

Kalman滤波辅助的室内伪卫星相对定位算法*

刘洋洋† 廉保旺 赵宏伟 刘亚擎

(西北工业大学电子信息学院, 西安 710072)

(2014年5月14日收到; 2014年7月10日收到修改稿)

在室内伪卫星独立定位系统中, 伪卫星以及接收机的钟差会给定位精度带来非常大的误差. 针对这一问题, 提出了一种适用于室内环境的相对定位算法. 使用 Kalman 定位算法粗略计算接收机位置, 获得粗略基线, 建立室内相对定位模型, 得到载波相位双差和伪距双差. 载波相位双差通过互补 Kalman 滤波器来平滑伪距双差, 进一步得到精确基线, 获得接收机精确位置, 并将其代替 Kalman 定位算法的校正结果, 对接收机进行下一状态预测. 实验结果表明, 该算法具有较高的定位精度, 定位误差在 20 cm 以内.

关键词: 伪卫星, 相对定位, 双基线, Kalman 滤波

PACS: 84.40.Ua, 89.70.Hj

DOI: 10.7498/aps.63.228402

1 引言

随着全球卫星导航系统的发展, 人们对室内定位的需求越来越多, 对室内定位的精度要求也越来越高. 然而, 由于其环境的复杂性, 导致很少甚至没有全球导航卫星系统 (GNSS) 信号可以直接进入到室内. 伪卫星的使用可以为室内环境提供有效的 GNSS 卫星信号, 使室内高精度定位成为可能. 在室内定位过程中, 没有电离层延时和对流层延时对定位精度的影响, 但是伪卫星的钟差以及用户接收机的钟差会给定位精度带来非常大的误差, 导致室内伪卫星定位精度远远不能满足人们的正常需求.

文献 [1] 利用伪卫星对室内进行定位, 但其仅使用伪距双差测量值来消除伪卫星以及接收机钟差对定位精度的影响, 定位精度只有米级, 远远不能满足室内定位的需求. 刘亚擎等 [2] 提出了一种三角形来代替平行线的室外差分相对定位方法, 定位精度可以达到厘米级, 但计算量较大, 不适用于单频接收机. Liu 等 [3] 设计了一款软件接收机用于抑制室内伪卫星定位过程中多径对定位精度的影响. He 等 [4] 在室内伪卫星定位过程中使用了增强型最小二乘算法, 算法简便, 但是由于不能够消

除钟差对定位精度的影响, 定位精度不高. Sharp 等 [5] 提出了一种近似的正交三角分解方法对差分相对定位进行处理.

差分相对定位算法可以有效地消除钟差以及线路延时对定位精度的影响. 文献 [6—10] 对 Kalman 滤波算法进行了系统的研究, 包括扩展 Kalman 滤波、无迹 Kalman 滤波以及容积 Kalman 滤波等, 并将 Kalman 滤波算法应用在差分相对定位中. 对于单频接收机而言, 整周模糊度的快速解算是实现厘米级或亚厘米级定位的关键问题 [11]. 文献 [12—14] 对整周模糊度的快速解算进行了深入的研究. 之前的研究多是基于室外环境对差分相对定位算法进行性能验证, 很少将其应用在室内环境中.

2 算法模型

2.1 Kalman 滤波粗略定位模型

令 Kalman 滤波器状态更新时间为 T , 则状态方程和测量方程可写为 [15]

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{X}_k &= \Phi \mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{W}_{k-1} \\ \mathbf{Z}_k &= \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

* 国家自然科学基金 (批准号: 61174194, 61301094) 和西北工业大学研究生创业种子基金 (批准号: Z2014016) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: liu_yang90@163.com

(1) 式中, \mathbf{X}_k 为系统的状态向量, 它的状态变量为用户位置、速度、加速度和钟差以及钟差漂移, 在室内伪卫星定位系统中, 用户动态性比较低, 不考虑其加速度信息, 那么状态向量可以写为 $\mathbf{X}_k = [x_k, y_k, z_k, \dot{x}_k, \dot{y}_k, \dot{z}_k, t_k, \dot{t}_k]^T$, $[x_k, y_k, z_k]^T$ 和 $[\dot{x}_k, \dot{y}_k, \dot{z}_k]^T$ 分别为用户位置和速度的三个坐标分量, t_k 和 \dot{t}_k 分别为时钟偏差和时钟漂移; 观测向量 $\mathbf{Z}_k = [\rho_1, \dots, \rho_N, \dot{\rho}_1, \dots, \dot{\rho}_N]^T$, N 为接收机观测到的伪卫星数目, ρ_i 和 $\dot{\rho}_i$ 分别为用户测量得到的伪距和伪距率.

W_{k-1} 和 V_k 分别为过程噪声和观测噪声, Φ 为状态转移矩阵, 在该模型中, 其具体表达式为

$$\Phi = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} & T \times \mathbf{I}_{3 \times 3} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_{3 \times 3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (2)$$

\mathbf{H} 为观测矩阵, 如 (3) 式所示:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} a_x^1 & a_y^1 & a_z^1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ a_x^N & a_y^N & a_z^N & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_x^1 & a_y^1 & a_z^1 & 0 & -1 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & a_x^N & a_y^N & a_z^N & 0 & -1 \end{bmatrix}_{2N \times 8}; \quad (3)$$

$$\begin{cases} r_R^i = \sqrt{(x^i - x_r)^2 + (y^i - y_r)^2 + (z^i - z_r)^2} \\ r_U^i = \sqrt{(x^i - x_u)^2 + (y^i - y_u)^2 + (z^i - z_u)^2} \\ r_M^i = \sqrt{(x^i - x_m)^2 + (y^i - y_m)^2 + (z^i - z_m)^2} \end{cases}, \quad (9)$$

其中, $[x^i, y^i, z^i]^T$ 为伪卫星 S^i 位置, $[x_r, y_r, z_r]^T$ 、 $[x_u, y_u, z_u]^T$ 和 $[x_m, y_m, z_m]^T$ 分别为基准站接收机位置、用户接收机位置以及对用户接收机的粗略定位, S^i, R, M 的位置已知.

在图 1 中, $\mathbf{b} = U - R$ 为用户接收机相对基准站接收机的基线向量, $\mathbf{b}_f = M - R$ 为用户接收机粗略定位相对于基准站接收机的位置, 也称为粗略基线, $\mathbf{b}_p = U - M$ 称为精确基线.

r_U^i 在 M 处的一阶泰勒展开式为

$$r_U^i = r_M^i + \mathbf{H}_M^i \cdot \mathbf{b}_p + \sigma^i(\mathbf{b}_p), \quad (10)$$

(10) 式中

\mathbf{I} 为单位矩阵, $\mathbf{a}_i = [a_x^i, a_y^i, a_z^i]$ 为用户接收机指向第 i 颗伪卫星的单位矢量余弦.

根据系统模型, EKF 的实现过程如下 [16]:

预测误差方差

$$P_{k|k-1} = \Phi P_{k-1|k-1} \Phi^T + Q_k; \quad (4)$$

一步预测方程

$$\hat{X}_{k|k-1} = \Phi \hat{X}_{k-1}; \quad (5)$$

Kalman 增益

$$K_k = P_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k P_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T + R_k)^{-1}; \quad (6)$$

估计误差方差

$$P_{k|k} = (\mathbf{I} - K_k \mathbf{H}_k) P_{k|k-1}; \quad (7)$$

状态估计方程

$$\hat{X}_k = \hat{X}_{k|k-1} + K_k (\mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{X}_{k|k-1}). \quad (8)$$

2.2 相对定位算法模型

室内伪卫星相对定位算法如图 1 所示, S^i 为第 i 颗伪卫星, R 为基准站接收机, U 为用户接收机, M 为 Kalman 滤波对用户接收机 U 的粗略定位结果. 伪卫星 S^i 到 R, U, M 的真实距离分别为 r_R^i, r_U^i 和 r_M^i , 即

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_M^i &= \left[\frac{\partial r_M^i}{\partial x} \Big|_{x=x_m}, \frac{\partial r_M^i}{\partial y} \Big|_{x=x_y}, \frac{\partial r_M^i}{\partial z} \Big|_{x=x_z} \right] \\ &= \left[-\frac{x^i - x_m}{r_M^i}, -\frac{y^i - y_m}{r_M^i}, \right. \\ &\quad \left. -\frac{z^i - z_m}{r_M^i} \right]; \end{aligned} \quad (11)$$

$\sigma^i(\mathbf{b}_p)$ 为精确基线 \mathbf{b}_p 的高级无穷小项, 忽略 $\sigma^i(\mathbf{b}_p)$ 后, 得

$$r_U^i - r_M^i = \mathbf{H}_M^i \cdot \mathbf{b}_p. \quad (12)$$

当用户接收机 U 和基准站接收机 R 同时跟踪一颗编号为 i 的伪卫星 S^i 时, 以波长为单位的接收机 U 与 R 对伪卫星 S^i 的载波相位测量值 ϕ_U^i 与 ϕ_R^i

可分别表达成

$$\begin{cases} \phi_U^i = \lambda^{-1} \cdot \rho_U^i \\ \quad + f \cdot (\delta t_U - \delta t^i) + N_U^i + \varepsilon_{\phi,U}^i \\ \phi_R^i = \lambda^{-1} \cdot \rho_R^i \\ \quad + f \cdot (\delta t_R - \delta t^i) + N_R^i + \varepsilon_{\phi,R}^i \end{cases}, \quad (13)$$

由于是室内环境, 载波相位测量值受大气延时的影响可以忽略不计. (13) 式中, f 为载波频率, λ 为载波频率相对应的波长, δt_U 和 δt_R 分别为用户接收机和基准站接收机的钟差, δt^i 为伪卫星 S^i 的钟差, N_U^i 和 N_R^i 为用户接收机和基准站接收机的周整模模糊度, $\varepsilon_{\phi,U}^i$ 和 $\varepsilon_{\phi,R}^i$ 为测量噪声.

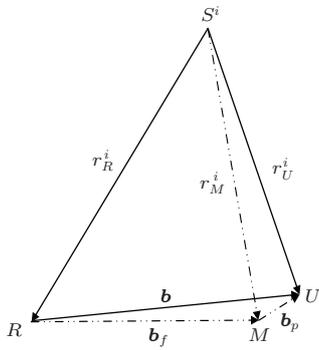


图1 室内伪卫星相对定位算法示意图

由 (13) 式得用户接收机 U 与基准站接收机 R 之间对伪卫星 S^i 的单差载波相位测量值 SD_{UR}^i 为

$$\begin{aligned} SD_{UR}^i &= \phi_U^i - \phi_R^i \\ &= \lambda^{-1} \cdot (r_U^i - r_R^i) + f(\delta t_U - \delta t_R) \\ &\quad + N_{UR}^i + \varepsilon_{\phi,UR}^i, \end{aligned} \quad (14)$$

式中, $N_{UR}^i = N_U^i - N_R^i$ 为单差周整模模糊度.

将 (14) 式变形为

$$\begin{aligned} SD_{UR}^i &= \lambda^{-1} \cdot [(r_U^i - r_M^i) + (r_M^i - r_R^i)] \\ &\quad + f(\delta t_U - \delta t_R) + N_{UR}^i + \varepsilon_{\phi,UR}^i. \end{aligned} \quad (15)$$

将 (12) 式代入 (15) 式得

$$\begin{aligned} \lambda \cdot SD_{UR}^i &= \mathbf{H}_M^i \cdot \mathbf{b}_p + (r_M^i - r_R^i) \\ &\quad + c \cdot (\delta t_U - \delta t_R) + \lambda \cdot N_{UR}^i \\ &\quad + \varepsilon_{\phi,UR}^i, \end{aligned} \quad (16)$$

(16) 式中, r_M^i 和 r_R^i 为已知值, 可以精确计算得到, c 为光速.

假设用户接收机和基准站接收机同时跟踪 n

颗共同的伪卫星, 则其单差载波相位测量方程组为

$$\begin{aligned} &\lambda \begin{bmatrix} SD_{UR}^1 \\ SD_{UR}^2 \\ \vdots \\ SD_{UR}^n \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_M^1 \\ \mathbf{H}_M^2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_M^n \end{bmatrix} \mathbf{b}_p + \begin{bmatrix} r_M^1 - r_R^1 \\ r_M^2 - r_R^2 \\ \vdots \\ r_M^n - r_R^n \end{bmatrix} \\ &\quad + c \begin{bmatrix} \delta t_U - \delta t_R \\ \delta t_U - \delta t_R \\ \vdots \\ \delta t_U - \delta t_R \end{bmatrix} + \lambda \begin{bmatrix} N_{UR}^1 \\ N_{UR}^2 \\ \vdots \\ N_{UR}^n \end{bmatrix} + \varepsilon_{\phi,UR}^i. \end{aligned} \quad (17)$$

以第一颗伪卫星 S^1 为参考伪卫星, 得到双差载波相位测量值, 其双差载波相位测量方程组为

$$\begin{aligned} &\lambda \begin{bmatrix} DD_{UR}^{21} \\ DD_{UR}^{31} \\ \vdots \\ DD_{UR}^{n1} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_M^{21} \\ \mathbf{H}_M^{31} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_M^{n1} \end{bmatrix} \mathbf{b}_p + \begin{bmatrix} r_{MR}^{21} \\ r_{MR}^{31} \\ \vdots \\ r_{MR}^{n1} \end{bmatrix} + \lambda \begin{bmatrix} N_{UR}^{21} \\ N_{UR}^{31} \\ \vdots \\ N_{UR}^{n1} \end{bmatrix} \\ &\quad + \varepsilon_{\phi,UR}^{ij}, \end{aligned} \quad (18)$$

(18) 式中, $DD_{UR}^{ij} = SD_{UR}^i - SD_{UR}^j$ 为双差载波相位测量值,

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_M^{ij} &= \mathbf{H}_M^i - \mathbf{H}_M^j, \\ r_{MR}^{ij} &= (r_M^i - r_R^i) - (r_M^j - r_R^j), \\ N_{UR}^{ij} &= N_{UR}^i - N_{UR}^j \end{aligned}$$

为双差周整模模糊度.

在 (18) 式中, 双差载波相位 DD_{UR}^{ij} 可以被接收机精确地测量出来, \mathbf{H}_M^{ij} 和 r_{MR}^{ij} 可以经过计算精确得到. 为了简化该式, 略去噪声项, 把双差载波相位单位换算成米, 并将已知项 r_{MR}^{ij} 左移合并, 用矩阵表示 (18) 式的形式如下:

$$DD_{cp} = \mathbf{H} \mathbf{b}_p + N \lambda, \quad (19)$$

(19) 式中,

$$DD_{cp} = [\lambda \cdot DD_{UR}^{21} - r_{MR}^{21} \quad \lambda \cdot DD_{UR}^{31} - r_{MR}^{31} \\ \cdots \quad \lambda \cdot DD_{UR}^{n1} - r_{MR}^{n1}]^T.$$

同理, 伪距双差方程组, 可表示为

$$DD_{pr} = Hb_p. \quad (20)$$

2.3 伪距平滑

由(19)式和(20)式建立了两组截然不同的双差, 第一组基于载波相位测量值, 测量噪声比较低(小于1 cm), 但其有周整模糊度, 无法直接来求基线 b_p ; 第二组基于伪距测量值, 有比较大的测量噪声(1—2 m), 没有周整模糊度. 现在使用互补 Kalman 滤波器将这两组测量值组合起来, 从而达到载波相位平滑伪距的目的.

滤波器方程如下:

$$DD_{s_n}^- = DD_{s_{n-1}}^+ + (DD_{cp_n} - DD_{cp_{n-1}}), \\ p_n^- = p_{n-1}^+ + q, \\ k_n = p_n^- (p_n^- + r)^{-1}, \\ DD_{s_n}^+ = DD_{s_n}^- + k_n (DD_{pr_n} - DD_{s_n}^-), \\ p_n^+ = (1 - k_n) p_n^-. \quad (21)$$

(21) 式中, 第一行为一步预测方程, DD_s 为载波相位平滑后的伪距双差, 对同一个历元上的两个载波相位双差求差会消除整周模糊度, 因此 DD_s^- 仍然是无模糊度的; 第二行是估计误差方程, q 为载波相位双差测量值方差; 第三行计算 Kalman 增益, r 为伪距双差方差; 第四行和第五行是更新平滑后的伪距双差和估计误差.

2.4 基线的求解

在求精确基线的解之前, 需要先求出精确基线的浮点解. 互补 Kalman 滤波器给出的平滑伪距双差是测定精确基线浮点解的关键. 浮点基线是一种最小二乘拟合, 以产生精确基线矢量 b_p 的估值 $b_{p, float}$. 在此, 对经平滑后的伪距双差而言, 双差基线方程表示如下:

$$DD_s = Hb_{p, float}. \quad (22)$$

计算精确基线的浮点解:

$$b_{p, float} = (H^T H)^{-1} H DD_s. \quad (23)$$

在得到精确基线浮点解 $b_{p, float}$ 后, 将其代入(19)式, 即可计算得到周整模糊度的浮点解 N_{float} ,

使用 LAMBDA 算法即可求出周整模糊度的精确解 N_{float} , 从而求出精确基线的解 $b_{p, float}$.

求解精确基线 $b_{p, float}$ 后, 求解实际基线 b :

$$b = b_f + b_{p, fixed}. \quad (24)$$

解得实际基线后, 将用户接收机的实际位置反馈回 Kalman 滤波粗略定位模型, 作为 Kalman 滤波器对系统状态的最优估计值, 对用户接收机进行下一状态的估计.

3 算法仿真与结果分析

伪卫星是安装在地面上、天空中或者舰船上的能够发射类似于卫星信号的导航“卫星”, 伪卫星技术对于那些在卫星可见性比较差的室内、地下、城市、峡谷等地方有着重要应用. 伪卫星技术可以辅助 GPS 卫星实现精密定位, 而多个伪卫星一起甚至可以组成一个独立的定位系统.

为了验证该算法在室内伪卫星相对定位中的性能, 搭建了一个室内伪卫星定位系统, 该定位系统由 5 颗伪卫星组成, 伪卫星发射 GPS 模拟信号为室内提供稳定的 GPS 信号源, 伪卫星的时钟信号同源且由恒温晶振提供. 基准站接收机和用户接收机使用相同型号的商用 GPS 接收机, 基准站接收机固定在已知位置, 用户接收机安装在玩具小车上在室内移动, 两个接收机实际采集的伪卫星中频信号, 再使用该算法对数据进行定位解算.

实验室大小为 8 m × 8 m, 高为 4 m, 建立独立的定位坐标系, 精确测量伪卫星和基准站接收机在该坐标系中的坐标. 详细的伪卫星和基准站接收机位置如图 2 所示, 其中基准站接收机固定在实验室中心位置, 5 号伪卫星在基准站接收机正上方, 1, 2, 3 和 4 号伪卫星分别固定在实验室的四个角落. 以基准站接收机为原点, 按照右手定则建立坐标系, 其中 1 号伪卫星坐标为 (4, -4, 4). 将整个实验分为两个阶段, 第一阶段为 0—10 s, 用户接收机静止于 A 点, 第二阶段为 10—60 s, 接收机从 A 点匀速直线运动到 B 点.

图 3 是 1 号和 5 号伪卫星的双差测量结果对比图, 图 3(a) 是载波相位双差测量值, 为了便于比较, 已将载波相位双差测量值乘以波长转换为长度单位; 图 3(b) 是伪距双差测量结果; 图 3(c) 是平滑伪距双差测量结果. 从图中可以看到, 刚开始用户接收机处于初始化状态, 双差测量结果误差很大, 在 4 s 左右, 用户接收机趋于稳定. 用户接收机稳定

后,除了测量噪声不同以外,这三组数据是十分相似的.

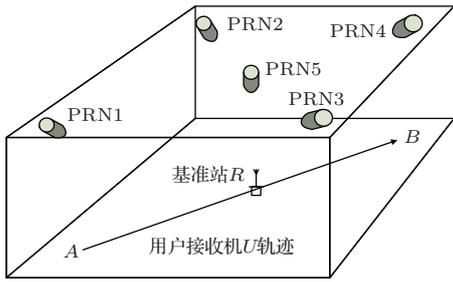


图2 室内伪卫星独立定位系统示意图

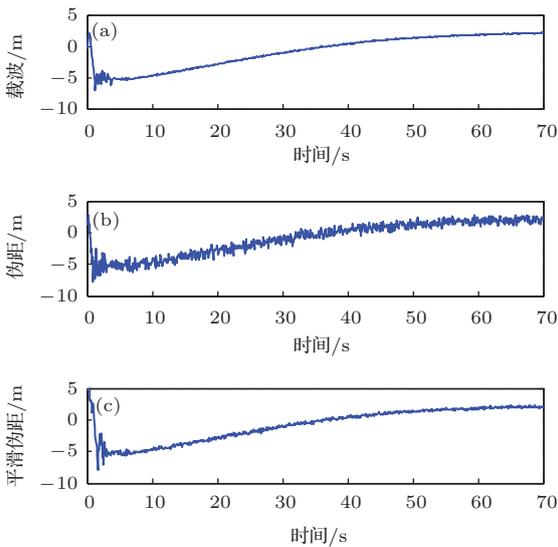


图3 1号和5号伪卫星双差测量结果

图4所示是图3中三组双差测量结果之差,其中图4(a)是伪距双差和载波相位双差之间的差,图4(b)是平滑伪距双差和载波相位双差之间的差.载波相位双差测量噪声非常小,在毫米级,有模糊度.从图4可以明显看出,伪距双差和载波相位双差之差一般在 $\pm 0.5\text{--}1\text{ m}$ 以内,以载波波长来计,这大约等于 $L1$ 上的 $\pm 3\text{--}5\lambda$.而互补Kalman滤波器初始化之后,平滑伪距减载波相位双差完全在 $\pm 0.25\text{ m}$ 以内,相当于 $\pm 1\text{--}2\lambda$,并且由于平滑伪距双差以原始伪距双差测量为中心,因而是无模糊度的.

图5是定位结果对比图,图5(a)和(b)分别是 x 轴和 y 轴的定位结果.虽然伪卫星时钟信号同源且由恒温晶振提供,但是由于不同的伪卫星布置线路长度不同而导致在线路上的延时不同,而单纯的Kalman滤波定位,由于无法消除不同伪卫星之间的线路延时以及伪卫星和用户接收机之间的钟差,导致有很大的定位误差,而本文中的相对定位算法

可以有效地消除线路延时和接收机钟差.多次实验测试结果显示,在用户接收机稳定后,定位误差在 20 cm 以内,其中定位误差的部分结果是由多径引起的.

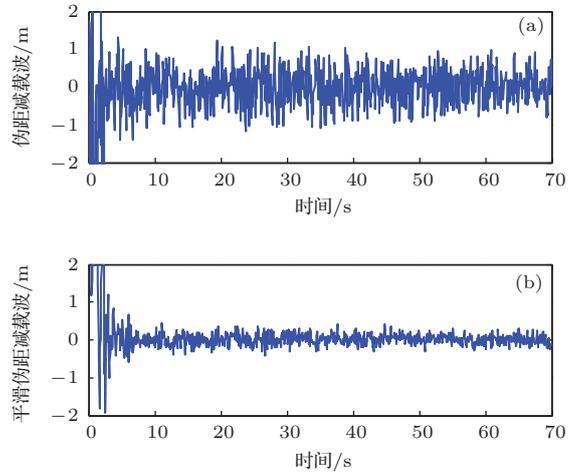


图4 1号和5号伪卫星双差测量结果之差

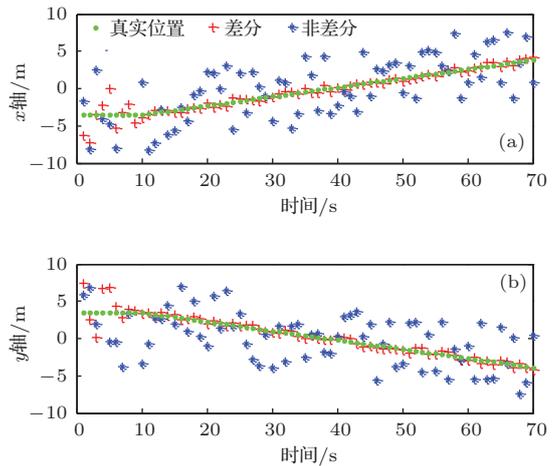


图5 (网刊彩色) 定位结果对比图

4 结 论

针对室内定位环境的特殊性,本文研究了一种适合于室内环境的相对定位算法,并将该算法应用在室内伪卫星定位系统中.该算法先使用Kalman滤波得到用户接收机的粗略位置,获得粗略基线.然后将伪卫星和接收机的真实距离在粗略位置处一阶泰勒展开,建立相对定位模型,从而获得载波相位双差方程组和伪距双差方程组.得到双差方程组后,通过互补Kalman滤波器,使用载波相位双差对伪距双差进行平滑,平滑后的伪距双差具有低噪声、无模糊度的优点.对平滑伪距双差进行最小二乘拟合计算出精确基线,并和粗略基线矢量相加

最终获得用户接收机的精确位置,并将该位置反馈回Kalman滤波模型,作为Kalman滤波的校正结果用于进行下一次预测.最后,建立室内伪卫星定位系统,使用商业接收机采集实际中频信号来验证该算法,经过多次实验测试证明,该相对定位算法具有较高的定位精度.

参考文献

- [1] So H, Lee T, Jeon S, Kim C, Kee C, Kim T, Lee S 2010 *Sensors* **10** 6324
- [2] Liu Y Q, Lian B W, Tang C K 2013 *J. Northwestern Polytech. Univ.* **31** 451 (in Chinese) [刘亚擎, 廉保旺, 唐成凯 2013 西北工业大学学报 **31** 451]
- [3] Lin T, Ma M, Broumandan A, Lachapelle G 2013 *Adv. Space Res.* **51** 1035
- [4] He Y, Martin R, Bilgic A 2014 *Signal Processing* **94** 445
- [5] Sharp L, Yu K 2013 *IEEE Trans. Mobile Comput.* **12** 1640
- [6] Liu Y Y, Lian B W, Zhao H W, Song Y L 2014 *Infrared and Laser Engineering* **43** 2228 (in Chinese) [刘洋洋, 廉保旺, 赵宏伟, 宋玉龙 2014 红外与激光工程 **43** 2228]
- [7] Xu Y T, Cheng P F, Cai Y H 2013 *J. Southwest Jiaotong Univ.* **48** 317 (in Chinese) [徐彦田, 程鹏飞, 蔡艳辉 2013 西南交通大学学报 **48** 317]
- [8] Liu X, Gao Q, Li X L 2014 *Chin. Phys. B* **23** 010202
- [9] Zhao L 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 104301 (in Chinese) [赵龙 2012 物理学报 **61** 104301]
- [10] Zhang X C, Guo C J 2013 *Chin. Phys. B* **22** 128401
- [11] Liu N, Xiong Y L, Feng W, Xu S G 2013 *Acta Geodaet. Cartograph. Sin.* **42** 211 (in Chinese) [刘宁, 熊永良, 冯威, 徐韶光 2013 测绘学报 **42** 211]
- [12] Sheng X L, Lu J, Ling Q, Xu J, Dong W J 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 054303 (in Chinese) [生雪莉, 芦嘉, 凌青, 徐江, 董伟佳 2014 物理学报 **63** 054303]
- [13] Zheng W, Hsu H T, Zhong M, Liu C S, Yun M J 2013 *Chin. Phys. B* **22** 049101
- [14] Xu D J, Liu M K, Shen F, Zhu L Y 2013 *Acta Aeronaut. Astronaut. Sin.* **34** 371 (in Chinese) [徐定杰, 刘明凯, 沈峰, 祝丽业 2013 航空学报 **34** 371]
- [15] Liu Y Y, Lian B W, Song Y L, Xu H W 2014 *China Satellite Navigation Conference (CSNS) 2014 Proceedings* Nanjing, China, May 21–23, 2014 p787
- [16] Cheng W D, Liu Y L, Zhu Q G, Chen Y 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 170506 (in Chinese) [陈卫东, 刘要龙, 朱奇光, 陈颖 2013 物理学报 **62** 170506]

Indoor pseudolite relative localization algorithm with kalman filter*

Liu Yang-Yang[†] Lian Bao-Wang Zhao Hong-Wei Liu Ya-Qing

(Department of Electronics Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

(Received 14 May 2014; revised manuscript received 10 July 2014)

Abstract

In the indoor pseudolite positioning system, the effect of the clock offset always leads to a large error in the positioning result. To reduce the effect of the clock offset, a relative localization algorithm for the indoor environment is proposed. In this paper, firstly, the Kalman positioning algorithm is used to obtain the coarse baseline. The model of the indoor relative localization and its operation are shown. Using the Kalman filter, the pseudorange double difference is smoothed by the carrier phase double difference. Then, the accurate baseline and the accurate positioning result of the receiver could be obtained. In order to predict the next state precisely, the Kalman corrected result is replaced by the accurate result. The experimental results show that the proposed algorithm has a good localization accuracy and the positioning error is less than 20 cm.

Keywords: pseudolite, relative localization, double baseline, Kalman filter

PACS: 84.40.Ua, 89.70.Hj

DOI: [10.7498/aps.63.228402](https://doi.org/10.7498/aps.63.228402)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61174194, 61301094), and the Graduate Starting Seed Fund of Northwestern Polytechnical University, China (Grant No. Z2014016) .

[†] Corresponding author. E-mail: liu_yang90@163.com