scenarios. *Autom Constr*, 2016, 63: 12–26
- 7 Liu M X, Sun J L. Design and implementation of WLAN indoor positioning system model based on energy efficiency. *Chinese J Sci Instrum*, 2014, 35: 1169–1178

- 8 Talvitie J, Renfors M, Lohan E S. Distance-based interpolation and extrapolation methods for RSS-based localization with indoor wireless signals. *IEEE Trans Veh Technol*, 2015, 64: 1340–1353
- 9 Song Q W, Guo S T, Liu X, et al. CSI amplitude fingerprinting-based NB-IoT indoor localization. *IEEE Int Things J*, 2018, 5: 1494–1504
- 10 Zheng D C, Xiang H G. An algorithm to estimate frequency deviation. *Acta Electron Sin*, 1999, 1: 79–81 [郑大春, 项海格. 一种全数字化载波频偏估计器算法. *电子学报*, 1999, 1: 79–81]
- 11 Wu T, Dai X C. Blind estimation of frequency offset and symbol timing error. *J Data A Cquisition Process*, 2005, 20: 291–296 [吴涛, 戴旭初. 频率偏移和符号定时误差的盲估计方法. *数据采集与处理*, 2005, 20: 291–296]
- 12 Cui X Z, Hu G R, Chen H. Effects of sampling frequency offset on orthogonal frequency division multiplexing systems and estimating method. *J Shanghai Jiaotong Univ*, 2003, 37: 1581–1584 [崔小准, 胡光锐, 陈豪. 采样频率误差对 OFDM 系统的影响和估计方法. *上海交通大学学报*, 2003, 37: 1581–1584]
- 13 Xie B L, Qiu W X, Minn H. Exact signal model and new carrier frequency offset compensation scheme for OFDM. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2012, 11: 550–555
- 14 Yuan J, Torlak M. Joint CFO and SFO estimator for OFDM receiver using common reference frequency. *IEEE Trans Broadcast*, 2016, 62: 141–149
- 15 Chang D C. Effect and compensation of symbol timing offset in OFDM systems with channel interpolation. *IEEE Trans Broadcast*, 2008, 54: 761–770
- 16 Gui L Q, Yang M X, Yu H, et al. A cramer-rao lower bound of CSI-based indoor localization. *IEEE Trans Veh Technol*, 2018, 67: 2814–2818
- 17 Tian X H, Zhu S J, Xiong S J, et al. Performance analysis of Wi-Fi indoor localization with channel state information. *IEEE Trans Mobile Comput*, 2019, 18: 1870–1884
- 18 Qi Y, Kobayashi H, Suda H. On time-of-arrival positioning in a multipath environment. *IEEE Trans Veh Technol*, 2006, 55: 1516–1526
- 19 Zhou M, Qiu F, Xu K J, et al. Error bound analysis of indoor Wi-Fi location fingerprint based positioning for intelligent access point optimization via fisher information. *Comput Commun*, 2016, 86: 57–74
- 20 Besson O, Abramovich Y I. On the fisher information matrix for multivariate elliptically contoured distributions. *IEEE Signal Process Lett*, 2013, 20: 1130–1133
- 21 Sengupta S K, Kay S M. Fundamentals of statistical signal processing: estimation theory. *Technometrics*, 1995, 37: 465
- 22 Pollet T, van Bladel M, Moeneclaey M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. *IEEE Trans Commun*, 1995, 43: 191–193
- 23 Shen Y, Win M Z. Fundamental limits of wideband localization — part I: a general framework. *IEEE Trans Inform Theory*, 2010, 56: 4956–4980
- 24 Yang B G, Letaief K B, Cheng R S, et al. Timing recovery for OFDM transmission. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2000, 18: 2278–2291
- 25 Sklar B. Digital communications: fundamentals and applications. *Hypertens Res Off J Jpn Soc Hypertens*, 2012, 33: 177–180
- 26 Kotaru M, Joshi K, Bharadia D, et al. SpotFi: decimeter level localization using WiFi. *SIGCOMM Comput Commun Rev*, 2015, 45: 269–282
- 27 Vasisht D, Kumar S, Katabi D. Decimeter-level localization with a single wifi access point. In: *Proceedings of Networked Systems Design and Implementation, California*, 2016. 165–178
- 28 Kumar S, Gil S, Katabi D, et al. Accurate indoor localization with zero start-up cost. In: *Proceedings of ACM/IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking, Hawaii*, 2014. 483–494
- 29 Xiong J, Jamieson K. Arraytrack: a fine-grained indoor location system. In: *Proceedings of Networked Systems Design and Implementation, Boston*, 2013. 73–84

CSI localization error bound estimation method under indoor Wi-Fi asynchronous effect

Mu ZHOU^{1,2,3}, Zhenya ZHANG^{1,2,3*}, Yong WANG^{1,2,3}, Wei NIE^{1,2,3} & Zengshan TIAN^{1,2,3}

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

2. *Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications Technology, Chongqing 400065, China;*

3. *Engineering Research Center of Mobile Communications, Ministry of Education, Chongqing 400065, China*

* Corresponding author. E-mail: zhenya_cqupt@foxmail.com

Abstract Compared with the traditional received signal strength (RSS) based indoor Wi-Fi localization method, the CSI-based indoor Wi-Fi localization method usually achieves higher localization accuracy, due to the channel state information (CSI) includes finer-grained and more diverse physical-layer information like the amplitude and the phase information of each subcarrier in the channel during the signal transmission. When using CSI for the localization, the transmitter uses the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technology to transmit data in parallel on multiple orthogonal subcarriers; meanwhile, the demodulation at the receiver is conducted. However, due to the existence of the asynchronous effect like the carrier frequency offset (CFO), sampling frequency offset (SFO), and symbol timing offset (STO), the orthogonality of subcarriers at the receiver is difficult to be guaranteed, and thereby the performance of the CSI based indoor Wi-Fi localization method is degraded by the effects of the inter-symbol interference (ISI) and inter-carrier interference (ICI). In response to this compelling problem, this paper derives out the CSI localization error bound under different asynchronous effects from the perspective of the frequency domain to evaluate the CSI based indoor Wi-Fi localization performance.

Keywords indoor localization, asynchronous effect, localization error bound, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), Wi-Fi



Mu ZHOU was born in 1984. He received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees in the information and communication engineering from Harbin Institute of Technology, Harbin, China, in 2006, 2008, and 2012, respectively. He was a joint-cultivated Ph.D. student at the University of Pittsburgh, USA and a post-doctoral research fellow at the Hong Kong University of Science and Technology, China. Afterward, he joined Chongqing University of Posts

and Telecommunications, Chongqing, China, where he has been a full professor since 2014. His research interests include the wireless localization and sensing, signal processing and detection, and machine learning and information fusion technologies.



Zhenya ZHANG was born in 1993. He received the B.S. degree in the electronic and information engineering from the North China University of Water Resources and Electric Power, Henan, China, in 2016. Currently, he is pursuing the M.S. degree in the information and communication engineering from the Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing, China. His research interests include the WLAN localization, OFDM.