

激光与光电子学进展

基于有界网格的贝叶斯滤波位置估计算法

周燕^{1,2,3}, 李华旺^{1,2,3*}, 张永合^{1,3}

¹中国科学院微小卫星创新研究院新技术中心, 上海 201204;

²上海科技大学信息科学与技术学院, 上海 201210;

³中国科学院大学, 北京 100049

摘要 为了改进在 LED 室内定位情况下, 传统的到达时间差 (TDOA) 定位技术的测量不准确, 算法不稳定等特点, 提出了一种改进的基于有界网格的位置估计算法。该算法首先采用双曲线定位法对信号源进行 TDOA 定位, 在待测量的时刻对信号源可能存在的区域进行边界设置并且对该区域进行网格化处理, 结合先验时刻对网格赋予权重, 通过贝叶斯滤波得出待测量时刻信号发射源可能存在的概率, 因此得到信号发射源的位置信息。在此基础上, 结合到达频率差对信号源进行速度估计。仿真结果表明, 通过和最小加权二乘法定位算法以及结合了卡尔曼滤波的 Chan 算法对比, 该算法对位置和速度的测量准确度和稳定性都有明显的优势。

关键词 光通信; 无线定位; 到达时间差; 网格化; 贝叶斯滤波; 速度估计

中图分类号 TN92

文献标志码 A

doi: 10.3788/LOP202259.0506001

Bayesian Filtering Position Estimation Algorithm Based on Bounded Grid

Zhou Yan^{1,2,3}, Li Huawang^{1,2,3*}, Zhang Yonghe^{1,3}

¹New Technology Center, Innovation Academy for Microsatellites of Chinese Academy of Sciences, Shanghai, 201204, China;

²School of Information Science and Technology, ShanghaiTech University, Shanghai, 201210, China;

³University of Chinese Academy of Sciences, Beijing, 100049, China

Abstract The measurement of the traditional time difference of arrival positioning technology is not accurate. In order to improve the situation of LED indoor positioning, this paper proposes an improved position estimation algorithm based on bounded grid. The algorithm in this paper firstly uses the hyperbolic positioning method to locate the signal source by time difference of arrival (TDOA). Boundary of the area where the signal source may exist at the time to be measured was set, and the area was meshed. The grid was weighted with a prior time. Through Bayesian filtering, the probability that the signal emission source may exist at the time to be measured is obtained. Thus, the position information of the signal emission source was obtained. On this basis, the speed of the signal source was estimated by combing the arrival frequency difference. The simulation results show that compared with the least-weighted squares positioning algorithm and the Chan algorithm combined with Kalman filtering, the algorithm in this paper has obvious advantages in the accuracy and stability of position and velocity measurement.

Key words optical communication; wireless positioning; time difference of arrival; grid; Bayesian filtering; speed estimation

收稿日期: 2021-05-10; 修回日期: 2021-05-19; 录用日期: 2021-05-21

基金项目: 国家级科技部基金“空间引力波探测航天器的系统构建技术”(2020YFC2200900)

通信作者: *lihw@microsat.com

1 引言

随着通信技术的日趋成熟,射频通信的带宽压力逐渐增大,可见光通信的研究逐渐成为热门方向。可见光通信可以充分利用光资源和通信资源,其中发光二极管(LED)因其低廉的价格、可控性强等优点,广泛应用于光通信领域中。传统的室内定位研究中主要采用蓝牙,红外以及无线局域网等技术进行定位,这些技术需要较多的硬件设备,提高了安装和管理的成本^[1]。采用LED作为信号源,光电二极管(PD)为接受基站可以减小安装和管理的成本。LED发射光信号后,由PD所连接的控制电路将接收信号时所产生的数据传输至数据中心进行数据的处理以得到位置的估计。在可见光通信系统中,LED定位受干扰的影响较小,可以有效地提高定位精度^[2]。如何提高LED室内定位的精度便随着国力和科技的发展逐渐成为研究的热点^[3]。基于可见光通信的定位技术主要有利用光源信号提取到达时间(TOA)、到达时间差(TDOA)、到达频率差(FDOA)等参数^[4],根据上述参数建立数学方程来确定目标位置^[5]。TDOA定位技术具有许多优势:不用对传感器进行校正即可定位、无需知道未知信号波形的具体信息^[6]。经典的TDOA定位算法主要有Chan算法^[6]、Taylor算法和TS-WLS算法^[7]。

2019年王旭东等^[8]提出了一种基于TDOA和到达角度差的可见光定位算法,采用半定松弛方法解决了局部最优解的问题,提高了可见光定位的精度。孔维炯等^[9]对比了经典的三种TDOA算法,对三种算法的优劣性进行了比较。并且在Chan算法的基础上结合了卡尔曼滤波,提升了定位精度并且在treck1000平台进行测距验证该算法的可行性。罗正华等^[10]提出的算法结合了Chan算法和Taylor算法的优点,联合两种算法对目标进行定位,可以有效地提高计算的精度,减小计算的复杂度。但是在误差较大的情况下,Chan算法无法为Taylor算法提供较为精确的初始值,使得后续位置的求解误差较大。蔡博等^[11]提出的算法采用增量卡尔曼滤波,对定位系统测量得到的距离值进行去除噪声处理,减小了卡尔曼滤波误差较大的问题,再采用Chan算法进行目标源的定位,增加了算法的稳定性,减小了定位误差。陈至琪^[12]提出了一种结合接收到的信号强度和TDOA的联合定位算法,在可见光定位

中通过粒子滤波算法进行位置估计,减小了可见光定位系统的成本并且提高了定位精度。马哲冬等^[13]提出了一种基于卡尔曼滤波的K近邻分类算法,在可见光通信系统中对室内信号源进行了定位研究。王悦^[14]提出的LED室内定位方法,结合了质心算法和TDOA技术,提高了可见光定位系统的抗干扰能力并且提高了定位精度。2021年王佰亮等^[15]提出了一种基于最小二乘法的神经网络定位算法,可以提高定位精度,首先采用最小二乘法对位置进行估计,再根据解算得到的位置信息对测量得到的TDOA值进行修正,最后采用反向传播(BP)神经网络优化结果。吴端坡等^[16]提出了一种约束信号源速度和区域的TDOA算法,在传统的TDOA技术的基础上,通过设定目标源运动的距离阈值和区域边界,优化定位的结果,提高了对信号源定位的精度。Liu等^[17]提出的算法提高了对TDOA测量值的测量精度,首先利用高斯-牛顿迭代进行位置的解算,再通过Bi-Iterative方法计算目标的位置和速度。该算法相对于传统的最小二乘方法和高斯-牛顿算法,算法的稳定性有较明显的提高。曹阳等^[18]提出了一种基于到达时间和接收到的信号强度的可见光定位算法,解决了在室内可见光定位中非线性误差较大的问题,算法有较好的鲁棒性。

上述研究成果的研究内容主要为增强算法的稳定性并且提高位置定位的精度,但是在提高了位置估计的同时没有考虑到对信号源可能存在的位置区域进行一个区域的划分,这就导致计算量较大或者对信号源可能存在的位置区域估计的错误导致存在一定的误差。针对上述研究成果以及现存的问题,本文提出了一种改进的递归有界网格滤波器(GBF)算法的TDOA定位和速度测量算法。本文算法有效地提高了算法的TDOA定位准确度并且采用FDOA进行速度测量,通过对状态空间设置边界,与传统的GBF算法相比,降低了算法的复杂度。

2 可见光通信定位技术基础

2.1 TDOA定位基本原理

TDOA定位又称双曲线定位,是一种通过测量信号源发射信号后个 N 不同的接受站接收到的信号到达时间差进行计算得到该信号源的位置的无线定位技术。TDOA定位的基本原理为:假设有一

信号发射源 T , 对外发射信号后某两个接收站 R_1 和 R_2 接收到信号的时间为 t_1 和 t_2 , 则可以得到信号源距离接收站 R_1 和 R_2 的距离为 r_1 和 r_2 , 通过几何知识可知, 存在一条以 R_1 和 R_2 为焦点的双曲线 H_1 满足 T 在 H_1 上^[5]。同理可得, 还存在一条以 R_3 和 R_4 为焦点的双曲线 H_2 满足 T 在 H_2 上。因此信号发射源 T 在双曲线 H_1 和 H_2 的交点上。当接收站的数量为 N 时, 将 N 个不同的接收站进行两两排列组合, 可以得到 C_N^2 条双曲线, 根据先验知识可以确定信号发射源的位置。

2.2 基于网格的递归有界滤波器

Yang 等^[19]提出了一种基于网格的递归有界滤波器(RBGF)算法, 该算法首先通过对已经测量得到的信号发射源存在可能性较高的区域进行边界设定, 假设信号发射源可能存在的区域为以测量得到的位置坐标为中心, 发射信号的间隔内运动的距离为二分之一边长的矩形区域。该时刻的信号发射源坐标的状态空间为先验时刻的坐标状态空间与该时刻信号发射源存在可能性较高区域的相交区域, 对该相交区域进行网格划分。结合先验时刻各网格区域存在信号发射源的位置可能性进行状态估计并且分配权重, 完成该时刻的信号发射源位置的状态更新, 通过对各网格的期望值进行计算可以得到信号发射源的位置估计。由于状态空间在递归时会出现无限增大的情况, RBGF 算法将当前时刻观测值与先验时刻的状态结合, 使状态空间处于合理的大小。RBGF 算法的性能比 GBF 算法更

稳定, 有效地限制了状态空间, 减少了状态样本数量, 测量的结果也更为准确。

3 基于有界网格的贝叶斯滤波位置估计算法

3.1 TDOA 模型

假设以下模型: 二维空间中存在 N 个接收站, 接收站 R_i 的已知坐标为 $s_i = [X_i, Y_i]$, $i \in [1, N]$, 信号发射源在轨道上运动, 每隔 $T_0 = 0.1\text{s}$ 信号发射源都会发射一次信号, 一共发射了 k 次信号。采用双曲线定位法^[4]进行 TDOA 定位, 求得信号发射源在轨道上运动时每发射一次信号所在位置的坐标矩阵 \mathbf{u}_k 。通过对坐标矩阵进行区域网格化处理可以得到更精确的信号源位置。

以接收站 R_1 为参考接收站, 可以得到估计的 TDOA 序列为:

$$\tau_{i,k} = \frac{\|\mathbf{u}_k - \mathbf{s}_i\|}{c} - \frac{\|\mathbf{u}_k - \mathbf{s}_1\|}{c} + \tilde{n}_{i,k}, \quad (1)$$

式中, c 为信号传播速度, \mathbf{u}_k 为信号发射源在 t_k 时刻的位置坐标, $\tilde{n}_{i,k} = n_{i,k} - n_{1,k}$, $\tilde{n}_{i,k}$ 为独立随机的均值为 0, 方差为 σ^2 的高斯噪声分量。

3.2 网格化滤波

根据 GBF 算法, 信号源 E 的位置坐标 \mathbf{u}_k 应处于一个递归地保持有界状态的空间中, 设 B_{k-1} 是 t_{k-1} 时刻的状态空间的边界, 它有 4 个顶点 $[\iota_{k-1}, \zeta_{k-1}]^T, [\kappa_{k-1}, \eta_{k-1}]^T, [\kappa_{k-1}, \zeta_{k-1}]^T, [\iota_{k-1}, \eta_{k-1}]^T$, 其中

$$\begin{aligned} \iota_{k-1} &= \max \{X_i - \|\mathbf{u}_{k-1} - \mathbf{s}_i\|\}, \kappa_{k-1} = \min \{X_i + \|\mathbf{u}_{k-1} - \mathbf{s}_i\|\}, \eta_{k-1} = \min \{Y_i + \|\mathbf{u}_{k-1} - \mathbf{s}_i\|\}, \\ \zeta_{k-1} &= \max \{Y_i - \|\mathbf{u}_{k-1} - \mathbf{s}_i\|\}. \end{aligned}$$

围成的矩形区域。改进的 GBF 算法将边界 B_{k-1} 围成的矩形区域分割为 N_{k-1} 个边长为 l , 中心为 \mathbf{u}_{k-1}^j 的正方形网格单元, 其中

$$N_{k-1} = \frac{(\kappa_{k-1} - \iota_{k-1})}{l} \cdot \frac{(\eta_{k-1} - \zeta_{k-1})}{l}.$$

3.3 贝叶斯滤波

设 TDOA 序列的真值为: $\mathbf{h}_k(\mathbf{u}_k) = [h_2(\mathbf{u}_k), h_3(\mathbf{u}_k), \dots, h_N(\mathbf{u}_k)]^T$, 根据 GBF 算法的数值近似, 给定 TDOA 序列后, 信号发射源位置在时刻 t_{k-1} 时的坐标 \mathbf{u}_{k-1} 的后验分布为:

$$p(\mathbf{u}_{k-1} | \hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \dots, \hat{\tau}_{k-1}) \approx \sum_{j=1}^{N_{k-1}} w_{k-1}^j \delta(\mathbf{u}_{k-1} - \mathbf{u}_{k-1}^j), \quad (2)$$

式中, w_{k-1}^j 是第 j 个方形网格的权重, 且满足 $\sum_{j=1}^{N_{k-1}} w_{k-1}^j = 1$ 。

在 t_k 时刻, 改进的 GBF 算法产生的坐标 \mathbf{u}_k 的后验分布为:

$$p(\mathbf{u}_k | \hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \dots, \hat{\tau}_{k-1}) \approx \sum_{j=1}^{N_k} w_{k-1}^j \delta(\mathbf{u}_k - \mathbf{u}_k^j). \quad (3)$$

通过贝叶斯递归得到:

$$p(\mathbf{u}_k | \hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \dots, \hat{\tau}_k) \propto p(\hat{\tau}_k | \mathbf{u}_k) \int p(\mathbf{u}_k | \mathbf{u}_{k-1}) p(\mathbf{u}_{k-1} | \hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \dots, \hat{\tau}_{k-1}) d\mathbf{u}_{k-1} = p(\hat{\tau}_k | \mathbf{u}_k) p(\mathbf{u}_k | \hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \dots, \hat{\tau}_{k-1}). \quad (4)$$

因此可得当前信号发射源位置的估计为:

$$\hat{\mathbf{u}}_k = \sum_{j=1}^{N_k} \omega_k^j \mathbf{u}_k^j, \quad (5)$$

式中 $p(\mathbf{u}_k | \hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \dots, \hat{\tau}_{k-1})$ 是通过扩大边界区域 B_{k-1} 并且对分割得到的网格区域进行权重分配得到的。权重 $\omega_{k|k-1}^j$ 可以通过一阶 Markov 过程估计获得^[20],

$$\omega_{k|k-1}^j \propto \sum_{i=1}^{N_{k-1}} \omega_{k-1}^i p(\mathbf{u}_k^j | \mathbf{u}_{k-1}^i). \quad (6)$$

对 $\omega_{k|k-1}^j$ 进行归一化处理,可以得到: $\omega_{k|k-1}^j = \frac{\omega_{k|k-1}^j}{\sum_{j=1}^{N_k} \omega_{k|k-1}^j}$ 。

设置 t_k 时刻的状态空间 B_k 的顶点为 $[\iota_k, \zeta_k]^T, [\kappa_k, \eta_k]^T, [\kappa_k, \zeta_k]^T, [\iota_k, \eta_k]^T$, 其中

$$\begin{aligned} \iota_k &= \iota_{k-1} - \lceil V_{\max} \cdot (d_{1,k} - d_{1,k-1}) / \bar{l} \rceil \cdot l, \kappa_k = \kappa_{k-1} + \lceil V_{\max} \cdot (d_{1,k} - d_{1,k-1}) / \bar{l} \rceil \cdot l, \\ \eta_k &= \eta_{k-1} + \lceil V_{\max} \cdot (d_{1,k} - d_{1,k-1}) / \bar{l} \rceil \cdot l, \\ \zeta_k &= \zeta_{k-1} - \lceil V_{\max} \cdot (d_{1,k} - d_{1,k-1}) / \bar{l} \rceil \cdot l. \end{aligned}$$

考虑到在时间间隔 $t_k - t_{k-1}$ 期间,信号源沿着轨道运动,发射光脉冲,该运动可近似为 $T_{1,k} - T_{1,k-1}$,且

$$T_{i,k} = t_k + \frac{\|\mathbf{u}_k - \mathbf{s}_i\|}{c} + n_{i,k}, i \in [1, N]. \quad (7)$$

则可以得到

$$T_{1,k} - T_{1,k-1} = t_k - t_{k-1} + \frac{\|\mathbf{u}_k - \mathbf{s}_1\| - \|\mathbf{u}_{k-1} - \mathbf{s}_1\|}{c} + n_{1,k} - n_{1,k-1}. \quad (8)$$

N_k 为 B_k 均匀分出的网格的数量,网格的中心坐标为 \mathbf{u}_k^j , 给 N_k 个网格赋予权重,完成对预测分布的评估。其中 $N_k = \frac{\kappa_k - \iota_k}{l} \cdot \frac{\eta_k - \zeta_k}{l}$ 。 $p(\mathbf{u}_k | \mathbf{u}_{k-1})$ 为:

$$p(\mathbf{u}_k | \mathbf{u}_{k-1}) = \begin{cases} 0, & \frac{\max\{|x_k - x_{k-1}|, |y_k - y_{k-1}|\}}{\lceil V_{\max}(T_{1,k} - T_{1,k-1}) / \bar{l} \rceil \cdot l} > 1 \\ \frac{1}{4(\lceil V_{\max}(T_{1,k} - T_{1,k-1}) / \bar{l} \rceil \cdot l)^2}, & \frac{\max\{|x_k - x_{k-1}|, |y_k - y_{k-1}|\}}{\lceil V_{\max}(T_{1,k} - T_{1,k-1}) / \bar{l} \rceil \cdot l} \leq 1 \end{cases}. \quad (9)$$

假设信号发射源在 $t_k - t_{k-1}$ 时间间隔内移动的距离比 $\lceil V_{\max}(T_{1,k} - T_{1,k-1}) / \bar{l} \rceil$ 小,将(2)式代入(4)式,进行积分可以得到近似结果:

$$\begin{aligned} p(\mathbf{u}_k | \hat{\mathbf{r}}_1, \hat{\mathbf{r}}_2, \dots, \hat{\mathbf{r}}_{k-1}) &= \sum_{j=1}^{N_{k-1}} \omega_{k-1}^j p(\mathbf{u}_k | \mathbf{u}_{k-1}^j) \approx \\ & \sum_{j=1}^{N_k} \omega_{k|k-1}^j \delta(\mathbf{u}_k - \mathbf{u}_k^j). \end{aligned} \quad (10)$$

结合(4)式和(10)式,可以得到(3)式给出的期望数值解。令概率 $p(\hat{\tau}_k | \mathbf{u}_k)$ 等于 TDOA 的真值 $\mathbf{h}_k(\mathbf{u}_k)$ 估计的后验概率 $q(\mathbf{h}_k | \mathbf{u}_k)$,此变量服从均值为 $\hat{\mathbf{r}}_k$, 协方差为 $\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{r}}_k}$ 的高斯分布,也即 $q(\mathbf{h}_k | \mathbf{u}_k) \sim \mathcal{N}(\hat{\mathbf{r}}_k, \mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{r}}_k})$ 。通过计算得到第 j 个网格的权重

$$\begin{aligned} \omega_k^j &\propto \omega_{k|k-1}^j p(\hat{\mathbf{r}}_k | \mathbf{u}_k^j) = \omega_{k|k-1}^j q(\mathbf{h}_k(\mathbf{u}_k^j)) \propto \\ & \omega_{k|k-1}^j \exp\left\{-\frac{1}{2} [\mathbf{h}_k(\mathbf{u}_k^j) - \hat{\mathbf{r}}_k]^T \mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{r}}_k}^{-1} [\mathbf{h}_k(\mathbf{u}_k^j) - \hat{\mathbf{r}}_k]\right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

对权重 ω_k^j 进行归一化,完成状态更新。将 ω_k^j 代入

$$\hat{\mathbf{u}}_k = \sum_{j=1}^{N_k} \omega_k^j \mathbf{u}_k^j, \text{ 得到位置的估计值 } \mathbf{u}_k, \hat{\mathbf{u}}_k。$$

在信号发射源的运动时间达到下一时刻 t_{k+1} 前,对 t_k 时刻的边界 B_k 进行收缩,使 \mathbf{u}_k 处于一个递归地保持有界状态的空间中,并将 \mathbf{u}_k 集中在可能性较大的区域上。为了确定收缩后的边界大小,对 ω_k^j 进行降序排列,使得排序后的权重满足 $\omega_k^{(1)} \geq \omega_k^{(2)} \geq \dots \geq \omega_k^{(N_k)}$ 。通过找到满足以下条件的最小整数,可以确定一个 t_k 时刻满足条件的网格单元数 $N'_k, \sum_{j=1}^{N'_k} \omega_k^{(j)} \geq T_{th}, 1 \leq j \leq N'_k < N_k, T_{th}$ 是一个近似于 1 的阈值。改变 T_{th} 可以在近似精度和复杂度之间实现不同的折中, T_{th} 越大,边界收缩量越小,计算量会随单元网格的数量增加而增大; T_{th} 越小,边界收缩量越大,计算复杂度降低但是定位性能会变差。

通过找到最小的矩形区域可以获得收缩边界 B'_k, B'_k 为权重是 $\omega_k^{(j)}$ 的 N'_k 个网格单元的外部近似值,是由定义的状态空间的一部分。 B'_k 包含 N'' 个边

长为 l 的整数个正方形网格,边界收缩后当前目标位置 \mathbf{u}_k 后验分布为

$$p(\mathbf{u}_k | \hat{\mathbf{r}}_1, \hat{\mathbf{r}}_2, \dots, \hat{\mathbf{r}}_k) \approx \sum_{j=1}^{N'_k} \tilde{w}_k^j \delta(\mathbf{u}_k - \mathbf{u}_k^j) \quad (12)$$

这里仅包含中心 \mathbf{u}_k^j 位于 B'_k 内的网格单元,对其原始权重进行归一化,使 $\sum_{j=1}^{N'_k} \tilde{w}_k^j = 1$ 。 $p(\mathbf{u}_k | \hat{\mathbf{r}}_1, \hat{\mathbf{r}}_2, \dots, \hat{\mathbf{r}}_k)$ 由算法

$$\iota = \hat{\mathbf{z}}(1) - \lceil V_{\max} \cdot T_0 / l \rceil \cdot l, \kappa = \hat{\mathbf{z}}(1) + \lceil V_{\max} \cdot T_0 / l \rceil \cdot l, \zeta = \hat{\mathbf{z}}(2) - \lceil V_{\max} \cdot T_0 / l \rceil \cdot l, \eta = \hat{\mathbf{z}}(2) + \lceil V_{\max} \cdot T_0 / l \rceil \cdot l.$$

将矩形区域 B 划分为 N' 个边长为 l_f 的正方形网格,网格中心点坐标为 \mathbf{u}_k^j ,则有 $N' = \frac{\kappa - \iota}{l_f} \cdot \frac{\eta - \zeta}{l_f}$ 。由此可以得到 FDOA 序列为

$$\mathbf{F}_k^j = \frac{\|\mathbf{u}_k^j - \mathbf{s}_i\| - \|\mathbf{u}_k^j - \mathbf{s}_1\| - (\|\mathbf{z}_k - \mathbf{s}_i\| - \|\mathbf{z}_k - \mathbf{s}_1\|)}{T_0} \quad (13)$$

$$\text{网格的过渡权重 } w_k^j = \begin{cases} 0, & \|\mathbf{z}_k - \mathbf{u}_k^j\| > \\ 1, & \|\mathbf{z}_k - \mathbf{u}_k^j\| \leq \end{cases}$$

$\lceil V_{\max} \cdot T_0 / l \rceil \cdot l$, 对 w_k^j 进行归一化,可得 $w_k^j = \frac{w_k^j}{\sum_{j=1}^{N'} w_k^j}$ 。

结合(13)式和过渡权重,可以得到第 j 个网格的权重 $w_{f_k}^j$

$$w_{f_k}^j = w_k^j \exp \left\{ \left[-\frac{1}{2} \mathbf{F}_k^j - \left(\frac{\mathbf{r}_{i,k} - \mathbf{r}_{i-1,k}}{T_0} \right)^T \times (100\bar{\mathbf{n}}_k)^{-1} \times \left[\mathbf{F}_k^j - \left(\frac{\mathbf{r}_{i,k} - \mathbf{r}_{i-1,k}}{T_0} \right) \right] \right] \right\}.$$

对权重归一化可得 $w_{f_k}^j = \frac{w_{f_k}^j}{\sum_{j=1}^{N'} w_{f_k}^j}$ 。

对 t_{k-1} 到 t_k 时刻期间发射源运动的距离与时间计算,可以得到 t_k 时刻信号发射源的速度即 $\mathbf{V}_k^j = \frac{\mathbf{u}_k^j - \hat{\mathbf{z}}_k}{T_0} w_{f_k}^j$ 。

提出的改进的 GBF 算法遵循贝叶斯递归,以递归方式扩展和收缩边界,在数值上与通过贝叶斯滤波的状态预测和对模型的更新得到的结果非常接近。

4 仿真分析

本次实验信号发射源为一个以 10 Hz 发射光脉冲信号的 LED 灯管,基站为连接了控制电路的 PD。对 TDOA 测量值添加独立分布的均值为 0,均方差

传播到下一时刻 t_{k+1} 。

当 t_{k-1} 时刻信号发射源位置 $\hat{\mathbf{u}}_{k-1}$ 已知,可以得到 t_k 时刻距离 $\hat{\mathbf{u}}_{k-1}$ 最近的网格中心 $\hat{\mathbf{z}}_k$, $\hat{\mathbf{z}}_k = \lceil \hat{\mathbf{u}}_{k-1} \cdot c \rceil / c + \frac{l}{2} \cdot \boldsymbol{\varepsilon}$, 其中 $\boldsymbol{\varepsilon} = [-1, 1]^T$, c 为寻找最近的网格中心时更改范围的常数。

3.4 速度估计

以 $\hat{\mathbf{z}}_k$ 为中心设置矩形区域 B 的顶点为

σ 为 0.6 的高斯白噪声。TDOA 测量值的噪声协方差矩阵为 $\mathbf{Q}_t = \sigma^2 \mathbf{1}_4^T$, FDOA 测量值的噪声协方差矩阵为 $\mathbf{Q}_f = 0.1 \times \sigma^2 \mathbf{1}_4^T$ 。在实现改进的 GBF 算法时,每个网格单元的边长度设置为 $l = 0.2 \text{ m}$ 。假设信号发射源的最大移动速度是 $V_{\max} = 3 \text{ m/s}$ 。本次实验假设 5 个接收站与信号发射源处于同一平面,在一个 $50 \text{ m} \times 30 \text{ m}$ 的矩形区域里设置了 $M = 5$ 个基站,坐标分别为 $S_1 = [0, 0]^T$, $S_2 = [30, 0]^T$, $S_3 = [50, 0]^T$, $S_4 = [20, 30]^T$, $S_5 = [40, 30]^T$ 。信号发射源以水平和垂直方向上都是恒定的速度 0.8 m/s 沿着直线从 $[10, 30]^T$ 向 $[22, 18]^T$ 移动^[21]。

由图 1 可以看到,该算法、文献[7]的 TS-WLS 算法和文献[9]的基于卡尔曼滤波的 Chan 算法对位置估计的最小均方误差(MMSE)都处于一定的波动范围。三种算法中,该算法的误差值最小;TS-WLS 算法的误差值最大,波动范围较大,算法相对不稳定;基于卡尔曼滤波的 Chan 算法的误差值介于两种算法之间,误差值相比于本文算法较大。

图 2 和图 3 分别给出了该算法与 TS-WLS 算

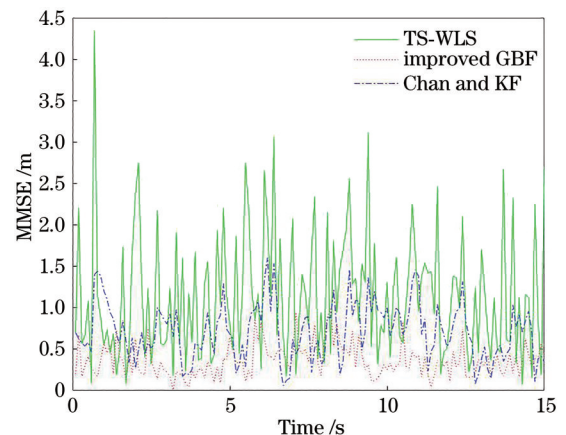


图 1 三种算法对信号发射源的位置估计误差对比
Fig. 1 Comparison of the position estimation errors of the three algorithms for the signal emitting source

法、基于卡尔曼滤波的 Chan 算法在水平和垂直方向上运动速度测量值。从图中可以看出,在不同方向上该算法对速度的估计值都更接近速度的真实值, TS-WLS 算法的速度估计误差较大。由于 Chan 算法对速度估计的误差较大,卡尔曼滤波后对速度估计值产生了负作用,故基于卡尔曼滤波的速度估计值误差明显,准确度不高。该算法对信号发射源不同方向上运动速度的估计值误差波动范围相对 TS-WLS 算法和基于卡尔曼滤波的 Chan 算法更小,准确度更高。

改变噪声的均方差,对该算法、TS-WLS 算法和基于卡尔曼滤波的 Chan 算法进行 TDOA 位置估计精度的对比,由图 4 可知。不同噪声均方差情况下各算法的误差对比可以看出,在噪声的均方差不

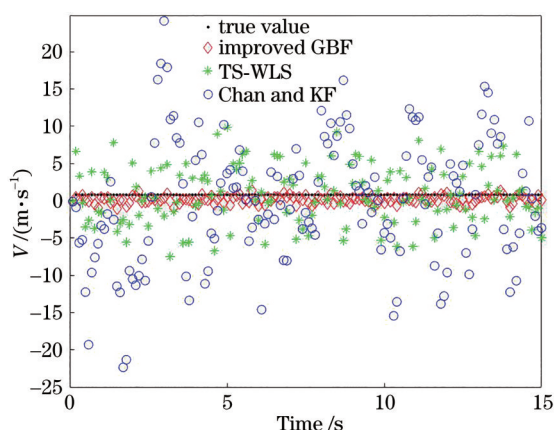


图 2 两种算法对信号发射源水平方向上速度的估计对比
Fig. 2 Comparison of two algorithms for estimating the velocity in the horizontal direction of the signal transmitting source

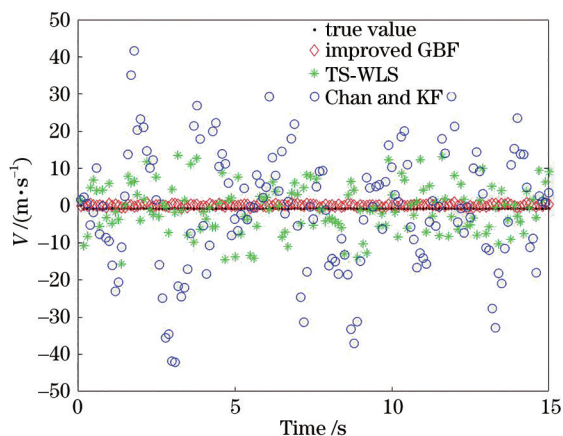


图 3 两种算法对信号发射源垂直方向上速度的估计对比
Fig. 3 Comparison of two algorithms for the estimation of the velocity in the vertical direction of the signal emitting source

同的情况下,该算法的误差波动范围较小,TS-WLS 算法和基于卡尔曼滤波的 Chan 算法误差波动范围较大,该算法的误差值明显低于其他两种算法。

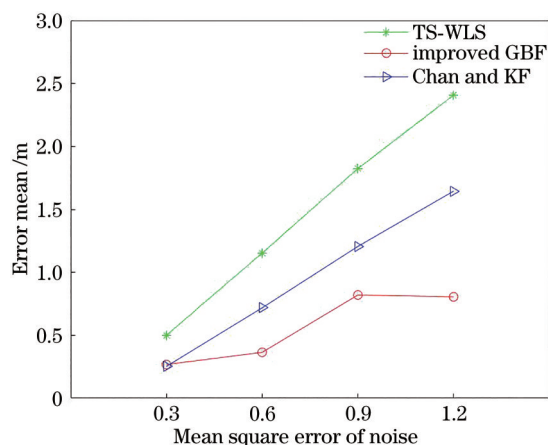


图 4 不同噪声均方差情况下各算法的误差对比
Fig. 4 Error comparison of various algorithms under different noise mean square errors

综上所述,该算法测量得到的速度估计结果准确度与 TS-WLS 算法相比,误差较小且算法较稳定。与 TS-WLS 算法和基于卡尔曼滤波算法相比,该算法对信号源位置的估计精度更高,得到的位置估计误差更小。

5 结 论

本文提出了一种改进的 GBF 算法,使用 TDOA 技术进行信号发射源的定位估计并进行了速度估计。对状态空间设置边界,通过递归边界的操作,限制了目标位置可能区域的大小,从而限制了网格的数量,有效地解决了在网格滤波器算法中递归造成的状态样本过多,状态空间较大的问题。利用有界的网格滤波器和贝叶斯滤波算法,对状态空间的网格进行权重分配,提高了位置定位的准确度和速度估计的稳定性。与 TS-WLS 算法和结合了卡尔曼滤波的 Chan 算法相比,改进的 GBF 算法的准确度更高,性能更稳定。

参 考 文 献

[1] Xu S W, Wu Y, Wang X F. Visible light positioning algorithm based on sparsity adaptive and location fingerprinting[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(18): 1806003.
徐世武, 吴怡, 王徐芳. 基于稀疏度自适应和位置指纹的可见光定位算法[J]. 光学学报, 2020, 40(18): 1806003.

- [2] Yang C C, Chen J H, Liu D L, et al. Indoor joint localization algorithm based on time and angle of arrival[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2019, 56(22): 222802.
杨超超, 陈建辉, 刘德亮, 等. 基于到达时间和到达角度的室内联合定位算法[J]. *激光与光电子学进展*, 2019, 56(22): 222802.
- [3] Xiao J L. High-precision indoor visible light positioning and tracking[D]. Dalian: Dalian Maritime University, 2020: 13-16.
肖佳琳. 高精度室内可见光定位与跟踪[D]. 大连: 大连海事大学, 2020: 13-16.
- [4] Tang J M, Zheng J W, Qu W B. Passive location based on improved adaptive crow search algorithm [J]. *Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition)*, 2021, 33(3): 372-377.
唐菁敏, 郑锦文, 曲文博. 基于改进自适应乌鸦搜索算法的无源定位[J]. *重庆邮电大学学报(自然科学版)*, 2021, 33(3): 372-377.
- [5] Yang Y M. Summary of passive location technology [J]. *Technology Wind*, 2014(7): 71-73.
杨一鸣. 无源定位技术综述[J]. *科技风*, 2014(7): 71-73.
- [6] 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.
- [7] Ho K C, Xu W W. An accurate algebraic solution for moving source location using TDOA and FDOA measurements[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(9): 2453-2463.
- [8] Wang X D, Dong W J, Wu N. Hybrid TDOA/AOA algorithm based high accuracy indoor visible light positioning[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2019, 41(10): 2371-2377.
王旭东, 董文杰, 吴楠. 基于 TDOA/AOA 混合的高精度室内可见光定位算法[J]. *系统工程与电子技术*, 2019, 41(10): 2371-2377.
- [9] Kong W J, Ding Z Z, Fang F Z. Analysis and realization of high precision radio positioning algorithm based on TDOA[J]. *Journal of Hefei University of Technology (Natural Science)*, 2019, 42(6): 756-762.
孔维炯, 丁志中, 方福柱. 基于 TDOA 的高精度无线定位算法分析与实现[J]. *合肥工业大学学报(自然科学版)*, 2019, 42(6): 756-762.
- [10] Luo Z H, Lei L, Zhou F J, et al. Research on time difference location method of low altitude UAV based on Chan-Taylor[J]. *Journal of Chengdu University (Natural Science Edition)*, 2019, 38(4): 388-391.
罗正华, 雷林, 周方均, 等. 基于 Chan-Taylor 联合算法的低空无人机时差定位研究[J]. *成都大学学报(自然科学版)*, 2019, 38(4): 388-391.
- [11] Cai B, Gao H L, Song X G, et al. Research of UWB indoor location based on improved incremental Kalman filter algorithm[J]. *Machinery Design & Manufacture*, 2020(2): 22-25.
蔡博, 高宏力, 宋兴国, 等. 基于改进增量卡尔曼滤波算法的 UWB 室内定位研究[J]. *机械设计与制造*, 2020(2): 22-25.
- [12] Chen Z Q. Comparison of several technologies for indoor visible light positioning[J]. *Scientific and Technological Innovation*, 2020(1): 33-34.
陈至琪. 室内可见光定位的几种技术对比[J]. *科学技术创新*, 2020(1): 33-34.
- [13] Ma Z D, Cao X Y, Cao X P, et al. Simulation of visible light indoor communication positioning based on MATLAB[J]. *Information Technology and Informatization*, 2020(4): 119-121.
马哲冬, 曹新宇, 曹新朋, 等. 基于 MATLAB 的可见光室内通信定位仿真[J]. *信息技术与信息化*, 2020(4): 119-121.
- [14] Wang Y, You C X, Hou J L, et al. An indoor positioning method based on LED visible light: CN111220950A[P]. 2020-06-02.
王悦, 游春霞, 侯俊伶, 等. 一种基于 LED 可见光的室内定位方法: CN111220950A[P]. 2020-06-02.
- [15] Wang B L, Liu J B. Research on UWB TDOA location algorithm for indoor, underground and tunnel environments[J]. *Railway Signalling & Communication Engineering*, 2021, 18(3): 78-82.
王佰亮, 刘江波. 隐蔽空间下超宽带 TDOA 定位算法研究[J]. *铁路通信信号工程技术*, 2021, 18(3): 78-82.
- [16] Wu D P, Li J J, Xu X R, et al. Design and simulation of improved TDOA algorithm[J]. *Research and Exploration in Laboratory*, 2021, 40(1): 107-110, 171.
吴端坡, 李俊杰, 许晓荣, 等. 基于改进 TDOA 算法的设计与仿真[J]. *实验室研究与探索*, 2021, 40(1): 107-110, 171.
- [17] Liu C F, Yun J W. A joint TDOA/FDOA localization algorithm using Bi-iterative method with optimal step length[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2021, 30(1): 119-126.
- [18] Cao Y, Dang Y C, Peng X F, et al. Indoor visible light localization method using TOA/RSS hybrid

- information[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(1): 0106005.
- 曹阳, 党宇超, 彭小峰, 等. TOA/RSS 混合信息室内可见光定位方法[J]. 中国激光, 2021, 48(1): 0106005.
- [19] Yang Y, Zhao Y B, Kyas M. RBGF: recursively bounded grid-based filter for indoor position tracking using wireless networks[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(7): 1234-1237.
- [20] Liu Y, Yang L, Li J. Robust UWB indoor position tracking using TDOA measurements[C]//2018 IEEE 4th International Conference on Computer and Communications (ICCC), December 7-10, 2018, Chengdu, China. New York: IEEE Press, 2018: 736-743.
- [21] Huang R, Tao J, Yang L, et al. Robust TDOA indoor tracking using constrained measurement filtering and grid-based filtering[C]//ICASSP 2020 - 2020 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), May 4-8, 2020, Barcelona, Spain. New York: IEEE Press, 2020: 4895-4899.