

基于时变钟差消除的室内载波相位定位算法

范绍帅, 荣志强, 田辉, 李立华, 秦晓琦

(北京邮电大学网络与交换技术国家重点实验室, 北京 100876)

摘 要: 针对室内无线环境下传统定位算法定位精度不高以及系统时钟不同步影响定位精度等问题, 提出一种基于三差分载波相位测量与到达时间差 (TDoA) 融合的三维定位算法。考虑到无线接入点之间存在的时变钟差会导致定位精度变低, 所提算法结合参考终端测量来消除时变钟差的影响, 基于三差分载波相位测量进行相对位置的精确估计, 并将其与具有无偏性的差分 TDoA 定位结果进行融合粗估计。进一步通过泰勒展开方法对载波相位观测方程线性化, 并通过解算整周模糊度实现更高精度的定位。仿真结果表明, 所提算法可以克服时变钟差对定位性能的影响, 并能在短时间内完成整周模糊度解算, 最终可实现高精度定位。

关键词: 无线定位; 载波相位; 时钟偏差; 融合定位; 整周模糊度

中图分类号: TN92

文献标识码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2021164

Indoor carrier phase positioning algorithm based on time-varying clock error elimination

FAN Shaoshuai, RONG Zhiqiang, TIAN Hui, LI Lihua, QIN Xiaoqi

State Key Laboratory of Networking and Switching Technology, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

Abstract: To solve the problems of low positioning accuracy of traditional positioning algorithm and unsynchronized system clock in indoor wireless environment, a 3D positioning algorithm was proposed based on the fusion of triple-differential carrier phase measurements and time difference of arrival (TDoA) positioning. Considering that the time-varying clock offsets between wireless access points lead to lower positioning accuracy, the measurements from a reference terminal were used to eliminate the influence of time-varying clock offsets. The relative positions were estimated based on triple-differential carrier phase measurements, which were fused with unbiased differential TDoA positioning results to obtain the interim estimated positions. Furthermore, the carrier phase observation equations were linearized by Taylor expansion method, and the high-accuracy positioning was realized by solving the integer ambiguities. Simulation results show that the proposed algorithm eliminates the influence of time-varying clock offsets on positioning performance, and the integer ambiguities are resolved in a short time to achieve high-accuracy positioning.

Keywords: wireless positioning, carrier phase, clock offset, fusion positioning, integer ambiguity

1 引言

随着通信技术的快速发展以及移动终端的不断普及, 人们对基于位置信息服务的需求日益凸显, 而基于位置信息服务的核心之一是定位技术。在已经冻结的 5G R16 标准中, 定位技术的定位精

度要求为米级^[1]。考虑到定位技术在工业互联网及车联网等垂直行业中的应用需求, 未来 R17 标准将进一步将定位精度提升至厘米级^[2]。其中, 工业物联网精准加工场景下的定位精度应优于 0.2 m, 车联网自动驾驶场景下的定位精度应优于 0.1 m。在大多数户外场景中, 全球导航卫星系统 (GNSS,

收稿日期: 2021-05-08; 修回日期: 2021-08-05

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61801044, No.61801045)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61801044, No.61801045)

global navigation satellite system) 的定位精度可以达到米级, 已经得到了广泛的商用。但由于室内环境中信道条件复杂, 存在信号遮挡、阴影效应、多径效应等影响, GNSS 无法在室内使用。然而, 室内场景存在更多高精度定位应用需求。例如在以工业物联网为基础的智能制造领域, 很多室内应用都需要高精度的位置信息。在多产线模块化生产环境下, 为了快速装配以及避免错误的装配顺序, 必须对移动加工材料和待装配的部件进行精确定位。智能工厂中存在大量的高速移动机器人、自动驾驶车辆 (AGV, automated guided vehicle)、可移动装配平台和可移动装配材料工具等^[3]移动设备, 高精度的位置信息是实现移动设备精准操控、设备间防碰撞和高效工业自动化的必要前提。因此, 如何显著提升定位精度成为移动通信系统的热点研究问题。

针对移动通信系统的定位需求, 研究者对室内定位算法已做了大量的研究。现有室内定位算法大致可以分为基于测距和基于非测距两类。在基于测距的定位算法中, 比较经典的算法是基于到达时间 (ToA, time of arrival)^[4-5] 的定位算法, 它将测量得到的信号传播时间转换为距离, 再利用距离信息解算位置估计。文献[5]应用牛顿迭代法解决 ToA 定位中的非线性问题, 但是未考虑实际场景中的钟差问题。由于接入点和移动终端之间存在的时钟偏差会对定位精度带来影响, 研究者提出了基于到达时间差 (TDoA, time difference of arrival)^[6-7] 的定位算法, 它可以消除对移动终端的时钟要求, 从而提高定位的性能, 但是无线接入点之间的钟差仍然影响定位精度。文献[6]利用泰勒展开的方法将非线性方程进行了线性化, 达到了分米级的定位精度, 但是并未考虑实际场景中无线接入点之间的钟差。此外, 基于到达角度 (AoA, angle of arrival)^[8-9] 的定位算法应用也比较广泛, 它往往需要足够规模的天线阵列来获取角度信息。在基于非测距的定位算法中, 常见的算法是指纹定位算法^[10]。然而, 而在应用指纹定位之前往往需要收集足够多的指纹数据, 这将产生很高的时间成本。

对于基于测距的定位算法, 要想实现高精度的定位, 关键在于获得准确的距离估计。在测量精度方面, 传统的 ToA 测距精度为米级, 而载波相位测距误差与载波波长有关, 其测距精度可达厘米级^[11]。载波相位定位技术最早由文献[12]提出并应用于蜂窝系统, 系统可传输连续的载波相位定位参考信号 (C-PRS, carrier phase positioning reference signal),

终端可基于 C-PRS 进行载波相位测量。另一方面, 收发端的时钟偏差将直接影响测距精度。文献[13]证明了基于 TDoA 的定位算法的均方误差随着钟差的 2-范数而增加。文献[14]证明了钟差会在载波相位定位测量值中引入误差项, 从而影响定位结果。因此, 在实际高精度定位应用中, 对时变钟差的抑制或消除是十分必要的。然而时钟偏差的时变特性使其估计及补偿也面临挑战。现有的室内定位算法往往忽略钟差对定位精度的影响, 或者事先对钟差进行估计, 例如, 文献[15-17]采用凸优化的方法来估计钟差, 但估计残差较大且仍对定位精度有明显的影响。其中文献[17]中钟差的估计精度与广播信息的周期有关, 周期越短钟差估计越准确, 频繁的广播会产生大量的信息和数据, 从而限制了钟差的估计精度。

受高精度载波相位定位技术启发并考虑时变钟差对定位精度的影响, 本文主要研究工作如下。

1) 引入参考终端消除设备间时钟偏差的影响。具体而言, 基于移动终端及固定参考终端的 TDoA 差分测量及载波相位三差测量, 消除接入点间及接入点与终端间的钟差。

2) 提出了一种基于时变钟差消除的载波相位定位方法, 通过融合基于 TDoA 差分测量和三差载波相位测量的定位结果完成对移动终端的位置粗估计, 并进一步利用泰勒展开及最小二乘法, 实现载波相位整周解算及高精度定位。

3) 系统仿真验证了本文所提算法可以在短时间内完成整周模糊度解算, 与传统定位算法相比, 所提算法可以实现更高精度的定位。

2 系统模型

2.1 TDoA 测量模型

考虑一个分布有 M 个位置已知的固定无线接入点的室内场景, 其中编号为 i ($i=1,2,3,\dots,M$) 的固定无线接入点的位置坐标为 $\mathbf{u}^{(i)} = (a^{(i)}, b^{(i)}, c^{(i)})^T$, 将编号为 1 的无线接入点设置为参考接入点。在这 M 个固定无线接入点的通信范围内设置一个位置固定的已知参考终端 r 和一个在室内环境中自由运动的待定位移动终端 s , 且移动终端 s 在运动过程中始终处于这 M 个无线接入点的通信范围内。在 t 时刻, 移动终端 s 的位置坐标为 $\mathbf{v}_t = (x_t, y_t, z_t)^T$ 。根据上述假设, 移动终端 s 在 t 时刻测量到固定无线接入点 i ($i>1$) 相对于参考接入点 1 的 TDoA 测量值为

$$\Delta d_{s,t}^{(i,1)} = c^{-1} \Delta r_{s,t}^{(i,1)} + \Delta b_{s,t}^{(i,1)} + \Delta n_{s,t}^{(i,1)} \quad (1)$$

其中, $\Delta(\bullet)^{(i,1)} = (\bullet)^{(i)} - (\bullet)^{(1)}$; $d_{s,t}^{(i)}$ 表示在 t 时刻移动终端 s 对固定无线接入点 i 的 ToA 测量值; $r_{s,t}^{(i)} = \|\mathbf{v}_t - \mathbf{u}^{(i)}\|$ 表示在 t 时刻移动终端 s 到固定接入点 i 的物理距离; $n_{s,t}^{(i)}$ 表示对无线接入点 i 的 ToA 测量误差, 假设其服从均值为 0、方差为 σ_r^2 的高斯分布, 即 $n_{s,t}^{(i)} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_r^2)$; $b_{s,t}^{(i)}$ 表示无线接入点 i 与移动终端 s 间的时变钟差; c 表示电磁波的传播速度。

对于位置已知的参考终端, t 时刻测量到关于无线接入点 i 与参考接入点的 TDoA 值为

$$\Delta d_{r,t}^{(i,1)} = c^{-1} \Delta r_{r,t}^{(i,1)} + \Delta b_{r,t}^{(i,1)} + \Delta n_{r,t}^{(i,1)} \quad (2)$$

将式(1)与式(2)做差, 可得终端域差分测量为

$$\begin{aligned} \Delta d_{s,t}^{(i,1)} - \Delta d_{r,t}^{(i,1)} &= (c^{-1} \Delta r_{s,t}^{(i,1)} + \Delta b_{s,t}^{(i,1)} + \Delta n_{s,t}^{(i,1)}) - (c^{-1} \Delta r_{r,t}^{(i,1)} + \\ &\Delta b_{r,t}^{(i,1)} + \Delta n_{r,t}^{(i,1)}) = c^{-1} \Delta r_{s,t}^{(i,1)} - c^{-1} \Delta r_{r,t}^{(i,1)} + \delta n_t^{(i,1)} \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $\delta n_t^{(i,1)} = \Delta n_{s,t}^{(i,1)} - \Delta n_{r,t}^{(i,1)}$ 。通过接入点间的差分, 降低了对终端测的时钟要求, 则 $\Delta b_{s,t}^{(i,1)}$ 和 $\Delta b_{r,t}^{(i,1)}$ 都表示 2 个接入点之间的时变钟差, 即 $\Delta b_{t,s}^{(i,1)} = \Delta b_{t,r}^{(i,1)}$ 。由于参考终端 r 处于固定位置, 因此式(3)中 $\Delta r_{r,t}^{(i,1)}$ 为已知量, 将其移到等式左边, 可得更新后的 TDoA 测量为

$$\delta d_t^{(i,1)} = c^{-1} \Delta r_{s,t}^{(i,1)} + \delta n_t^{(i,1)} \quad (4)$$

其中, $\delta d_t^{(i,1)} = \Delta d_{s,t}^{(i,1)} - \Delta d_{r,t}^{(i,1)} + c^{-1} \Delta r_{r,t}^{(i,1)}$ 。通过比较式(1)和式(4)可以看出, 引入参考终端 r 后, 更新后的 TDoA 测量值中不再存在钟差。并且, 由于 TDoA 测量误差的均值为 0, TDoA 测量具有无偏性。

在 t 时刻, 对于除了参考接入点之外的其他所有无线接入点, 可以将 TDoA 测量值统一写成向量的形式

$$\Delta \mathbf{d}_t = c^{-1} \Delta \mathbf{r}_t + \Delta \mathbf{n}_t \quad (5)$$

其中, $\Delta \mathbf{d}_t = [\delta d_t^{(2,1)}, \dots, \delta d_t^{(M,1)}]^T$, $\Delta \mathbf{r}_t = [\Delta r_{s,t}^{(2,1)}, \dots, \Delta r_{s,t}^{(M,1)}]^T$, $\Delta \mathbf{n}_t = [\delta n_t^{(2,1)}, \dots, \delta n_t^{(M,1)}]^T$ 。

2.2 载波相位测量模型

由于载波相位信息具有周期性, 接收机初始锁定时只能测量到小于一个周期的相位, 即残余相位部分, 而整数倍周期部分 $N\lambda$ 未知, 其中 N 即整周模糊度, λ 为载波波长。

移动终端 s 在 t 时刻测量到来自第 i 个无线接入点的载波相位信号相位为

$$\varphi_{s,t}^{(i)} = 2\pi\lambda^{-1} r_{s,t}^{(i)} - 2\pi N_s^{(i)} + \gamma_{s,t}^{(i)} + 2\pi f_c b_{s,t}^{(i)} \quad (6)$$

其中, $N_s^{(i)}$ 表示在初始锁定时存在的整周模糊度且 $N_s^{(i)}$ 为整数; $\gamma_{s,t}^{(i)}$ 表示载波相位的测量误差, 假设其

服从均值为 0、方差为 σ_ϕ^2 的高斯分布, 即 $\gamma_{s,t}^{(i)} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\phi^2)$; f_c 表示定位参考信号的载频。随着时间的变化, 只要锁相环 (PLL, phase lock loop) 或者锁频环 (FLL, frequency lock loop) 对载波相位的跟踪不失锁, 接收机在初始观测的整周模糊度就保持不变。因此, 为保障载波相位测距精度, 需要精确地解算整周模糊度并克服时钟偏差的影响。

3 融合定位和最终位置解算

本文提出的融合定位算法分为 2 个步骤。首先, 引入参考终端, 基于其载波相位测量, 利用接入点、终端和时间 3 个维度的差分消除接入点以及移动终端之间的时变钟差, 并基于此运用最小二乘法对终端位置变化进行估计; 然后, 考虑到基于位置变化估计所获取的移动终端估计位置受初始位置估计误差影响, 且 TDoA 定位估计具有无偏性, 将载波相位的位置变化估计与 TDoA 的绝对位置估计进行融合, 实现对终端位置的粗估计, 初步提升定位估计精度以便进行后续的整周模糊度解算。

本文提出的最终位置解算算法分为 2 个步骤。首先, 基于泰勒展开的方法, 以融合定位算法输出的粗估计结果作为展开点将相位观测方程线性化, 通过求解线性化方程组得到整周模糊度; 然后, 基于整周模糊度修正距离测量向量, 并采用基于测距的定位解算算法 (如经典的 Chan 算法^[18]) 得到最终的位置估计。

3.1 基于载波相位的位置变化估计

基于载波相位的观测方程式(6), 将来自无线接入点 i 的 $t-1$ 时刻和 t 时刻的载波相位测量值进行时间差分以临时消除整周模糊度的影响, 可得时域单差测量为

$$\begin{aligned} \varphi_{s,t}^{(i)} - \varphi_{s,t-1}^{(i)} &= 2\pi\lambda^{-1} (r_{s,t}^{(i)} - r_{s,t-1}^{(i)}) + \\ \gamma_{s,t}^{(i)} - \gamma_{s,t-1}^{(i)} + 2\pi f_c (b_{s,t}^{(i)} - b_{s,t-1}^{(i)}) \end{aligned} \quad (7)$$

固定位置的参考终端 r 的单差测量为

$$\begin{aligned} \varphi_{r,t}^{(i)} - \varphi_{r,t-1}^{(i)} &= \underbrace{2\pi\lambda^{-1} (r_{r,t}^{(i)} - r_{r,t-1}^{(i)})}_{\text{等于0}} + \\ \gamma_{r,t}^{(i)} - \gamma_{r,t-1}^{(i)} + 2\pi f_c (b_{r,t}^{(i)} - b_{r,t-1}^{(i)}) \end{aligned} \quad (8)$$

对移动终端 s 和参考终端 r 的单差测量进行差分, 即式(7)减去式(8), 得到时域-终端域双差测量值为

$$\begin{aligned} \varphi_{s,t}^{(i)} - \varphi_{s,t-1}^{(i)} - \varphi_{r,t}^{(i)} + \varphi_{r,t-1}^{(i)} &= 2\pi\lambda^{-1} (r_{s,t}^{(i)} - r_{s,t-1}^{(i)}) + \gamma_{s,t}^{(i)} - \\ \gamma_{s,t-1}^{(i)} - \gamma_{r,t}^{(i)} + \gamma_{r,t-1}^{(i)} + 2\pi f_c (b_{t,s}^{(i)} - b_{t-1,s}^{(i)} - b_{t,r}^{(i)} + b_{t-1,r}^{(i)}) \end{aligned} \quad (9)$$

将无线接入点 i 与参考无线接入点的双差方程进一步差分来消除时变钟差, 可得时域-终端域-接入点域三差测量值为

$$\Delta\varphi_{s,t}^{(i,1)} - \Delta\varphi_{s,t-1}^{(i,1)} - \Delta\varphi_{r,t}^{(i,1)} + \Delta\varphi_{r,t-1}^{(i,1)} = 2\pi\lambda^{-1}(\Delta r_{s,t}^{(i,1)} - \Delta r_{s,t-1}^{(i,1)}) + \Delta\gamma_{s,t}^{(i,1)} - \Delta\gamma_{s,t-1}^{(i,1)} - \Delta\gamma_{r,t}^{(i,1)} + \Delta\gamma_{r,t-1}^{(i,1)} \quad (10)$$

其中, 三差测量中的时变钟差项为

$$\begin{aligned} &\Delta b_{s,t}^{(i,1)} - \Delta b_{s,t-1}^{(i,1)} - \Delta b_{r,t}^{(i,1)} + \Delta b_{r,t-1}^{(i,1)} = \\ &b_{s,t}^{(i)} - b_{s,t}^{(1)} - (b_{s,t-1}^{(i)} - b_{s,t-1}^{(1)}) - (b_{r,t}^{(i)} - b_{r,t}^{(1)}) + b_{r,t-1}^{(i)} - b_{r,t-1}^{(1)} = \\ &\theta_t^i - \tau_t^s - (\theta_t^1 - \tau_t^s) - (\theta_{t-1}^i - \tau_{t-1}^s - (\theta_{t-1}^1 - \tau_{t-1}^s)) - \\ &(\theta_t^i - \tau_t^r - (\theta_t^1 - \tau_t^r)) + (\theta_{t-1}^i - \tau_{t-1}^r - (\theta_{t-1}^1 - \tau_{t-1}^r)) = 0 \quad (11) \end{aligned}$$

其中, θ_t^i 为无线接入点 i 在 t 时刻的时钟, τ_t^s 为移动终端 s 在 t 时刻的时钟, τ_t^r 为参考终端 r 在 t 时刻的时钟。可见引入参考终端 r 后, 通过三差测量方程可以完全消除设备之间的时变钟差。值得注意的是, 本文所提算法在室内无线短距通信下进行, 其差分操作的目的是消除钟差, 而钟差项与参考点和定位目标间的距离远近无关, 所以所提算法对参考点与实际定位目标无距离限制。

假设在 $t=0$ 时刻已经得到一个对于移动终端初始位置的估计值 $\hat{\mathbf{v}}_0 = (\hat{x}_0, \hat{y}_0, \hat{z}_0)^T$ 。由于式(10)的变量 $\Delta r_{s,t}^{(i,1)}$ 中的 $r_{s,t}^{(i)}$ 隐含了所需估计的 t 时刻移动终端位置坐标 $\mathbf{v}_t = (x_t, y_t, z_t)^T$, 通过将式(10)的 $r_{s,t}^{(i)}$ 移至等式一侧, 其余项移到另一侧, 并将等式两侧同时平方, 可以得到

$$\begin{aligned} &(\Delta\varphi_{s,t}^{(i,1)} - \Delta\varphi_{s,t-1}^{(i,1)} - \Delta\varphi_{r,t}^{(i,1)} + \Delta\varphi_{r,t-1}^{(i,1)} + \\ &2\pi\lambda^{-1}\Delta r_{s,t-1}^{(i,1)} + 2\pi\lambda^{-1}r_{s,t}^{(1)})^2 = (2\pi\lambda^{-1}r_{s,t}^{(i)})^2 \quad (12) \end{aligned}$$

将 $r_{s,t}^{(i)} = \|\mathbf{v}_t - \mathbf{u}^{(i)}\|$ 代入式(12)并进一步整理可得

$$\begin{aligned} &-8\pi^2\lambda^{-2}\Delta a^{(i,1)}x_t - 8\pi^2\lambda^{-2}\Delta b^{(i,1)}y_t - 8\pi^2\lambda^{-2} \cdot \\ &\Delta c^{(i,1)}z_t - 4\pi\lambda^{-1}\Delta U_t^{(i,1)}r_{s,t}^{(1)} = (\Delta U_t^{(i,1)})^2 - \Delta K^{(i,1)} \quad (13) \end{aligned}$$

其中, 有

$$U_t^{(i)} = 2\pi\lambda^{-1}r_{s,t-1}^{(i)} + \varphi_{s,t}^{(i)} - \varphi_{s,t-1}^{(i)} - \varphi_{r,t}^{(i)} + \varphi_{r,t-1}^{(i)} \quad (14)$$

$$K^{(i)} = 4\pi^2\lambda^{-2}((a^{(i)})^2 + (b^{(i)})^2 + (c^{(i)})^2) \quad (15)$$

式(13)仅包含 2 个未知向量 \mathbf{v}_t 和 \mathbf{v}_{t-1} , 其中 \mathbf{v}_{t-1} 是隐含在 $r_{s,t-1}^{(i)}$ 中的。由于这 2 个未知量分别对应 2 个不同的测量时刻, 因此可以基于时间迭代的思想设计解算方法。对于 $i=2,3,\dots,M$, 式(13)可写成矩阵形式

$$\mathbf{C}z_t = \mathbf{q}_t \quad (16)$$

其中, 有

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} -8\pi^2\lambda^{-2}\Delta a^{(2,1)} & -4\pi\lambda^{-1}\Delta U_t^{(2,1)} \\ \vdots & \vdots \\ -8\pi^2\lambda^{-2}\Delta a^{(M,1)} & -4\pi\lambda^{-1}\Delta U_t^{(M,1)} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{q}_t = \begin{bmatrix} (\Delta U_t^{(2,1)})^2 - \Delta K^{(2,1)} \\ \vdots \\ (\Delta U_t^{(M,1)})^2 - \Delta K^{(M,1)} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$z_t = [\mathbf{v}_t, r_{s,t}^{(1)}] \quad (19)$$

假设 \mathbf{v}_{t-1} 在前序迭代中已经被估计得到, 对方程式(16)运用最小二乘法, 可以得到 \mathbf{v}_t 的估计值为

$$\tilde{\mathbf{v}}_t = [(\mathbf{C}^T\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^T\mathbf{q}_t]_{(1:3)} \quad (20)$$

其中, $[\]_{(1:3)}$ 表示取该向量的前 1~3 项。虽然该迭代方法输出的绝对位置估计值 $\tilde{\mathbf{v}}_t$ 受初始点影响会存在偏置, 但由于载波相位三差测量消除了未知的整周模糊度, 该迭代解算结果对于相邻时刻位置变化量的估计是很精确的。 $t-1$ 时刻到 t 时刻的位置变化为

$$\Delta\mathbf{v}_{t,t-1} = \mathbf{v}_t - \mathbf{v}_{t-1} \quad (21)$$

3.2 载波相位与 TDoA 融合

高精度定位性能的实现依赖于对整周模糊度的准确解算, 但测量方程的非线性属性给整周模糊度的解算带来了挑战。本文采用局部线性化思想, 通过泰勒展开方式对观测方程进行线性化处理。为此, 需要先获取对位置的初始估计以辅助完成线性化处理。3.1 节中提出的迭代算法能够较精确地估计移动终端在相邻时刻的位置变化量, 但是绝对位置的估计会受初始点位置估计偏差的影响。因此, 本节将利用位置变化量估计与 TDoA 位置估计进行融合, 进而得到更加准确的绝对位置粗估计, 为后续整周模糊度的解算过程提供线性化处理条件。

受测量误差影响, TDoA 定位结果 $\xi_t = (x_t, y_t, z_t)$ 误差较大。为了得到精度较高的位置估计值, 可以利用在 3.1 节中估计的位置变化量来平滑 TDoA 的输出, 该平滑过程能够减小 TDoA 定位结果的波动, 本文将此过程称为载波相位与 TDoA 融合定位, 其具体执行步骤如下。

步骤 1 在定位开始前初始化载波相位定位结果 $\tilde{\mathbf{v}}_0$ 和融合定位结果 $\hat{\mathbf{v}}_0$, 即令 $\tilde{\mathbf{v}}_0 = \hat{\mathbf{v}}_0 = \xi_0$, 其中 ξ_0 为 TDoA 定位结果;

步骤 2 在第 t ($t>1$) 个定位时刻, 首先根据式(20)计算 $\tilde{\mathbf{v}}_t$, 再根据式(21)计算 $\Delta\tilde{\mathbf{v}}_{t,t-1}$;

步骤3 根据 TDoA 的测量值计算 ζ_t , 将 $\tilde{\mathbf{v}}_t$ 更新为

$$\tilde{\mathbf{v}}_t = \hat{\mathbf{v}}_{t-1} + \Delta\tilde{\mathbf{v}}_{t,t-1} \quad (22)$$

步骤4 利用

$$\hat{\mathbf{v}}_t = w_{\text{TDoA}} \zeta_t + w_{\text{CARR}} \tilde{\mathbf{v}}_t \quad (23)$$

融合 TDoA 和载波相位定位结果。其中, w_{TDoA} 和 w_{CARR} 为非负的权重值且满足 $w_{\text{TDoA}} + w_{\text{CARR}} = 1$;

步骤5 随时间迭代执行步骤2~步骤4。

3.3 整周模糊度解算及载波相位定位

由于引入了高精度位置变化估计结果, 融合算法输出的定位结果的精度相对于传统的 TDoA 算法有所提升。因此以 3.2 节的位置融合粗估计结果作为泰勒展开点, 将有助于降低非线性载波测量方程线性化过程中的高阶误差。根据式(6), 在 t 时刻, 对移动终端 s 和参考终端 r 的相位测量值进行终端维度的差分计算可得

$$\varphi_{s,t}^{(i)} - \varphi_{r,t}^{(i)} = 2\pi\lambda^{-1}(r_{s,t}^{(i)} - r_{r,t}^{(i)}) - 2\pi N^{(i)} + \gamma_t^{(i)} + 2\pi f_c b_t^{(i)} \quad (24)$$

将 $r_{s,t}^{(i)}$ 的表达式 $r_{s,t}^{(i)} = \|\mathbf{v}_t - \mathbf{u}^{(i)}\|$ 代入式(24)可得

$$\varphi_{s,t}^{(i)} - \varphi_{r,t}^{(i)} + 2\pi\lambda^{-1}r_{r,t}^{(i)} = 2\pi\lambda^{-1}\|\mathbf{v}_t - \mathbf{u}^{(i)}\| - 2\pi N^{(i)} + \gamma_t^{(i)} + 2\pi f_c b_t^{(i)} \quad (25)$$

将式(25)在 $\hat{\mathbf{v}}_t$ 点进行泰勒展开, 保留一阶项并忽略其他高阶项, 可得

$$\varphi_{s,t}^{(i)} - \varphi_{r,t}^{(i)} + 2\pi\lambda^{-1}(r_{r,t}^{(i)} - \theta_t^{(i)}) = 2\pi\lambda^{-1}(\alpha_t^{(i)} x_t + \beta_t^{(i)} y_t + \chi_t^{(i)} z_t) - 2\pi N^{(i)} + \gamma_t^{(i)} + 2\pi f_c b_t^{(i)} \quad (26)$$

其中, $\theta_t^{(i)} = \frac{a^{(i)2} + b^{(i)2} + c^{(i)2} - a^{(i)}\hat{x}_t - b^{(i)}\hat{y}_t - c^{(i)}\hat{z}_t}{\|\hat{\mathbf{v}}_t - \mathbf{u}^{(i)}\|}$,

$\alpha_t^{(i)} = \frac{\hat{x}_t - a^{(i)}}{\|\hat{\mathbf{v}}_t - \mathbf{u}^{(i)}\|}$, $\beta_t^{(i)} = \frac{\hat{y}_t - b^{(i)}}{\|\hat{\mathbf{v}}_t - \mathbf{u}^{(i)}\|}$, $\chi_t^{(i)} = \frac{\hat{z}_t - c^{(i)}}{\|\hat{\mathbf{v}}_t - \mathbf{u}^{(i)}\|}$,

$N^{(i)} = N_s^{(i)} - N_r^{(i)}$, $\gamma_t^{(i)} = \gamma_{s,t}^{(i)} - \gamma_{r,t}^{(i)}$, $b_t^{(i)} = b_{s,t}^{(i)} - b_{r,t}^{(i)}$ 。

定义 $\psi_t^{(i)} = \varphi_{s,t}^{(i)} - \varphi_{r,t}^{(i)} + 2\pi\lambda^{-1}(r_{r,t}^{(i)} - \theta_t^{(i)})$ 并将其对参考接入点进行接入点维度差分计算, 可得

$$\begin{aligned} \Delta\psi_t^{(i,1)} &= 2\pi\lambda^{-1}(\Delta\alpha_t^{(i,1)} x_t + \Delta\beta_t^{(i,1)} y_t + \\ &\Delta\chi_t^{(i,1)} z_t) - 2\pi\Delta N^{(i,1)} + \Delta\gamma_t^{(i,1)} \end{aligned} \quad (27)$$

其中, $\Delta N^{(i,1)}$ 是整周模糊度终端域-接入点域双差值, 也是最终的双差整周模糊度待求量。

对于 $i=2,3,\dots,M$, 式(27)可写成向量形式

$$\boldsymbol{\psi}_t = \mathbf{H}_t \mathbf{v}_t - 2\pi\mathbf{N} + \boldsymbol{\gamma}_t \quad (28)$$

其中, 有

$$\boldsymbol{\psi}_t = [\Delta\psi_t^{(2,1)}, \Delta\psi_t^{(3,1)}, \dots, \Delta\psi_t^{(M,1)}]^T \quad (29)$$

$$\mathbf{H}_t = 2\pi\lambda^{-1} \begin{bmatrix} \Delta\alpha_t^{(2,1)} & \Delta\beta_t^{(2,1)} & \Delta\chi_t^{(2,1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ \Delta\alpha_t^{(M,1)} & \Delta\beta_t^{(M,1)} & \Delta\chi_t^{(M,1)} \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\mathbf{N} = [\Delta N^{(2,1)}, \Delta N^{(3,1)}, \dots, \Delta N^{(M,1)}]^T \quad (31)$$

$$\boldsymbol{\gamma}_t = [\Delta\gamma_t^{(2,1)}, \Delta\gamma_t^{(3,1)}, \dots, \Delta\gamma_t^{(M,1)}]^T \quad (32)$$

可以看出, 式(28)是关于未知变量 \mathbf{v}_t 和 \mathbf{N} 的线性方程组, 其中共包含 $M-1$ 个方程和 $M+2$ 个未知变量。为了能够得到唯一的估计值, 可使用 K 个时间点的测量方程构建方程组并整理为向量形式

$$\boldsymbol{\psi} = \mathbf{H}\boldsymbol{\zeta} + \boldsymbol{\gamma} \quad (33)$$

其中, 有

$$\boldsymbol{\psi} = [\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_K]^T \quad (34)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \dots & \mathbf{0} & -2\pi\mathbf{I} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{H}_K & -2\pi\mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$\boldsymbol{\zeta} = [\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_K, \mathbf{N}]^T \quad (36)$$

$$\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K]^T \quad (37)$$

其中, 矩阵 \mathbf{I} 表示 $(M-1) \times (M-1)$ 的单位矩阵。

为求解整周模糊度 \mathbf{N} , 首先将其从整数域放松至实数域, 并对方程组式(33)运用加权最小二乘法 (WLS, weighted least square) 得到未知量 $\boldsymbol{\zeta}$ 的估计值为

$$\hat{\boldsymbol{\zeta}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{Q}_\psi^{-1} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{Q}_\psi^{-1} \boldsymbol{\psi} \quad (38)$$

其中, 有

$$\mathbf{Q}_\psi = \mathbf{E}(\boldsymbol{\gamma}\boldsymbol{\gamma}^T) \quad (39)$$

其中, $\mathbf{E}(\cdot)$ 表示对矩阵中的每一个元素求期望。所求整周模糊度的估计值为向量 $\hat{\boldsymbol{\zeta}}$ 的后 $M-1$ 位, 将这个结果定义为整周模糊度的浮动解

$$\mathbf{N}_{\text{float}} = [\hat{\boldsymbol{\zeta}}]_{(3K+1):(3K+M-1)} \quad (40)$$

由 WLS 估计出 $\hat{\boldsymbol{\zeta}}$ 的协方差矩阵为

$$\mathbf{Q}_\zeta = (\mathbf{H}^T \mathbf{Q}_\psi^{-1} \mathbf{H})^{-1} \quad (41)$$

将其写为分块矩阵的形式, 得到

$$\mathbf{Q}_\zeta = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{\text{xx}} & \mathbf{Q}_{\text{xN}} \\ \mathbf{Q}_{\text{Nx}} & \mathbf{Q}_{\text{NN}} \end{bmatrix} \quad (42)$$

其中, \mathbf{Q}_{xx} 矩阵维度为 $3K \times 3K$, \mathbf{Q}_{NN} 矩阵维度为 $(M-1) \times (M-1)$, \mathbf{Q}_{NN} 为整周模糊度浮动解的协方差矩阵, 反映了浮动解的统计特性。

基于浮动解 N_{float} 以及 Q_{NV} ，通过 LAMBDA (least-square ambiguity decorrelation adjustment) 算法^[19]即可得到双差整周模糊度的整数解 N_{fix} 。基于此，双差相位测量值向量 $\phi^{(t)}$ (接入点维度、用户维度的双差) 可修正为单差相位测量值向量 (接入点维度的单差)

$$\phi_{modif}^{(t)} = \phi^{(t)} + 2\pi N_{fix} + 2\pi\lambda^{-1}r_{r,t} \quad (43)$$

其中，有

$$r_{r,t} = [\Delta r_{r,t}^{(2,1)}, \dots, \Delta r_{r,t}^{(M,1)}]^T \quad (44)$$

最后，将单差相位测量值向量转化为距离差向量 $\lambda\phi_{modif}^{(t)} / 2\pi$ 并代入基于测距的定位解算算法 (如经典的 Chan 算法^[17])，即可解算出最终的高精度位置估计结果。

4 仿真分析及性能分析

为了验证本文所提算法的有效性，仿真分别评估所提算法与传统室内定位算法的性能对比、不同噪声条件下的性能对比以及算法对于钟差的消除效果。3 组仿真均在相同的定位场景下进行，仿真定位场景如图 1 所示，其中黑色圆点代表无线接入点，白色圆点代表终端，参考终端 r 固定于房间正中间，移动终端 s 在房间内随机移动，2 个终端始终处于各无线接入点的通信范围内。在仿真中，所用信号的载频 $f_c=3.5$ GHz，无线接入点的数量 $M=6$ 。

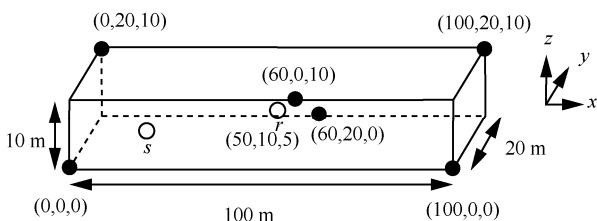


图 1 室内仿真定位场景

首先，评估所提算法与传统定位算法的性能对比。本组仿真分为 3 个部分，仿真如图 2~图 4 所示。图 2 为 3.1 节位置变化估计和绝对位置估计的误差性能，2 种位置估计的误差分别由 $\|\Delta v_{t,t-1(est)} - \Delta v_{t,t-1(real)}\|$ 和 $\|\Delta v_{t(est)} - \Delta v_{t(real)}\|$ 计算， $t=0$ 时刻初始点的位置由 TDoA 算法求出。从图 2 中可以看出，由于 TDoA 算法估计初始点位置产生的误差无法在迭代算法中消除，因此绝对位置误差较大，定位精度为米级。而相对位置估计很准确，显著优于绝对位置估计误差约 2 个数量级。

融合算法使用 TDoA 算法的解算结果来平滑相对位置变化估计，不同权重 w_{TDoA} 下的融合算法定位精度如图 3 所示。在不同的测量标准差情况下，当权重 w_{TDoA} 约为 0.07 时，融合定位算法的精度性能最好，精度为亚米级。

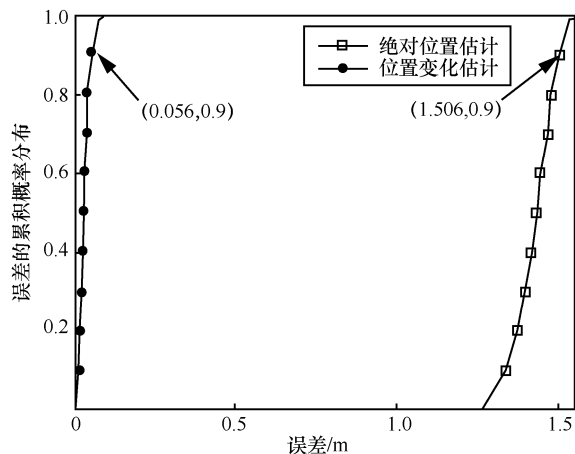


图 2 迭代算法对 2 种位置的精度估计

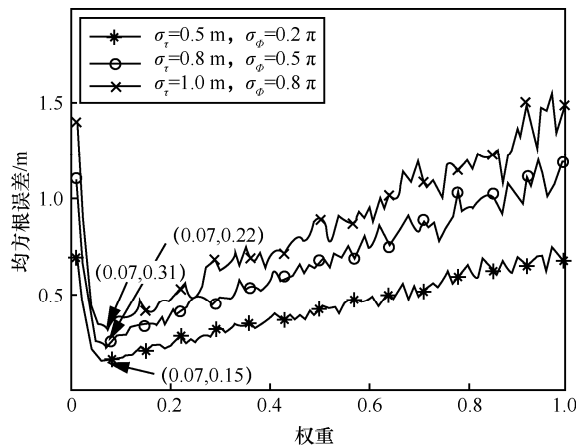


图 3 不同权重 w_{TDoA} 下的融合算法的精度对比

图 4 为所提基于时变钟差消除的载波相位定位算法与传统 TDoA 定位算法的性能对比。从图 4 可以看出，本文所提算法 ToA 距离标准差取 0.5 m (ToA 距离标准差等于 ToA 测量标准差乘电磁波的速度)，传统 TDoA 算法的 ToA 距离标准差分别取 0.1 m、0.3 m 和 0.5 m。当 ToA 距离标准差均取 0.5 m 时，本文所提算法的定位误差有 90% 的概率在 0.02 m 内，而传统 TDoA 算法的定位误差在 1.30 m 内。2 种方法的定位误差相差约 2 个数量级，当减小 TDoA 算法 ToA 距离标准差时，本文所提算法依旧高于传统 TDoA 算法。

本文所提算法与传统 TDoA 算法的区别在于测

距精度的提升，测距精度侧面反映了定位算法的定位精度，图 5 为应用 ToA 测量获取的距离单差值和应用载波相位测量获取的距离单差值与真实距离单差值之间的绝对误差 CDF 曲线对比。该距离单差值为各个无线接入点（参考接入点除外）观测到关于移动终端的距离与参考接入点观测到的距离的差值。因为引入了参考终端，所以所有的距离观测值都是在消除钟差的基础上进行的。从图 5 中可以看出，应用载波相位测量观测的距离单差值的绝对误差显著优于应用 ToA 测量观测的单差测量值的绝对误差 2 个数量级。测距性能的提升是因为本文所提算法可以精确解算整周模糊度和高精度的载波相位测量。可见本文所提算法相对于传统算法来说具有很高的定位精度优势。

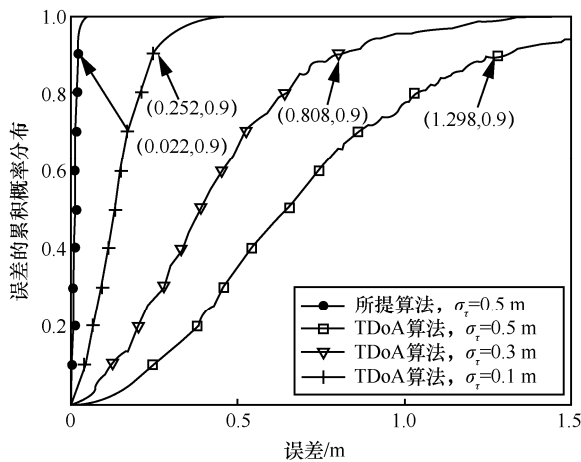


图 4 载波相位定位与传统算法的定位精度对比

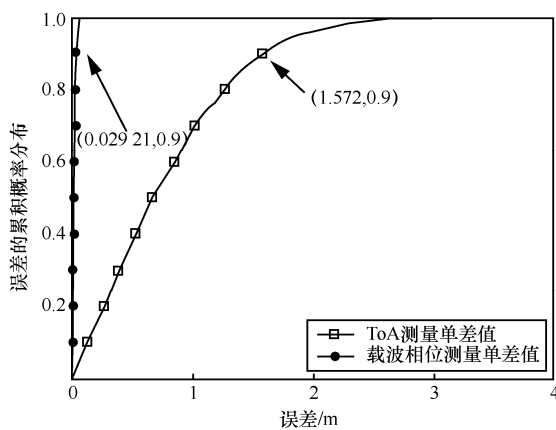


图 5 ToA 与载波相位单差测量值精度对比

除了融合算法中的权重 w_{TDoA} 会对算法的性能产生影响外，不同的 ToA 距离标准差和载波相位测量标准差也是影响算法的定位精度的重要因素。图 6 为不同标准差下的本文所提算法误差的累积概率

分布曲线。控制载波相位测量标准差一定，当 ToA 距离标准差分别取 0.3 m 和 0.5 m 时，2 条 CDF 曲线几乎重合为一条曲线，这说明当 ToA 距离标准差小于或等于 0.5 m 时，所提算法的定位性能非常接近，定位精度约为 0.02 m，其定位精度主要取决于载波相位的测量精度。其原因在于，当 ToA 距离标准差较小时，融合定位算法的解算结果比较准确，导致所解算的整周模糊度几乎与真实整周模糊度相同，因此，最终的位置解算精度会比较接近。而当 ToA 距离标准差较大时，整周模糊度的解算受到影响，最终定位精度也会受到影响。此外，控制 ToA 距离标准差一定，从图 6 中可以看出，随着载波相位测量标准差的增大，算法的定位性能下降。这是因为相位的测量误差直接影响到距离测量误差，进而影响定位精度。

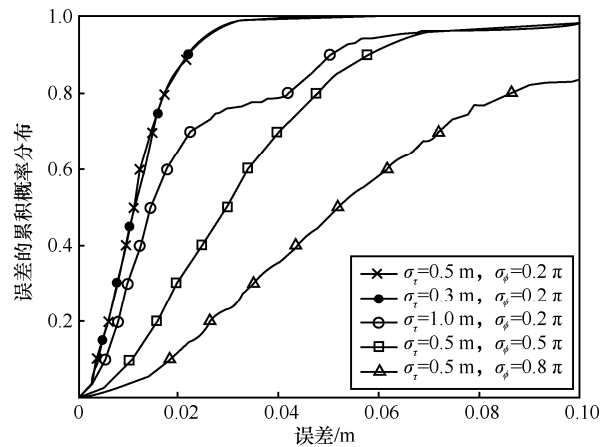


图 6 不同测量标准差下的载波相位定位精度对比

下面，通过在接入点间存在钟差和接入点间完美同步 2 种情景下的仿真对比来说明本文所提算法对于时变钟差的消除效果。有无钟差条件的载波相位定位精度对比如图 7 所示。实验分别仿真 500 次，假设设备之间的时变钟差在 0~50 ns 上均匀分布。从图 7 中可以看出，当测量标准差相同时，2 种仿真情景下的 CDF 曲线均重合。当测量标准差不同时，2 种仿真情景下的仿真结果均符合该规律，这说明本文所提算法可以完全消除时变钟差对定位性能的影响。

5 结束语

本文对室内无线环境下的定位算法进行了研究，提出了一种基于三差分载波相位测量与 TDoA 定位融合的三维定位算法。考虑到通信设备之间的时变钟差会对定位算法的定位精度产生比较大的影响，本文通过引入参考终端消除时变钟差。将

TDoA 与载波相位融合定位, 通过融合定位结果线性化相位观测方程, 利用最小二乘法解算整周模糊度实现最终定位。仿真结果表明, 所提算法可以完全消除时变钟差的影响, 相对于传统的定位算法具有更高的定位精度, 定位精度可达厘米级。

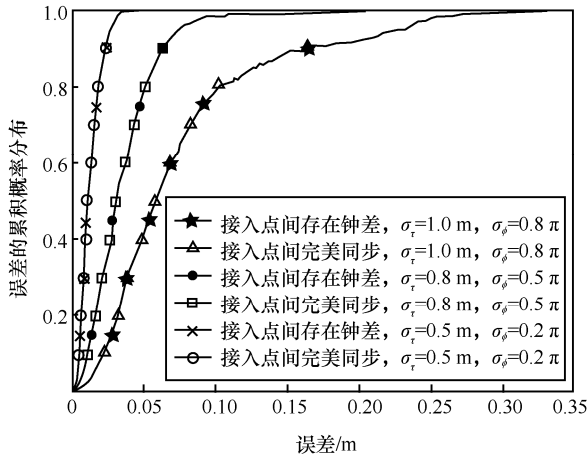


图 7 有无钟差条件的载波相位定位精度对比

参考文献:

[1] 3GPP. Procedures for the 5G system (5GS) (release 16): TS 23.502[S]. 2020.

[2] 3GPP. Unmanned aerial system (UAS) support in 3GPP: TS 22.125[S]. 2020.

[3] 3GPP. Study on NR positioning enhancements: TS 38.857[S]. 2021.

[4] LE T K, ONO N. Closed-form and near closed-form solutions for TOA-based joint source and sensor localization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(18): 4751-4766.

[5] 姜志鹏, 陈正宇, 刘影, 等. TOA 定位算法非线性优化问题研究[J]. 传感技术学报, 2015, 28(11): 1716-1719.

JIANG Z P, CHEN Z Y, LIU Y, et al. Study on nonlinear optimization for TOA location algorithm[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2015, 28(11): 1716-1719.

[6] 张令文, 谈振辉. 基于泰勒级数展开的蜂窝 TDOA 定位新算法[J]. 通信学报, 2007, 28(6): 7-11.

ZHANG L W, TAN Z H. New TDOA algorithm based on Taylor series expansion in cellular networks[J]. Journal on Communications, 2007, 28(6): 7-11.

[7] YANG K, AN J P, BU X Y, et al. Constrained total least-squares location algorithm using time-difference-of-arrival measurements[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(3): 1558-1562.

[8] LI W C, WANG L, XIAO M L, et al. Closed form solution for 3D localization based on joint RSS and AOA measurements for mobile communications[J]. IEEE Access, 2019, 8: 12632-12643.

[9] WANG Y, HO K C. Unified near-field and far-field localization for AOA and hybrid AOA-TDOA positionings[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(2): 1242-1254.

[10] LU J Y. A new indoor location algorithm based on radio frequency fingerprint matching[J]. IEEE Access, 2020, 8: 83290-83297.

[11] KIM H, PARK C, CHO Y, et al. A study on a Ratiometric GPS Iteration algorithm for indoor localization[C]//2012 7th International Conference on Computing and Convergence Technology (ICCT). Piscataway: IEEE Press, 2012: 32-35.

[12] 3GPP. Discussion of potential techniques for NR positioning: R1-1810532[S]. 2018.

[13] CHEN X, WANG D, YIN J X, et al. Performance analysis and dimension-reduction Taylor series algorithms for locating multiple disjoint sources based on TDOA under synchronization clock bias[J]. IEEE Access, 2018, 6: 48489-48509.

[14] WU J, TANG X M, NI S J, et al. The effect of GNSS receiver clock bias on double differenced carrier phase measurement[C]//2016 5th International Conference on Computer Science and Network Technology (ICCSNT). Piscataway: IEEE Press, 2016: 762-766.

[15] JEAN O, WEISS A J. Convex joint emitter localization and passive sensor network synchronization[C]//2012 IEEE 7th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). Piscataway: IEEE Press, 2012: 201-204.

[16] JEAN O, WEISS A J. Passive localization and synchronization using arbitrary signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(8): 2143-2150.

[17] 陈辉, 熊辉, 殷昌盛, 等. 基于无线传感器网络时钟同步的定位算法研究[J]. 现代电子技术, 2015, 38(7): 23-27.

CHEN H, XIONG H, YIN C S, et al. Survey on clock synchronization localization algorithm based on wireless sensor network[J]. Modern Electronics Technique, 2015, 38(7): 23-27.

[18] CHAN Y T, HO K C. A simple and efficient estimator for hyperbolic location[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(8): 1905-1915.

[19] ASHRAF A, NAQVI N A, AFZAL Z. Ambiguity resolution in carrier phase based positioning using lambda method[C]//2019 Sixth International Conference on Aerospace Science and Engineering (ICASE). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-7.

[作者简介]



范绍帅 (1987-), 男, 山东烟台人, 博士, 北京邮电大学讲师, 主要研究方向为 5G 及后 5G 组网及关键技术、智能信息处理及网络自组织技术、高精度定位技术。

荣志强 (1997-), 男, 天津人, 北京邮电大学硕士生, 主要研究方向为载波相位定位技术、协作定位技术。

田辉 (1963-), 女, 河南郑州人, 博士, 北京邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为先进移动通信系统及无线网络技术。

李立华 (1976-), 女, 天津人, 博士, 北京邮电大学教授, 主要研究方向为新一代宽带移动通信理论与关键技术、星地融合接入及传输技术, 包括同步、随机接入、大规模 MIMO 等。

秦晓琦 (1988-), 女, 北京人, 博士, 北京邮电大学讲师, 主要研究方向为下一代无线网络基础理论及性能分析、智能化物联网中基于信息价值的通信、计算资源优化策略与算法设计。