

低轨卫星机会信号导航定位方法

张艺超, 赵祥天, 赵亚飞, 孙耀华, 江 城, 张世杰, 彭木根

(北京邮电大学网络与交换技术全国重点实验室, 北京 100876)

摘 要: 近年来, 低轨巨型星座发展迅速, 主要目标集中在为用户提供高速互联网服务, 而作为全球覆盖的卫星通信系统, 在导航、定位与授时服务方面的潜力仍有待开发。低轨星座具有信号落地功率高、信号资源丰富、抗毁性强等优势, 利用低轨卫星的机会信号进行定位, 可作为全球卫星导航系统不可用情况下的一种备份导航手段。对全球范围内典型低轨星座的部署情况、信号与频率特性进行详细汇总, 重点梳理低轨卫星机会信号接收处理方法与定位解算方法。针对低轨卫星机会信号定位方法开展数学仿真, 对多普勒定位和测码伪距定位等方法进行对比分析, 探讨低轨卫星机会信号定位的发展趋势。

关键词: 低轨星座; 非导航卫星; 机会信号; 多普勒定位

中图分类号: TP393

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-8930.2024034

Navigation and Positioning Methods Using Signal of Opportunity of Low Earth Orbit Satellites

ZHANG Yichao, ZHAO Xiangtian, ZHAO Yafei, SUN Yaohua, JIANG Cheng, ZHANG Shijie, PENG Mugen

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

Abstract: In recent years, low earth orbit (LEO) giant constellations have developed rapidly, and their main goal is to provide users with high-speed Internet services. As a global coverage satellite communication system, its potential in navigation, positioning and time service remains to be developed. LEO constellations have the advantages of high signal landing power, abundant signal resources, and high survivability. Utilizing the signal of opportunity of LEO satellites for positioning is a backup navigation method when GNSS is unavailable. This paper provided a detailed summary of the deployment, signal and frequency characteristics of typical LEO constellations worldwide, and outlined the methods of receiving and processing LEO satellite signals and positioning solutions. A mathematical simulation was conducted on the opportunistic navigation method of LEO satellites, and Doppler positioning and pseudorange positioning methods were compared and analyzed. The future development trend of opportunistic navigation of LEO satellites was discussed.

Keywords: low earth orbit satellite constellation, satellites for non-navigation purposes, signal of opportunity, Doppler positioning

0 引言

以中国北斗、美国GPS、俄罗斯GLONASS、欧洲伽利略系统为代表的全球卫星导航系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)具有在全球范围内提供低成本、高精度定位、导航与授时(Positioning, Navigation and Timing, PNT)服务的能力, 并在军事侦察、海洋观测、

智慧农业、数字金融及物联网等领域得到了广泛应用。然而, GNSS仍存在一些[1], 如: 导航卫星多数位于中高轨道上, 导航信号在传输过程中的损耗较大, 使得信号到地功率小、信噪比降低; 导航卫星数量较少, 且制造和维修成本较高, 系统对单点故障的抵抗性较低, 甚至有可能出现拒止的情况; 目前尚未实现无缝覆盖的服务; 在城市峡谷等特殊场景中, 受多径干扰的影响,

收稿日期: 2024-08-15; 修回日期: 2024-11-15

基金项目: 中国博士后科学基金(No. 2023M730337)

Foundation Item: China Postdoctoral Science Foundation(No. 2023M730337)

定位精度有待提高。

为了进一步提升全球卫星导航系统的 PNT 服务能力,国内外学者开展了诸多研究。通信卫星系统具有极其广泛的覆盖性以及日益增强的信息传输能力,是对 GNSS 进行补充备份和增强的热门选择。在过去的 10 年中,航天工业的投资已从基于中轨(MEO)卫星的星座和应用转向基于低轨卫星的星座和应用。目前,全球已部署的主要低轨通信卫星星座有 Starlink、OneWeb、Iridium、Global Star 和 Orbcomm 等,日益增多的低轨卫星为利用低轨卫星提供导航定位服务提供了海量的信号资源,并且由于低轨卫星轨道高度低的特点,低轨卫星信号到地功率会比 GNSS 卫星信号高 30 dB 左右^[2],更有利于信号的捕获、追踪。

低轨卫星信号并不是以导航为目的发射的,属于机会信号,并不能直接用于提取伪距、多普勒频移以及载波相位等时空测量信息。目前利用低轨卫星机会信号进行定位的难点在于:低轨卫星机会信号体制部分未知,需要针对不同的信号体制深入研究,并设计相应的信号处理方式,从中提取位置观测信息;低轨卫星运动速度快,几何构型变化大,需要调整设计天线以便及时对准目标卫星,捕获信号;低轨卫星星载时钟性能劣于导航卫星,卫星及接收机钟差会影响到最终的定位精度。

1 低轨卫星机会信号概述

1.1 机会信号概念

机会信号指 3 kHz~300 GHz 之间不同频段范围的调频和调幅广播信号、卫星无线电、电视信号、手机发射网、LTE、蜂窝、低轨卫星信号等不以导航为目的发射的信号^[3],可分为甚高频(VHF)、L 频段、S 频段和 Ka 频段等类别,可在城市峡谷、室内等场景下用于导航定位。

1.2 低轨卫星机会信号的特点

低轨卫星机会信号的频段见表 1。

表 1 低轨卫星机会信号频段^[4]

频段	频率	星座
L	1~2 GHz	Iridium
Ku	12~18 GHz	OneWeb, Starlink
Ka	26.5~40 GHz	Starlink
V	40~75 GHz	OneWeb, Starlink

低轨卫星机会信号不是以导航为目的发射的,频率多数分布在 V、Ka、Ku 频段,调制方式部分未知,扩频码等先验信息有限。Global Star 下行链路到达地面信号功率理论值为 169.1 dBW,理论信噪比为 -26 dB^[5]。

1.3 低轨卫星机会信号定位的优势与难点

与 GNSS 相比,利用低轨卫星机会信号进行定位具有显著的先天优势,如:

(1) 卫星数量众多,具有海量的信号资源,系统抗单点故障能力强,能够提供大量互补、冗余的数据,有利于定位精度的提升;

(2) 卫星轨道高度低,信号到地功率比 GNSS 信号高 30 dB 左右;

(3) 利用已有信号进行定位,无须占用新的频谱资源。

同时,利用低轨卫星机会信号定位存在一些难点,如:

(1) 低轨卫星机会信号体制部分未知,缺少用以提取伪距、载波相位观测量的测距码,需要针对不同的信号体制深入研究,并设计相应的信号处理方式,或通过机会的方式对信号进行盲跟踪,从而提取观测信息;

(2) 低轨卫星运行速度快,可达 7.5 km/s,几何构型变化大,使得卫星信号的捕获跟踪增大,需要调整设计天线以便及时对准目标卫星,捕获信号;

(3) 低轨卫星星载时钟性能劣于导航卫星,日平均误差在 1~10 μ s,是导航卫星时钟日平均误差的 10 000 倍,从而导致近百米的接收误差。此外,额外的星地钟差也会增加定位解算的复杂度。

低轨卫星非合作、高动态的特点给低轨卫星导航定位的捕获跟踪和定位解算环节造成了诸多困难。一方面,非合作的信号体制使得目前有关低轨卫星导航定位的研究多数面向低轨卫星导频信号,且定位原理多为多普勒定位;另一方面,接收误差和星地钟差的存在也限制了定位精度,尚未出现定位精度为分米级的低轨卫星导航定位方法,尽管差分定位能够消除部分由于星地钟差导致的误差,但这种方法无法避免对基站位置的依赖。需要深入研究各低轨卫星信号的体制,扩大可用频谱资源,尝试引入多种观测量,从而进一步提升低轨卫星导航定位精度。

2 典型低轨星座特性分析

2.1 低轨星座部署情况

典型低轨卫星星座如图 1 所示。

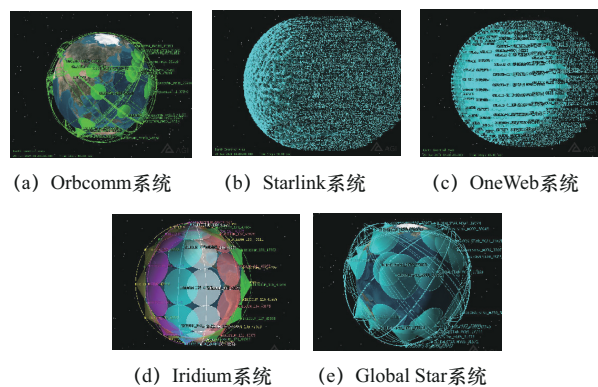


图1 典型低轨卫星星座

目前主要的低轨卫星星座有 Orbcomm、Starlink、OneWeb、Iridium 和 Global Star，其轨道部署情况见表2。

表2 低轨卫星星座轨道部署情况

星座名称	卫星数量/颗	轨道高度/km	轨道倾角/°	可用数量/颗
Orbcomm	64	720, 672 747, 823 ^[6]	45, 48.45 70, 108	42
Starlink	11 926	335.9, 340.8, 345.6, 550, 1 130, 1 275, 1 325	42, 48, 53 70, 74, 80	6 812
OneWeb	6 372	1 200, 8 500	40, 55, 87.9	631
Iridium	75	780	86.4	66
Global Star	56	1 414 ^[7]	52	35

卫星数量及其轨道的分布情况会直接影响到星座的覆盖重数以及卫星信号的质量，从而进一步影响捕获跟踪效果和定位精度。OneWeb、Starlink 和 Iridium 由于卫星数量较多，能够提供较高的覆盖重数，但在不同地区的覆盖性能存在差异。例如：Starlink 对全球覆盖重数最大为 56，最小为 0，未实现全球不同纬度、全时段 100% 的覆盖率^[8]；OneWeb 对 60°N~90°N 纬度地区覆盖能力最强^[9-10]；Iridium 能够对全球不同纬度、不同时间实现 100% 全覆盖^[8]。Orbcomm 与 Global Star 由于轨道高度较高，能够在卫星数量较少的情况下保证一定的覆盖范围，但由于传输距离较长，信号在传播过程中容易产生更大的干扰，而轨道高度较低的卫星信号传播过程受到的干扰较少，且在单星多普勒定位场景中往往具有更快的收敛速度。

2.2 低轨星座频谱资源

低轨卫星下行信号是机会信号导航定位的主要信号资源，表3中展示了各星座下行信号的频谱特性。

表3 低轨卫星星座下行信号的频谱特性

星座名称	频段	调制方式	多址方式
Orbcomm	137~138 MHz	SDPSK ^[11]	FDMA
Starlink	10.7~12.75 GHz, 17.8~18.6 GHz, 18.8~19.3 GHz, 19.7~20.2 GHz	QAM	OFDM
OneWeb	10.7~12.7 GHz	QPSK	TDMA、FDMA
Iridium	1 626.0~1 626.5 MHz	BPSK、QPSK ^[11]	FDMA、TDMA、SDMA
Global Star	2 493.5~2 500 MHz	QPSK	WCDMA

低轨卫星下行信号还可进一步分为导频信号和业务信号，前者由于信号结构固定（如伪随机序列）、传输功率较为稳定且具有良好的统计特性，是目前低轨卫星导航定位的主要研究对象。业务信号随机性较强，分布区域有限，且传输功率可能会受到功率控制机制的影响，故较少用于导航定位。部分采用通导一体化信号体制的卫星，如铱星，相较于其他卫星而言，可视作合作卫星，在导航定位业务中具有显著优势。在实际导航定位场景中，需综合考虑可见卫星数量、信号质量以及捕获跟踪难度，故往往需要同时利用来自多个星座的卫星信号数据进行导航定位。

3 低轨卫星机会信号接收与处理方法

低轨卫星机会信号具有高动态特性，传统的信号处理算法难以适应复杂的环境需求^[12-13]，为了在先验信息缺失的条件下从机会信号中提取位置观测信息，需要针对不同机会信号的特征设计相应的信号接收方法。

3.1 码相位搜索捕获算法

码相位搜索捕获算法可以用于从机会信号中获取多普勒观测值，基本原理是提取低轨卫星导频信号中两路信号所使用的 PN 码序列，再将其与接收机捕获到的中频信号进行周期叠加，从而实现扩频码的估计。参考文献[5]利用此方法成功从 Global Star 下行导频信号中提取到多普勒观测值，并实现了精度优于 100 m 的水平定位。此方法适用于非合作信号，首先通过平方处理获得平方交谱项，由于导频信号中正交、同向两路所使用的 PN 码序列具有严格的正交性，因此两者的耦合序列仍具有正交性，且与原 PN 码序列具有相同的码周期和码速率^[5]，便于进行周期叠加，从而实现扩频码的估计。

$$s^2(t) = A^2 + A^2 I(t) Q(t) \sin(4\pi(f_0 + f_d)t + 2\varphi) + n''(t) \quad (1)$$

$$n''(t) = n^2(t) + A^2 I(t) Q(t) n(t) \sin(4\pi(f_0 + f_d)t + 2\varphi) \quad (2)$$

接下来, 可以进行如图 2 所示的操作, 对信号进行并行捕获, 具体步骤如下。

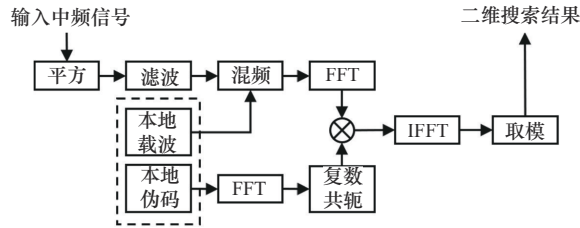


图 2 码相位搜索捕获算法框图

- (1) 将采样得到的中频信号进行平方, 形成交谐波, 经滤波后与本地载波进行混频, 使其下变频到基频。
- (2) 对交谐波解码得到本地伪码。
- (3) 将解码结果与混频结果进行频域相关, 并进行判决实现捕获。

在这种方法中, 由于对输入的中频信号进行了平方处理, 因此得到的多普勒频率值为真实值的二倍^[5]。

3.2 频域滑窗估计法

频域滑窗估计法可用于从非合作信号中提取多普勒观测测量, 此方法无须依赖卫星发射信号的先验信息, 在短时间采样和长时间采样两种场景中对信号分别建模, 再使用对应的信号模型对观测测量进行提取。在短时间模型中, 星链信标信号子载波具有如下特性: 频域带宽与积累时间可视为近似的线性相关, 信号功率可视为常数, 单个子载波可视作调频信号。此时, 信标信号的多普勒提取问题可转化成短时间线性调频信号的参数估计问题^[14]。使用频域滑窗估计法实现这一过程, 具体算法步骤如下:

- (1) 对 $x(n)$ 进行 L 个点的快速傅里叶变换得到频谱 $X(k)$, 频率分辨率为 $F_R = F_s/L$;
- (2) 在频域上构造频域滑动窗 W , 用于跟踪锁定单个子载波, 目标子载波的谱峰频率在频域滑动窗 W 频率范围内;
- (3) 以 f_{peak} 为频率中心, 分别计算目标子载波功率、噪声功率以及信噪比;
- (4) 使用带通滤波器对频域滑动窗锁定的目标子载波进行滤波处理;
- (5) 使用时频分析法对目标信标信号短时模型进行多普勒参数估计。

在长时间模型中, 信号无法视为线性调频信号, 可采取多项式的方法对其进行建模, 再利用最小二乘法解

算多普勒频移。

3.3 匹配子空间检测法

匹配子空间检测法是一种基于假设二元检验和最大似然估计的多普勒观测测量提取方法。部分低轨卫星同步信号具有周期性, 如 Starlink 卫星同步信号、LTE 同步信号和 5G 同步信号。参考文献[2]使用此方法从 Starlink 卫星同步信号中提取到了多普勒观测值, 并实现了精度为 10 m 的定位。该方法适用的同步信号建模结果可由下式表示

$$r[n] = \alpha c[\tau_n - t_s[n]] \exp(j\theta[\tau_n]) + d[\tau_n - t_s[n]] \exp(j\theta[\tau_n]) + w[n] \quad (3)$$

其中, α 代表增益, τ 代表周期为 L 的采样, θ 代表弧度制的载波相位, $[]$ 表示此信号为离散时间信号, 可用下式表示

$$\theta[\tau_n] = 2\pi f_D[n] T_s n \quad (4)$$

其中, f_D 为瞬时多普勒频率, T_s 为采样时间间隔。

在 k 个处理间隔中, 瞬时多普勒频率可视为时间的线性函数, 即多普勒频率

$$f_D[n] = f_{D_k} + \beta_k n \quad (5)$$

其中, f_{D_k} 和 β_k 可视为常数。

信号的具体捕获步骤如下:

- (1) 使用二元假设检验判断当前是否存在目标信号;
- (2) 使用最大似然估计法锁定多普勒测量值。

3.4 最大似然估计法

此方法适用于在短时间内可视为频率恒定的正弦信号的目标信号, 输入信号可用下式表示

$$x(n) = A \exp(j\omega_d n + \varphi) + \omega(n) \quad (6)$$

其中, A 、 ω_d 、 φ 为正弦信号的振幅、角频率和相位, $\omega(n)$ 为零均值高斯白噪声。最优估计函数 $I(\omega)$ 为

$$I(\omega) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j\omega n) \right|^2 \quad (7)$$

其中, N 是处理数据长度, 估计的角频率 $\hat{\omega}_d$ 为

$$\hat{\omega}_d = \{\omega | I(\omega) = \max[I(\omega)]\} \quad (8)$$

4 低轨卫星机会信号定位解算方法

4.1 定位方法

传统定位方法根据位置信息观测量的不同, 可将定位方法分为多普勒定位和测码伪距定位。测码伪距定位又包括伪距定位和载波相位定位, 但需要根据实际采用的机会信号特征进行相应的调整。

4.1.1 多普勒定位

多普勒定位指利用多普勒频移观测测量获取卫星与接收机之间的距离。由于低轨卫星与地面接收机之间存在

相对运动, 卫星发射信号频率与地面接收机接收到的信号频率会存在一定的差值, 即多普勒频移^[15], 可用下式表示

$$f_d = f_r - f_s = \frac{v_r - v_s}{c} \cdot \frac{x_s - x_r}{\|x_s - x_r\|} f_s \quad (9)$$

其中, f_d 为多普勒频移, f_s 和 f_r 分别为卫星发射信号频率和接收信号频率, v_s 和 v_r 分别表示卫星和接收机的运动速度, x_s 和 x_r 分别为卫星和接收机的位置。

多普勒定位原理如图3所示。利用接收机获得的多普勒频移得出接收机目前所在的等频锥面, 当可见卫星数量增多时, 多个等频锥面的交点即为接收机当前的位置。当考虑频率接收误差时, 接收机瞬时多普勒观测方程如下

$$f(u) = \frac{f_s}{c} v_s \cdot \frac{x_r - x_s}{\|x_r - x_s\|} + \delta f_r + \varepsilon_f \quad (10)$$

其中, δf_r 为接收机钟偏, ε_f 为频率接收误差, $u = [x_r \ \delta f_r]^T$ 为用户三维坐标和接收机钟偏4个待求未知数。之后, 给定接收机一个初始估计解, 再利用牛顿迭代法进行迭代解算, 将收敛值作为定位结果。当接收机可以同时接收来自多颗卫星的信号时, 可由多个多普勒观测方程获得联立方程组以及状态更新矩阵。

$$\mathbf{G} \begin{bmatrix} x - x_0 \\ y - y_0 \\ z - z_0 \\ \delta f_r - \delta f_{r0} \end{bmatrix} + \varepsilon = \mathbf{G} \cdot \Delta u_k + \varepsilon = \Delta f$$

$$= \begin{bmatrix} f^{(1)}(u) - f^{(1)}(u_k) \\ f^{(2)}(u) - f^{(2)}(u_k) \\ \vdots \\ f^{(n)}(u) - f^{(n)}(u_k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f^{(1)}}{\partial x} & \frac{\partial f^{(1)}}{\partial y} & \frac{\partial f^{(1)}}{\partial z} & 1 \\ \frac{\partial f^{(2)}}{\partial x} & \frac{\partial f^{(2)}}{\partial y} & \frac{\partial f^{(2)}}{\partial z} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial f^{(n)}}{\partial x} & \frac{\partial f^{(n)}}{\partial y} & \frac{\partial f^{(n)}}{\partial z} & 1 \end{bmatrix}_{x=x_k} \quad (12)$$

其中, k 为迭代次数, u_k 为第 k 次迭代解算 u 的估计值, ε

为残差向量, Δf 为多普勒频移的接收误差,

$\frac{\partial f^{(i)}}{\partial x}, \frac{\partial f^{(i)}}{\partial y}, \frac{\partial f^{(i)}}{\partial z}, i = 1, 2, 3, \dots, n$ 为第 i 颗卫星的多普勒方

程在 u_k 处的偏导数, 根据最小二乘法原理可解得

$$\Delta u_k = (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \cdot \Delta f \quad (13)$$

解算出的 Δu_k 可对上一次迭代的估计解 u_k 进行改正, 更新后的估计解为 $u_{k+1} = u_k + \Delta u_k$, 将其代入下一次迭代运算, 直到 Δu_k 的二范数小于阈值时, 退出迭代, 此时的 u_{k+1} 为最终的接收机三维坐标以及接收机频偏解。

为反映测量误差和定位误差之间的关系, 可以引入多普勒定位因子 GDOP 值。假定多普勒频移接收误差服从正态分布, 均值为 0, 方差为 σ^2 , 故接收误差的协方差 Cov 可表示为

$$\begin{aligned} \text{Cov}(\varepsilon_u) &= E(\varepsilon_u \varepsilon_u^T) = E\left\{(\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \varepsilon_f \varepsilon_f^T [(\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T]^T\right\} \\ &= (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T E(\varepsilon_f \varepsilon_f^T) [(\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T]^T = (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \sigma^2 \end{aligned} \quad (14)$$

其中, Cov 为协方差, E 为期望, 多普勒频移接收误差 ε_u 可表示为

$$\varepsilon_u = [\varepsilon_x \ \varepsilon_y \ \varepsilon_z \ \varepsilon_{\delta f_r}]^T = (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \cdot \varepsilon_f \quad (15)$$

现阶段国内外利用低轨卫星机会信号进行导航定位多采用多普勒定位方法, 其原因主要是低轨卫星机会信号先验信息较少, 伪距观测量和载波相位观测量提取困难, 而多普勒频移观测量提取较为容易。目前, 参考文献[5]通过构建平方交谱项的方法, 实现了对 Global Star 下行机会信号的多普勒频移观测量提取, 并利用观测量实现了精度优于 100 m 的定位。参考文献[14]利用频域滑动窗估计法从星链下行信标信号中提取到多普勒观测量, 在接收 6 颗星链卫星信号的条件下, 实现了三维定位误差为 28.9 m 的定位。参考文献[16]通过短时傅里叶变换 (Short Time Fourier Transform, STFT) 和最大似然估计 (Maximum Likelihood Estimation, MLE) 方法, 实现了对星链下行机会信号的多普勒频移观测量提取, 并利用观测量实现了 5 min 内, 精度优于 15 m 的二维定位。

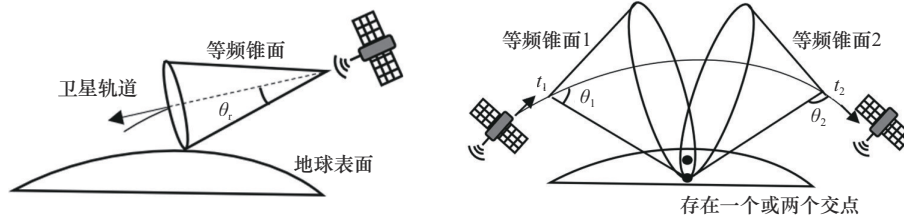


图3 多普勒定位原理

参考文献[11]通过引入基于 Helmert 方差估计的加权最小二乘法, 将利用 Iridium 和 Orbcomm 卫星机会信号进行融合定位的定位误差从单独定位的 200 m^[17]和 140 m^[18]降低至 70 m。参考文献[19]通过对多个地面站的多普勒观测值进行差分的方法, 基于 Iridium 机会信号进行定位, 进一步降低了由于卫星星历和星地钟差导致的定位误差。参考文献[20]采用扩展卡尔曼滤波技术, 实现了基于 Orbcomm 卫星机会信号的定位, 1 min 内定位精度为 360 m。参考文献[1]使用匹配子空间算法从 Starlink 下行机会信号中提取多普勒频移观测量, 水平定位精度为 10 m。

限制低轨卫星机会信号多普勒定位精度的一个重要因素是卫星轨道数据, 由于用于定位的低轨卫星多为非合作卫星, 播发信号中不含自身位置信息, 因此目前国内外研究获取卫星轨道数据的方式单一, 大多使用公开的两行轨道数据 (Two-Line Elements, TLE) 和 SGP4 轨道模型进行估计, 估计结果的精度有限。为了进一步提升定位精度, 常常引入惯性导航系统和高度计作为辅助。参考文献[21]使用 INS 系统作为辅助定位系统, 利用盲跟踪技术提取 Starlink、OneWeb、Orbcomm 和 Iridium 卫星机会信号中的多普勒频移观测量进行定位, 水平定位精度为 5.1 m。参考文献[22]建立了辅助轨道信息精度下的低轨卫星轨道误差等效多普勒测量误差 (OEDE) 模型。并根据该模型提出了一种基于轨道误差补偿和加权 (OECW) 的两步改进定位方法, 使用此方法利用 Iridium-Next 卫星和 Orbcomm 卫星机会信号进行定位, 实现了更高的定位精度。其中基于 Iridium-Next 卫星信号的水平定位精度提高了 70% 以上。

4.1.2 伪距定位

伪距指接收机对卫星信号的基本距离测量值, 当接收机的可见卫星数量大于 4 颗时, 可以利用伪距定位方法对三维空间中的接收机进行位置估计。接收机与多颗可见卫星之间的伪距是实现单点绝对定位的必要条件^[23]。卫星在星钟 t_s 时刻发射信号, 接收机在自身时钟 t_r 时刻接收到该卫星信号, 两时刻的差值即为信号的传播时间, 传播时间与光速相乘, 即可得出卫星与接收机之间的距离。然而, 由于卫星钟差与接收机钟差的存在, 根据两时钟所读时间信息测得的距离往往并不准确; 此外, 信号在传播过程中还会存在电离层时延和对流层时延。考虑到上述因素, 卫星与接收机的实际距离与伪距之间的关系如下

$$P = \rho + c(dt_r - dt_s) + T + I + \varepsilon \quad (16)$$

其中, P 表示伪距, ρ 表示卫星与接收机之间的真实距离, c 表示光在真空中传播的速度, dt_s 和 dt_r 分别表示卫星钟差和接收机钟差, T 和 I 分别表示电离层时延和对流层时延, ε 表示所有未在观测方程中体现的误差总和。

在伪距观测方程中, 电离层时延和对流层时延可根据已建立的数学模型得到; 伪距测量值由实际观测结果给出; 卫星与接收机之间的几何距离可由 $\rho = \sqrt{(x_s - x_r)^2 + (y_s - y_r)^2 + (z_s - z_r)^2}$ 得出, 其中, 卫星位置可依据开源的两行轨道数据给出; 此时, 观测方程中的未知量仅余伪距测量噪声、接收机钟差以及接收机位置, 在暂不考虑伪距测量噪声的情况下, 可以构建方程组对上述未知量进行求解。具体求解过程如下。

(1) 准备数据并设置初始解, 收集同一时刻所有可见卫星的伪距测量值, 并计算测量值中的误差成分矫正量、电离层时延和对流层时延, 对测量值进行矫正, 然后根据星历计算各卫星的空间位置坐标。

(2) 对非线性方程组进行线性化, 线性化后的观测方程如下

$$P - \rho_0 + (l_0 \ m_0 \ n_0) \begin{bmatrix} x_{r0} \\ y_{r0} \\ z_{r0} \end{bmatrix} + c \cdot dt_s = (l_0 \ m_0 \ n_0 \ 1) \begin{bmatrix} x_r \\ y_r \\ z_r \\ c \cdot dt_r \\ T \end{bmatrix} + \varepsilon \quad (17)$$

(3) 利用最小二乘法求解方程组, 更新非线性方程组的根。

(4) 最后, 判断牛顿迭代的收敛性, 确定所得结果是否符合所需精度。

伪距定位对可用卫星数量和单位时间内的几何变化程度有较高要求, 在应用于低轨卫星机会信号定位时, 常常和载波相位定位联合使用。

4.1.3 载波相位定位

载波相位定位将载波相位作为观测量构建定位方程, 由于载波相位信号的周期性, 信号接收机只能观测到一个小于一个周期的相位 φ_r , 称为相位的残余部分, 而相位的整数倍周期部分 $2\pi N$ 未知, 其中 N 为整周模糊度。真实的相位可以表示为

$$\varphi = 2\pi N + \varphi_r \quad (18)$$

想要得到真实的相位, 就需要精确地解算整周模糊度 N 。在观测初期, 信号接收机观测到相位的残余部分

φ_r ，同时锁相环或者锁频环（Frequency Lock Loop, FLL）对载波相位的跟踪进行锁定，随着时间的变化，信号发射机和信号接收机之间的距离可能会发生变化，即真实相位可能发生变化，若锁相环或者锁频环不失锁，信号接收机在初期观测的整周模糊度 N 就保持不变，真实相位的变化量体现在相位残余部分。移动终端 s 在 t 时刻观测到来自编号为 i 的无线接入点的载波相位信号的相位可以表示为

$$\varphi_{t,s}^{(i)} = 2\pi\lambda^{-1}r_{t,s}^{(i)} - 2\pi N_s^{(i)} + \gamma_{t,s}^{(i)} + 2\pi f_c b_{t,s}^{(i)} \quad (19)$$

其中， $N_s^{(i)}$ 为在初始锁定时存在的整周模糊度且 $N_s^{(i)}$ 为整数， λ 为无线信号的波长， $\gamma_{t,s}^{(i)} \sim N(0, \sigma_\varphi^2)$ 为观测的载波相位的误差。假设不同基站间的载波相位观测误差相互独立， f_c 为连续信号的载频。同理，参考终端 r 在 t 时刻观测到来自编号为 i 的无线接入点的载波相位信号的相位可以表示为

$$\varphi_{t,r}^{(i)} = 2\pi\lambda^{-1}r_{t,r}^{(i)} - 2\pi N_r^{(i)} + \gamma_{t,r}^{(i)} + 2\pi f_c b_{t,r}^{(i)} \quad (20)$$

根据采取的观测方程，定位模型可分为经典模型、UofC 模型、无模糊度模型等。本节将以经典模型为例展开说明。

使用伪距和载波相位观测量构建观测方程，具体表示如下

$$P_1 = \rho + c(dt_r - dt_s) + T + \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} I + \varepsilon \quad (21)$$

$$P_2 = \rho + c(dt_r - dt_s) + T + \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} I + \varepsilon \quad (22)$$

$$\lambda_1 L_1 = \rho + c(dt_r - dt_s) + T - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} I + \lambda_1 N_1 + \varepsilon \quad (23)$$

$$\lambda_2 L_2 = \rho + c(dt_r - dt_s) + T - \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} I + \lambda_2 N_2 + \varepsilon \quad (24)$$

其中， P_1 和 P_2 为伪距观测量， L_1 和 L_2 为载波相位观测量， ρ 为卫星与接收机之间的几何距离，可由 $\rho = \sqrt{(x_s - x_r)^2 + (y_s - y_r)^2 + (z_s - z_r)^2}$ 得到， (x_s, y_s, z_s) 和 (x_r, y_r, z_r) 分别为卫星位置和接收机位置， c 为光在真空中的传播速度， dt_r 和 dt_s 分别为接收机钟差和卫星钟差， T 和 I 分别为对流层时延和电离层时延， f_1 和 f_2 分别为频段 L_1 和 L_2 的频率， λ_1 和 λ_2 为对应的波长，可由 $\lambda = c/f$ 得出。 N_1 和 N_2 分别为对应载波的整周模糊度， ε 为等效噪声。

为了进一步利用第4.2节的解算方法获得接收机的位置，需要通过泰勒级数展开对观测方程线性化，线性化后整理所得的观测方程如下

$$\begin{aligned} & P_{\text{ion}} - \rho_0 + (l_0 \ m_0 \ n_0) \begin{bmatrix} x_{r0} \\ y_{r0} \\ z_{r0} \end{bmatrix} + c \cdot dt_s \\ &= (l_0 \ m_0 \ n_0 \ 1 \ 1) \begin{bmatrix} x_r \\ y_r \\ z_r \\ c \cdot dt_r \\ T \end{bmatrix} + \varepsilon \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} & L_{\text{ion}} - \rho_0 + (l_0 \ m_0 \ n_0) \begin{bmatrix} x_{r0} \\ y_{r0} \\ z_{r0} \end{bmatrix} + c \cdot dt_s \\ &= (l_0 \ m_0 \ n_0 \ 1 \ 1 \ 1) \begin{bmatrix} x_r \\ y_r \\ z_r \\ c \cdot dt_r \\ T \\ N_{\text{ion}} \end{bmatrix} + \varepsilon \end{aligned} \quad (26)$$

其中，

$$l_0 = \frac{x_s - x_{r0}}{\rho_0}, m_0 = \frac{y_s - y_{r0}}{\rho_0}, n_0 = \frac{z_s - z_{r0}}{\rho_0} \quad (27)$$

$$\rho_0 = \sqrt{(x_s - x_{r0})^2 + (y_s - y_{r0})^2 + (z_s - z_{r0})^2} \quad (28)$$

P_{ion} 为伪距消电离层观测量， L_{ion} 为载波相位消电离层观测量，均可由原始观测方程的线性组合得到。

在上述模型中，整周模糊度作为未知数在解算过程中进行求解，所得结果为浮点解，这与整周模糊度的整数特性相悖。为了进一步提升定位精度，需要对模型中的各项误差进行精确建模，从而进一步修正或消除。

在实际应用场景中，载波相位定位技术常常与差分定位技术联合使用^[24]，用以消除电离层时延、接收机钟差等在多个观测量中保持一致的误差参量。其基本思路是对观测量的线性变换消除部分误差项。例如：将不同接收机在某历元内对同一颗卫星的观测量做差，可以消除卫星钟差；将某历元内同一接收机接收到的来自不同卫星的观测量做差，可以消除接收机误差；将同一接收机对某颗卫星在不同历元内接收到的观测量做差，可以消除星历误差。若将上述差分模型进行组合，可使定位精度得到显著提升。

载波相位观测量的提取对星地时钟同步要求较高，在先验信息有限的条件下，载波相位观测量的提取问题仍有待解决。目前国内外基于载波相位定位原理的低轨卫星机会信号定位研究较少。参考文献[25]提出了一种基于自适应卡尔曼滤波的方法，从 Starlink 下行机会信号中提取到了载波相位观测值，并用以定位，当定位卫星数量为6颗时，水平定位误差为7.7 m。

4.2 解算方法

4.2.1 最小二乘法

线性最小二乘法是定位解算过程中较为常用的一种方法,可以利用曲线拟合的思路对多个待求值进行求解,其基本思路是:已知一组二维数据,即平面上的 n 个点 (x_i, y_i) , $i = 1, 2, \dots, n$, x_i 互不相同,寻求一个函数 $y = f(x)$,使得 $f(x)$ 在某种准则下与所有的数据点最为接近,即曲线拟合得最好。令

$$f(x) = a_1 r_1(x) + a_2 r_2(x) + \dots + a_m r_m(x) \quad (29)$$

其中, $r_m(x)$ 是事先选定的一组线性无关的函数, a_m 是待定系数。拟合准则是使 y_i , $i = 1, 2, \dots, n$ 与 $f(x_i)$ 的距离平方和 δ_i 最小,称为最小二乘法准则。

线性最小二乘法的核心步骤是系数的确定和函数的选取。在定位解算过程中,可将观测方程进行变换,将所有的待求解对象作为线性方程组中的系数,在这种情况下,解算过程即可视作线性最小二乘法的系数确定过程,具体如下。

记

$$J(a_1, a_2, \dots, a_m) = \sum_{i=1}^n \delta_i = \sum_{i=1}^n [f(x_i) - y_i]^2 \quad (30)$$

为求 $a_1, a_2, \dots, a_m$ 使 J 达到最小,只需利用极值的必要条件 $\frac{\partial J}{\partial a_j} = 0$ ($j = 1, \dots, m$),得到关于 $a_1, a_2, \dots, a_m$ 的线性方程组

$$\sum_{i=1}^n r_j(x_i) \left[\sum_{k=1}^m a_k r_k(x_i) - y_i \right] = 0, j = 1, \dots, m \quad (31)$$

即

$$\sum_{k=1}^m a_k \left[\sum_{i=1}^n r_j(x_i) r_k(x_i) \right] = \sum_{i=1}^n r_j(x_i) y_i, j = 1, \dots, m \quad (32)$$

记

$$R = \begin{bmatrix} r_1(x_1) & \dots & r_m(x_1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ r_1(x_n) & \dots & r_m(x_n) \end{bmatrix}_{n \times m} \quad (33)$$

$$A = [a_1, \dots, a_m]^T, Y = [y_1, \dots, y_n]^T \quad (34)$$

方程组可表示为

$$R^T R A = R^T Y \quad (35)$$

则当 $\{r_1(x), \dots, r_m(x)\}$ 线性无关时, R 满秩, $R^T R$ 可逆,故方程组有唯一解,可解得定位过程中的未知量。

$$A = (R^T R)^{-1} R^T Y \quad (36)$$

函数选取是指通过机理分析和数形结合等方法,确定 y 与 x 之间的关系,选择恰当的 $r_1(x), \dots, r_m(x)$ 。

在定位场景中,系数常由接收机的三维坐标以及接收机钟差构成,而函数通常由位置信息观测量、卫星三

维坐标、载波频率及某些固定系数构成。

4.2.2 卡尔曼滤波

卡尔曼滤波(Kalman Filter, KF)是一种高效率的自回归滤波器,它能够利用一组不完全及包含噪声的时间序列估计动态系统的状态。该算法的基本思路是:根据各测量量在不同时间下的值,考虑各时间下的联合分布,再产生对未知变数的估计。卡尔曼滤波算法可以进行迭代计算,计算效率高,能够对即时数据进行实时更新和处理,在实时问题和嵌入式系统中具有较高的应用价值。此外,卡尔曼滤波算法无须保留大量的历史数据,仅需目前的输入测量值、前一状态量以及不确定性矩阵即可进行滤波,在处理大数据时具有显著优势。卡尔曼滤波的算法程序有预测和更新两个步骤。

(1) 预测:产生有关目前状态的估计,其中包括不确定性。

(2) 更新:当观察到下一个测量值时,通过加权平均来修正估计值。权值由确定性决定,确定性越高的测量值,对应的权值越大。

传统的卡尔曼滤波仅可在线性系统中使用,在导航定位等非线性系统中表现较差。因此各国学者在其基础上发展了一些扩展的卡尔曼滤波,如容积卡尔曼滤波(Cubature Kalman Filter, CKF)和无迹卡尔曼滤波(Unscented Kalman Filter, UKF)。容积卡尔曼滤波是目前最接近贝叶斯滤波的近似算法,它通过球面径向容积准则来近似状态的后验均值和协方差,保证在理论上以三阶多项式逼近非线性高斯状态的后验均值和方差^[26];同时,以计算并传播容积点的方式来代替雅克比矩阵的求解,也降低了算法的计算复杂度。目前,CKF被广泛应用在目标跟踪、导航定位等领域。具体步骤如下。

首先,假设离散非线性系统为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k &= f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}) + \mathbf{w}_{k-1} \\ \mathbf{y}_k &= g(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{v}_k \end{aligned} \quad (37)$$

其中, $\mathbf{x}_k$ 表示状态向量,在定位场景中常由接收机的三维坐标和接收机钟差构成, $\mathbf{u}_k$ 表示系统输入量, $\mathbf{w}_k$ 表示过程噪声, $\mathbf{y}_k$ 表示测量向量,常指接收机获得的位置信息观测量, $\mathbf{v}_k$ 表示测量噪声。与传统卡尔曼滤波一致,CKF主要包括预测(时间更新)和更新(测量更新)2个步骤。

(1) 预测

① 初始化。初始化状态向量 $\mathbf{x}_k$ 、误差协方差矩阵 $\mathbf{Q}$ 和噪声协方差矩阵 $\mathbf{R}$ 。

② 计算容积点。

$$P_{k|k} = S_k S_k^T \quad (38)$$

$$\mathbf{x}_{k|k}^i = S_k \boldsymbol{\zeta}_i + \hat{\mathbf{x}}_{k|k} \quad (39)$$

其中, $\boldsymbol{\zeta}_i = \sqrt{n} [1]$, 表示容积点集, $i = 1, 2, \dots, 2n$; $P_{k|k}$ 表示 k 时刻的状态, S_k 表示 $P_{k|k}$ 对进行 Cholesky 分解得到的矩阵。

③传播容积点。

$$\mathbf{x}_{k+1|k}^i = f(\mathbf{x}_{k|k}^i, \mathbf{u}_k) \quad (40)$$

④计算状态量预测值以及误差的协方差的预测值。

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \mathbf{x}_{k+1|k}^i \quad (41)$$

$$P_{k+1|k} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \mathbf{x}_{k+1|k}^i (\mathbf{x}_{k+1|k}^i)^T - \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} (\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k})^T + \mathbf{Q} \quad (42)$$

(2) 更新

①再次计算容积点、传播容积点。

$$P_{k+1|k} = S_{k+1} S_{k+1}^T \quad (43)$$

$$\mathbf{x}_{k+1|k}^i = S_{k+1} \boldsymbol{\zeta}_i + \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} \quad (44)$$

$$\mathbf{y}_{k+1|k}^i = g(\mathbf{x}_{k+1|k}^i, \mathbf{u}_{k+1}) \quad (45)$$

其中, $i = 1, 2, \dots, 2n$ 。

②计算测量预测值、测量误差的协方差和互协方差。

$$\hat{\mathbf{y}}_{k+1|k} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \mathbf{y}_{k+1|k}^i \quad (46)$$

$$P_{k+1}^y = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \mathbf{y}_{k+1|k}^i (\mathbf{y}_{k+1|k}^i)^T - \hat{\mathbf{y}}_{k+1|k} (\hat{\mathbf{y}}_{k+1|k})^T + \mathbf{R} \quad (47)$$

$$P_{k+1}^{xy} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \mathbf{x}_{k+1|k}^i (\mathbf{y}_{k+1|k}^i)^T - \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} (\hat{\mathbf{y}}_{k+1|k})^T \quad (48)$$

③计算卡尔曼增益并更新状态量和对应的误差的协方差。

$$\mathbf{K}_{k+1} = P_{k+1}^{xy} (P_{k+1}^y)^{-1} \quad (49)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k+1} = \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} + \mathbf{K}_{k+1} (\mathbf{y}_{k+1|k} - \hat{\mathbf{y}}_{k+1|k}) \quad (50)$$

$$P_{k+1|k+1} = P_{k+1|k} - \mathbf{K}_{k+1} P_{k+1}^y \mathbf{K}_{k+1}^T \quad (51)$$

5 仿真分析

本节将对第4.1节中提到的3种定位方法进行仿真, 并将收敛时间、定位精度作为评价指标衡量3种方法的定位效果。为保证实验结果的公平性, 本次仿真除观测量外, 其余条件均相同, 具体仿真参数见表4。实验场景如下: 定位星座为 Walker 星座, 由 STK 平台根据表4给出的星座参数仿真得到, 并通过 STK 内置报告导出卫星星历, 再利用 MATLAB 平台根据星历采用 SGP4 轨道模型生成仿真时间段内的卫星轨道信息, 接收机保持静止, 三维坐标为 [1 330 112.002 329 87, 5 344 431.753 367 85, 3 281 355.347 613 06], 多普勒频移、伪距以及载波相位观测量由式(9)、式(16)、式(18)以及对应时刻卫星与接收机的位置信息生成。为体现多径效应、对流层误差和电离层误差的干扰, 在所有观测量真值的基础上引入等效噪声, 并分别利用引入噪声前后的观测量进行定位解算, 对比引入噪声前后的定位精度, 采用基于 Levenberg-Marquardt (LM) 的最小二乘法进行位置解算, 仿真时间为 50 s。

利用多普勒频移进行定位的仿真结果如图4所示, 图4(a)表示分别利用引入噪声前后的多普勒观测量进行定位的三维均方根误差, 图4(b)中图线表示定位结果在各坐标轴方向的误差。在 50 s 仿真过程中, 利用引入噪声的多普勒观测量进行定位的误差均值为 469.50 m, 多数情况下定位误差保持在 1 200 m 以内, 最大定位误差

表4 仿真参数

符号	变量名称	类别/数值	单位
θ	卫星轨道倾角	86.4	°
P	卫星轨道个数	6	个
N	每条轨道卫星数量	11	颗
dt	采样时间	0.01	s
dtr	接收机钟差	10^{-6}	s
f_{carry}	载波频率	1 575.42	MHz
c	光速	3×10^8	m/s
Pos	接收机位置初值	[0,0,0]	m
RealPos	接收机真实位置	[1330112.00232987, 5344431.75336785, 3281355.34761306]	m
N_d	多普勒观测量误差	均值为0, 标准差为3	Hz
N_l	伪距/载波相位观测量误差	均值为5, 标准差为3	m

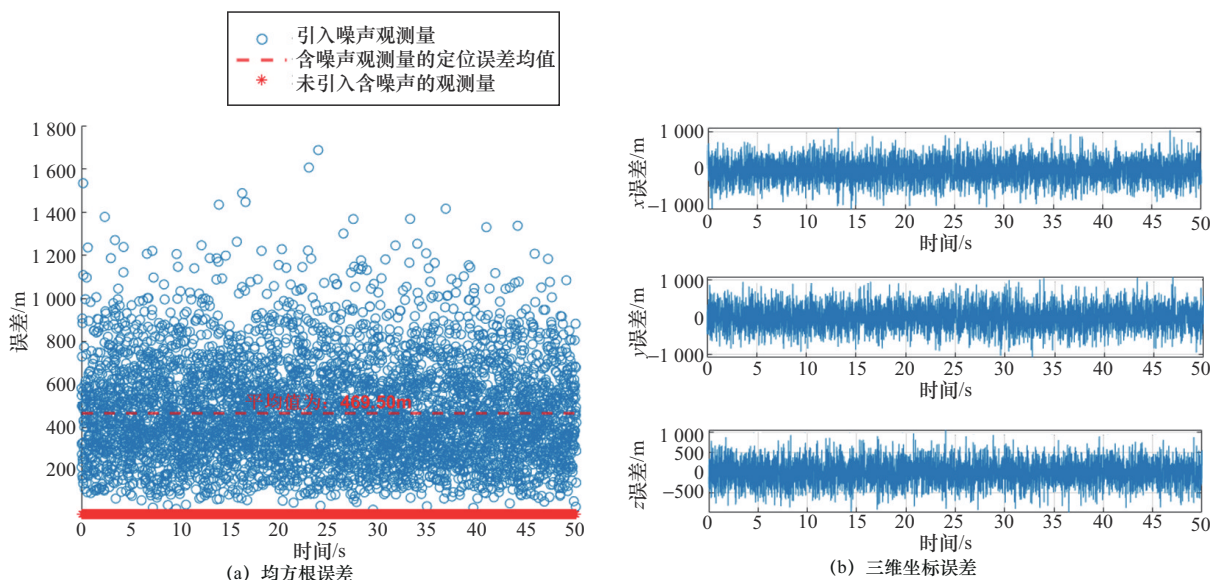


图 4 多普勒定位结果

小于 1 800 m, 利用未引入噪声的多普勒观测量进行定位的误差小于 5 m。

利用伪距进行定位的仿真结果如图 5 所示, 图 5 (a) 表示分别利用引入噪声前后的伪距观测量进行定位的三维均方根误差, 图 5 (b) 中图线表示定位结果在各坐标轴方向的误差。在 50 s 仿真过程中, 利用引入噪声的伪距观测量进行定位的误差均值为 18.25 m, 多数情况下定位误差保持在 70 m 以内, 最大定位误差小于 80 m, 利用未引入噪声的伪距观测量进行定位的误差小于 5 m。

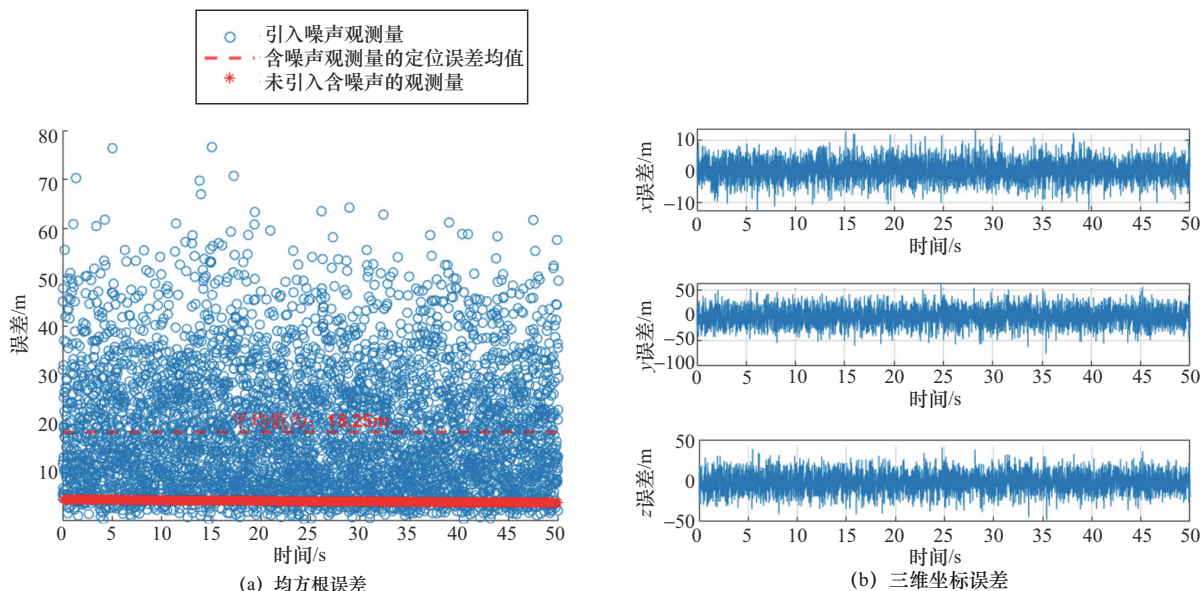


图 5 伪距定位结果

利用载波相位进行定位的仿真结果如图 6 所示, 图 6 (a) 表示分别利用引入噪声前后的载波相位观测量进行定位的三维均方根误差, 图 6 (b) 中图线表示定位结果在各坐标轴方向的误差。在 50 s 仿真过程中, 利用引入噪声的载波相位观测量进行定位的误差均值为 17.52 m, 多数情况下定位误差保持在 70 m 以内, 利用未引入噪声的载波相位观测量进行定位的误差小于 5 m。

仿真结果表明: 在不考虑电离层时延、对流层时延以及卫星钟差, 仅加入接收机钟差的同等环境中, 定位精度由高到低依次为载波相位定位、伪距定位和

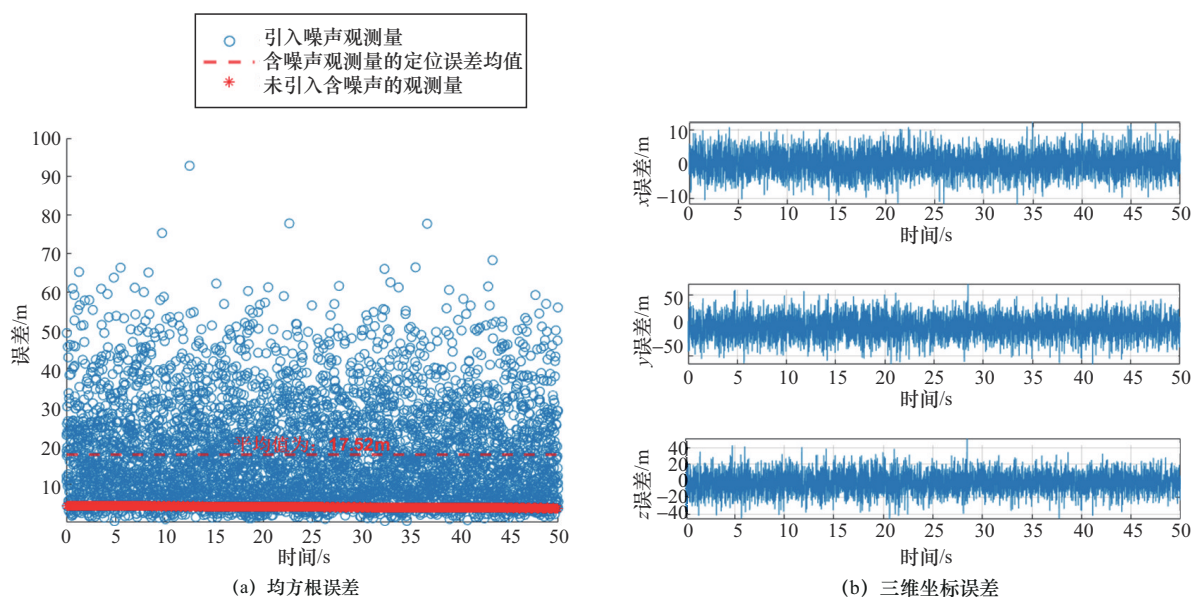


图6 载波相位定位结果

多普勒定位。在多普勒定位场景中，当观测量引入了均值为0，标准差为3 Hz的等效噪声时，定位误差显著增大，恶化程度较高，而在伪距、载波相位定位场景中，当观测量引入了均值为5 m，标准差为3 m的等效噪声后，定位误差增幅较小，恶化程度较低，这证明了观测误差在多普勒定位中对定位精度的影响要高于伪距定位和载波相位定位，多普勒定位更易受到环境因素的干扰。

6 未来发展趋势

6.1 多星座联合定位技术与一体化接收终端

由于目前低轨卫星机会信号体制及频率多样，现有的定位方法多数只选择来自同一星座的卫星进行定位，导致可用卫星数量受限，定位精度不高^[27]。随着天线技术和信号捕获跟踪技术的发展，未来有望研制出兼容多种机会信号的接收终端，低轨卫星机会信号定位将不再局限于单一星座，而是对来自多个星座的机会信号进行接收。多星座联合定位不仅能增加可用卫星数量，提高定位精度^[28]，还能大幅提升低轨卫星机会信号定位的鲁棒性。

6.2 基于低轨卫星业务信号的定位技术

由于低轨卫星机会信号的结构部分未知，各国学者在开展相关研究时多将低轨卫星的下行导频信号作为信号源，对低轨卫星业务信号的研究较少，目前暂无将低轨卫星机会信号中的业务信号作为信号源的定位。其原因是业务信号多采用QPSK调制方式和OFDM技术，信号子载波带宽较小，多普勒频移和伪距等观测量的提取

较为困难。针对这一问题，参考文献[29]对频率为10.7~12.7 GHz的星链下行信号进行了盲识别，并提取了可用于生成伪距观测量的信号同步序列的精确值。这一发现证明了利用低轨卫星业务信号进行定位的可行性，进一步拓宽了低轨卫星机会信号定位的应用场景。

6.3 手机直连卫星的机会信号定位技术

目前低轨卫星机会信号定位主要依赖体积较大的相控阵天线，特别是面向星链卫星Ku频段的相控阵天线，导致低轨卫星机会信号接收终端重量与功耗大，携带困难，装载环境有限，一方面，随着时频同步、随机接入、功率控制、波束规划与调度等手机直连低轨卫星技术的发展，出现了以Starlink V2、AST SpaceMobile、Lynk Global、Omnispace等为代表的一系列手机直连卫星商业项目，未来有望通过手机直连低轨卫星，实现全球范围内的通信和互联网接入^[30]。另一方面，随着光学和微机电系统技术的发展，未来低功率、小体积的芯片级原子钟能够为低轨卫星提供高精度的时间基准^[31]。若将针对低轨卫星机会信号的定位算法集成到芯片内，则搭载了此类芯片的手机即可利用低轨通信卫星信号进行定位。手机直连卫星的机会信号定位将逐渐向着小型化、轻量化、集成化和芯片化的方向发展。轻量级手持接收终端的发展不仅能够作为GNSS的有效补充，进一步扩大定位服务的覆盖范围，还将在军事作战、智慧金融、应急救援、资源勘探等领域发挥重要作用。

7 结束语

低轨卫星机会信号导航定位具有诸多先天优势,但在实际应用中,仍存在信号先验信息缺失、可用卫星数量有限等问题,通过设计与机会信号匹配的接收机,能够对现有 GNSS 进行有效补充,或在 GNSS 拒止环境下作为备份导航。本文详细阐释了现有低轨卫星星座的部署情况和信号特征、机会信号接收机的信号处理方法以及定位解算方法,并在相同背景下对多普勒定位和测码伪距定位进行了仿真对比分析,证实了载波相位定位在定位精度上的优越性以及伪距定位在收敛速度上的优越性,最后探讨了低轨卫星机会信号定位技术的未来发展趋势,给出了启发性思路。

参考文献

- [1] 赵亚飞, 闫冰, 孙耀华, 等. 低轨星座通导一体化: 现状、机遇和挑战[J]. 电信科学, 2023, 39(5): 90-100.
ZHAO Y F, YAN B, SUN Y H, et al. Communication and navigation integration for LEO constellations: status, opportunities, and challenges[J]. Telecommunications Science, 2023, 39(5): 90-100.
- [2] NEINAVAIE M, KHALIFE J, KASSAS Z M. Acquisition, Doppler tracking, and positioning with Starlink LEO satellites: first results[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2022, 58(3): 2606-2610.
- [3] 刘涵, 方胜良, 范有臣, 等. 机会信号导航综述[J]. 兵器装备工程学报, 2022, 43(7): 78-86.
LIU H, FANG S L, FAN Y C, et al. Review of navigation via signals of opportunity[J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2022, 43(7): 78-86.
- [4] 张世杰, 赵祥天, 赵亚飞, 等. 星地融合网络: 一体化模式、用频与应用展望[J]. 无线电通信技术, 2023, 49(5): 775-787.
ZHANG S J, ZHAO X T, ZHAO Y F, et al. Integrated satellite-terrestrial networks: integrated mode, frequency usage and application prospects[J]. Radio Communications Technology, 2023, 49(5): 775-787.
- [5] 秦红磊, 张宇, 师广婷, 等. 基于全球星机会信号的多普勒定位技术[J/OL]. 北京航空航天大学学报, [2024-06-24].
QIN H L, ZHANG Y, SHI G T, et al. Doppler positioning technology based on global satellite opportunity signal [J/OL]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, [2024-06-24].
- [6] 陶孝锋, 李雄飞, 翟继强, 等. Orbcmm 星座卫星系统发展历程及其最新动态研究[J]. 空间电子技术, 2015, 12(2): 29-36.
TAO X F, LI X F, ZHAI J Q, et al. The research of orbcmm constellations about its development and new dynamic[J]. Space Electronic Technology, 2015, 12(2): 29-36.
- [7] 刘洋, 魏锋, 崔树成, 等. 低轨道卫星通信与物联网应用研究[J]. 物联网学报, 2019, 3(4): 101-108.
LIU Y, WEI F, CUI S C, et al. Research on the application of LEO satellite communication and Internet of Things[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2019, 3(4): 101-108.
- [8] 沈利荣, 毛嘉, 刘智惟, 等. 面向飞行器自主导航的铱星/星链星座覆盖性及可见性分析[J]. 宇航总体技术, 2024, 8(1): 48-57.
SHEN L R, MAO J, LIU Z W, et al. Coverage and visibility analysis of iridium and Starlink Constellations for autonomous navigation of aircraft[J]. Astronautical Systems Engineering Technology, 2024, 8(1): 48-57.
- [9] 王迪, 杨广华, 秘倩, 等. 大型低轨星座覆盖能力评估研究[J]. 中国电子科学研究院学报, 2023, 18(8): 761-769.
WANG D, YANG G H, BEI Q, et al. Research on coverage capability evaluation of large LEO constellation[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2023, 18(8): 761-769.
- [10] 王学宇, 武坦然. OneWeb 低轨道卫星系统及其军事应用分析[J]. 航天电子对抗, 2022, 38(4): 59-64.
WANG X Y, WU T R. Analysis on OneWeb LEO satellite system and its military application[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2022, 38(4): 59-64.
- [11] 秦红磊, 李志强, 赵超. Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位技术[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1845-1853.
QIN H L, LI Z Q, ZHAO C. Fusion positioning based on Iridium/ORBCOMM signals of opportunity[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1845-1853.
- [12] 方一鸣, 赵祥天, 赵亚飞, 等. 低轨卫星信号捕获与跟踪技术综述[J]. 无线电通信技术, 2023, 49(5): 816-825.
FANG Y M, ZHAO X T, ZHAO Y F, et al. A survey on low earth orbit satellite signal acquisition and tracking technology[J]. Radio Communications Technology, 2023, 49(5): 816-825.
- [13] 赵星. 高动态低信噪比下信号接收机捕获算法研究[J]. 数字通信世界, 2024(5): 43-44.
ZHAO X. Research on signal receiver acquisition algorithm under high dynamic and low signal-to-noise ratio[J]. Digital Communication World, 2024(5): 43-44.
- [14] 袁祎平, 易建新, 万显荣, 等. 基于星链信标信号的多普勒定位方法与实验[J]. 系统工程与电子技术, 2024, 46(8): 2535-2545.
YUAN Y P, YI J X, WAN X R, et al. Doppler positioning method and experiment based on Starlink beacon signal[J]. Systems Engineering and Electronics, 2024, 46(8): 2535-2545.
- [15] 周舒涵, 陈明剑, 景鑫, 等. 低轨通信卫星多普勒定位性能分析[J]. 天文学报, 2023, 64(2): 115-125.

- ZHOU S H, CHEN M J, JING X, et al. Doppler positioning performance analysis of LEO communication satellites[J]. *Acta Astronomica Sinica*, 2023, 64(2): 115-125.
- [16] 秦红磊, 张宇. 星链机会信号定位方法[J]. *导航定位学报*, 2023, 11(1): 67-73.
- QIN H L, ZHANG Y. Positioning technology based on Starlink signal of opportunity[J]. *Journal of Navigation and Positioning*, 2023, 11(1): 67-73.
- [17] 秦红磊, 谭滋中, 丛丽, 等. 基于铱星机会信号的定位技术[J]. *北京航空航天大学学报*, 2019, 45(9): 1691-1699.
- QIN H L, TAN Z Z, CONG L, et al. Positioning technology based on IRIDIUM signals of opportunity[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2019, 45(9): 1691-1699.
- [18] 秦红磊, 谭滋中, 丛丽, 等. 基于 ORBCOMM 卫星机会信号的定位技术[J]. *北京航空航天大学学报*, 2020, 46(11): 1999-2006.
- QIN H L, TAN Z Z, CONG L, et al. Positioning technology based on ORBCOMM satellite opportunity signal[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2020, 46(11): 1999-2006.
- [19] 秦红磊, 武宁, 赵超. 基于视向矢量修正的铱星机会信号多普勒差分定位技术[J]. *北京航空航天大学学报*, 2024, 50(3): 748-756.
- QIN H L, WU N, ZHAO C. Differential positioning with Doppler measurements from Iridium satellite signals of opportunity based on lines of sight correction[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2024, 50(3): 748-756.
- [20] KHALIFE J J, KASSAS Z M. Receiver design for Doppler positioning with Leo satellites[C]//*Proceedings of the ICASSP 2019 - 2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*. Piscataway: IEEE Press, 2019: 5506-5510.
- [21] KOZHAYA S, KANJ H, KASSAS Z M. Multi-constellation blind beacon estimation, Doppler tracking, and opportunistic positioning with OneWeb, Starlink, Iridium NEXT, and orbcomm LEO satellites[C]//*Proceedings of the 2023 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS)*. Piscataway: IEEE Press, 2023: 1184-1195.
- [22] WANG D Y, QIN H L, HUANG Z G. Doppler positioning of LEO satellites based on orbit error compensation and weighting[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2023, 72: 5502911.
- [23] 马涛. 光纤捷联惯导及其卫星深组合导航算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2013.
- MA T. Research on optical fiber strapdown inertial navigation system and its satellite deep integrated navigation algorithm[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2013.
- [24] 王新钟. 北斗导航载波相位差分定位技术分析[J]. *电子测试*, 2021(22): 84-86.
- WANG X Z. Analysis of BeiDou navigation carrier phase differential positioning technology[J]. *Electronic Test*, 2021(22): 84-86.
- [25] KHALIFE J, NEINAVAIE M, KASSAS Z M. The first carrier phase tracking and positioning results with Starlink LEO satellite signals[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, 58(2): 1487-1491.
- [26] 刘涵, 方胜良, 储飞黄, 等. 基于改进的 CKF 低轨卫星多普勒定位解算[J]. *信息对抗技术*, 2023(2): 20-27.
- LIU H, FANG S L, CHU F H, et al. Doppler positioning solution for low earth orbit satellites based on improved CKF[J]. *Information Countermeasure Technology*, 2023(2): 20-27.
- [27] PROL F S, FERRE R M, SALEEM Z, et al. Position, navigation, and timing (PNT) through low earth orbit (LEO) satellites: a survey on current status, challenges, and opportunities[J]. *IEEE Access*, 2022, 10: 83971-84002.
- [28] KASSAS Z M, KOZHAYA S, KANJ H, et al. Navigation with multi-constellation LEO satellite signals of opportunity: Starlink, OneWeb, orbcomm, and iridium[C]//*Proceedings of the 2023 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS)*. Piscataway: IEEE Press, 2023: 338-343.
- [29] HUMPHREYS T E, IANNUCCI P A, KOMODROMOS Z M, et al. Signal structure of the Starlink ku-band downlink[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2023, 59(5): 6016-6030.
- [30] 孙耀华, 彭木根. 面向手机直连的低轨卫星通信: 关键技术、发展现状与未来展望[J]. *电信科学*, 2023, 39(2): 25-36.
- SUN Y H, PENG M G. Low earth orbit satellite communication supporting direct connection with mobile phones: key technologies, recent progress and future directions[J]. *Telecommunications Science*, 2023, 39(2): 25-36.
- [31] 孙耀华, 许宏涛, 彭木根. 手机直连低轨卫星通信: 架构、关键技术和未来展望[J]. *移动通信*, 2024, 48(1): 103-110.
- SUN Y H, XU H T, PENG M G. Direct-to-mobile low earth orbit satellite communication: architecture, key technologies, and future perspective[J]. *Mobile Communications*, 2024, 48(1): 103-110.

[作者简介]



张艺超 (2000—), 女, 北京邮电大学硕士生, 主要研究方向为低轨卫星导航定位、通导一体化等。



赵祥天（1992-），男，博士，北京邮电大学博士后，主要研究方向为通导一体化、空间非合作目标协同感知等。



江城（1982-），男，博士，北京邮电大学研究员，主要研究方向为无线电导航、通导一体化等。



赵亚飞（1987-），男，博士，北京邮电大学副研究员，博士生导师，主要研究方向为星地融合通信、低轨卫星通导一体化等。



张世杰（1979-），男，博士，北京邮电大学教授，博士生导师，主要研究方向为卫星互联网系统技术、网络化卫星系统技术等。



孙耀华（1992-），男，博士，北京邮电大学副教授，博士生导师，主要研究方向为低轨卫星通信与网络、无线算力网络。



彭木根（1978-），男，博士，北京邮电大学教授，博士生导师，主要研究方向为空间信息通信、通感算一体化、雾无线接入网络等。