

基于多普勒频移的低轨卫星终端定位技术

魏 帆^{1,2,3}, 王继康^{1,2,3}, 赵玉妍^{1,2,3}, 廖玉成^{1,2,3}

(1.上海卫星互联网研究院有限公司, 上海 201306;

2.上海市卫星互联网重点实验室, 上海 201306;

3.卫星互联网全国重点实验室, 上海 201306)

摘 要: 通信、导航、遥感一体化是未来低轨卫星互联网实现泛在天基综合信息服务的演进方向。首先, 为了拓展现有通信星座功能, 设计一种多星联合定位方案, 利用通信信号携带的多普勒频移信息, 实现目标终端的地理位置信息获取。其次, 提出一种多普勒频移实际估计算法, 可以解决低轨卫星多普勒频移超出 OFDM 子载波间隔的问题。最后, 通过链路级仿真验证所提方案对目标终端的定位性能。

关键词: 低轨卫星网络; 通信导航融合; 多普勒频移定位

中图分类号: TP393

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2025016

Doppler Shift Based Low Earth Orbit Satellite Terminal Positioning Technology

WEI Fan^{1,2,3}, WANG Jikang^{1,2,3}, ZHAO Yuyan^{1,2,3}, LIAO Yucheng^{1,2,3}

1. Shanghai Satellite Network Research Institute Co., Ltd., Shanghai 201306, China

2. Shanghai Key Laboratory of Satellite Network, Shanghai 201306, China

3. State Key Laboratory of Satellite Network, Shanghai 201306, China

Abstract: The integration of communication, navigation and remote sensing is the evolutionary direction for future low earth orbit (LEO) satellite Internet to achieve ubiquitous integrated space-based information service. To expand the utilities of existing communication constellations, a multi-satellite joint positioning scheme has been designed, which utilizes the Doppler shift carried by communication signals to obtain the geographical location information for target terminals. Furthermore, a practical Doppler shift estimation algorithm has been proposed, which can address the issue of LEO satellite Doppler shift exceeding the subcarrier spacing of OFDM system. Finally, through link-level simulation, the positioning performance of the proposed scheme for target terminal has been validated.

Keywords: LEO satellite network, integration of communication and navigation, Doppler shift based positioning

0 引言

近年来, 随着微小卫星技术的不断发展, 通信与导航卫星在低地球轨道正逐步得到部署。相比传统中高轨道卫星, 低轨卫星网络具有覆盖范围广、传输时延低、节点密度高以及综合成本低等特性, 有望为下一代移动通信系统提供全球无缝连接的通信、导航、遥感等综合信息服务。与之相比, 现有网络中的通信、导航、遥感服务分属不同卫星星座, 单颗卫星仅具备其中一种功能,

卫星通导遥融合程度不高。针对上述问题, 研究利用低轨卫星网络的通信信号获取终端目标的位置信息, 突破导航定位服务对单一卫星网络的依赖。

与现有全球导航卫星系统 (Global Navigation Satellite System, GNSS) 相比, 基于低轨卫星的导航定位系统具有如下几个优势。

GNSS 卫星处于中地球轨道, 距地表约 2 万千米, 因此存在着信号传播损耗大、传播时延高的问题。与之相比, 低轨卫星网络信号传播损耗小, 接收时延低, 有利

于提升定位精度以及定位信息实时性。

基于GNSS的定位系统需要终端配备GNSS信号接收模块,增加了终端成本。此外,GNSS还存在冷启动的问题,即当GNSS接收机首次启动时,搜索卫星信号需要一段较长的时间。利用低轨卫星通信网络,通过复用通信信号实现终端目标的定位,可以避免上述问题。

基于低轨卫星的高频宽带系统,可以更加有效地对抗多径衰落,提升定位精度。此外,利用低轨卫星的高速通信网络,可以实现定位信息以及导航修正信息的快速分发,提升定位服务质量。

除了上述面向“通信辅助定位”的优势外,在通导融合网络中,还可利用定位信息实现定位辅助的低轨卫星通信。例如在物理层,通导融合网络获取的定位信息可以用来改善多普勒频移补偿并提升定时提前估计质量。在媒体访问控制(Medium Access Control, MAC)层,可以设计基于地理位置的资源(包括频谱、波束等资源)分配机制,减少用户间干扰。在网络层,则可实现基于地理位置的内容分发,为不同地区的用户提供定制化的内容服务。

基于现有5G新空口(New Ratio, NR)技术体制,本文研究面向低轨卫星通导融合网络的终端定位技术,利用OFDM通信信号所携带多普勒频移信息,实现对目标终端的定位。首先根据参考文献[1]所建立的低轨卫星多普勒频移模型,分析卫星角速率、终端最大仰角、最大仰角时刻等因素在不同时刻(或不同卫星轨道位置)下对多普勒频移的影响。通过对OFDM接收信号多普勒频移与多普勒速率的估计,可以预测终端相对卫星的最大仰角时刻。因此,利用最大仰角时刻低轨卫星与待定位终端间的相对位置,本文设计了一种双星以及多星联合定位方案,用以实现对目标终端地理位置信息的获取。

利用低轨卫星对目标终端进行定位已在参考文献[2-5]中得到了广泛的研究,其中参考文献[2]首先利用多普勒频移确定终端相对卫星的最短路径点(Point of Closest Approach, PCA),进而根据PCA计算终端位置的解析解。参考文献[3]则基于多普勒频移估计值的概率模型,利用马尔科夫链蒙特卡罗(Markov Chain Monte Carlo, MCMC)等统计学算法估计目标终端的位置。通过接收低轨卫星的机会信号,参考文献[4]研究了提取星链信标信号多普勒频移的若干方法,验证了基于星链信标信号的多普勒定位性能。与上述工作相比,本文设计的双星与多星联合定位方案可以解决参考文献[2]所提PCA定位方法中存在的镜像模糊问题。相比参考文献[2-3]基于概

率模型的多普勒频移估计以及参考文献[4]基于单载波线性调频信号的多普勒频移估计,本文针对NR系统中的OFDM通信信号,设计了低轨卫星多普勒频移的实际估计算法,可以较好地实现卫星导航与现有通信网络的融合。除了多普勒频移信息外,参考文献[5]还研究了利用不同卫星间的差分到达时间(Time Difference Of Arrival, TDOA)对终端实施定位的方法。对于TDOA的计算,需要多颗卫星间具有较为精确的时间同步。与之相比,本文提出的双星和多星联合定位方案在估计多普勒频移和对终端定位的过程中不需要卫星间的同步,因此降低了系统的实现复杂度。

1 系统模型

图1为基于低轨卫星网络的通导融合系统,其中低轨卫星作为信号发射源,采用OFDM下行信号对目标终端实施定位。在时刻 t ,卫星发送的下行OFDM信号可以写作

$$x(t) = \sum_{p=1}^{N_s} \sum_{k=1}^K d_{pk} \exp(j2\pi k \Delta f (t - t_p)) S(t - t_p) \quad (1)$$

其中, N_s 与 K 分别是一个时隙内所包含的OFDM符号个数与子载波个数, Δf 是载波间隔, d_{pk} 是第 p 个OFDM符号、第 k 个子载波上的发送数据符号, t_p 是符号 p 的起始时刻, $S(t)$ 是发送信号波形。上述基带信号通过射频调制向目标终端发送,经过无线信道 $h(t)$ 后的终端侧接收信号可以写作

$$y(t) = \exp(j2\pi f_d t) h(t, \tau) \otimes x(t - t_D) + n(t) \quad (2)$$

其中, $\otimes$ 是时域卷积符号, t_D 是下行信号传播时延, $n(t)$ 是接收端热噪声。

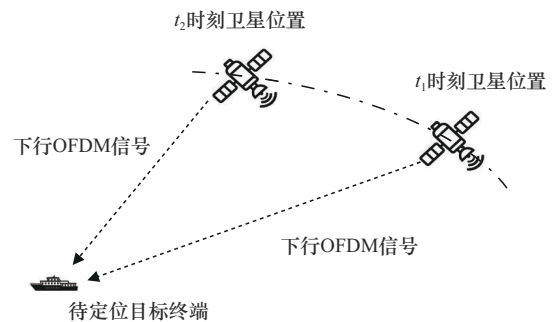


图1 基于低轨卫星网络的通导融合系统

针对低轨卫星多普勒频移 f_d 的建模,考虑如图2所示的地心地固(Earth Centered Earth Fixed, ECEF)坐标系,其中目标终端 T 位于地球表面,且在时刻 t 相对低轨卫星的仰角为 α_t 。假定卫星在时刻 t 向着接近终端的方向

运动,且在时刻 $t_{\max}$ 相对卫星有最大仰角 $\alpha_{\max}$ 。此时,记卫星星下点 M 与终端 T 间的地心夹角(即 $\angle TOM$)为 $\gamma_{\max}$,其与最大仰角 $\alpha_{\max}$ 间有如下关系

$$\cos(\alpha_{\max} + \gamma_{\max}) = \frac{r_E}{r} \cos \alpha_{\max} \quad (3)$$

其中, $r = r_E + h$, r_E 是地球半径, h 是卫星运行轨道高度。令 f_0 、 c 、 ω_F 分别为载波频率、光速以及卫星运行角速率,则在任一时刻 t ,低轨卫星相对终端 T 运动所产生的多普勒频移可以由下式描述

$$f_d(t) = -\frac{f_0}{c} \frac{r_E r \sin(\omega_F(t - t_{\max})) \cos \gamma_{\max} \cdot \omega_F}{\sqrt{r_E^2 + r^2 - 2r_E r \cos(\omega_F(t - t_{\max})) \cos \gamma_{\max}}} \quad (4)$$

其中, $\cos \gamma_{\max}$ 可以基于终端最大仰角 $\alpha_{\max}$,根据式(3)计算如下

$$\cos \gamma_{\max} = \cos(\arccos\left(\frac{r_E}{r} \cos \alpha_{\max}\right) - \alpha_{\max}) \quad (5)$$

基于上述建模可以分析卫星角速率、终端最大仰角、最大仰角时刻等因素在不同时刻(或不同卫星轨道位置下)对多普勒频移的影响。例如根据式(4)的计算,低轨卫星的多普勒频移随卫星角速率线性增加。此外,从式(4)可知,当卫星运行至相对终端最大仰角位置 S' (即最大仰角时刻 $t = t_{\max}$),由卫星运动所带来的多普勒频移为零。这是由于在最大仰角位置 S' ,卫星投影到斜距 $S'T$ 上的径向速度矢量为零,从而相对终端 T 不产生多普勒频移。

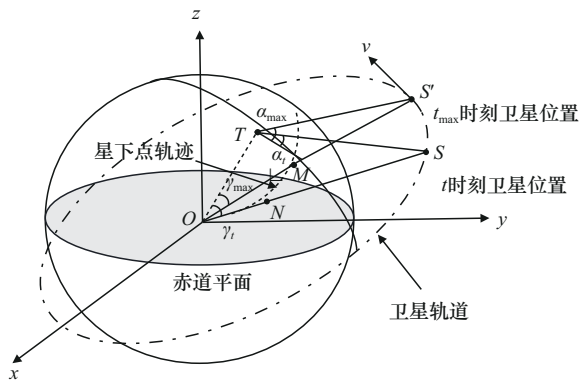


图2 ECEF坐标系下的低轨卫星系统

2 基于多普勒频移的低轨卫星终端定位方案

2.1 基于多普勒频移的终端定位原理

根据上述建模,当已知卫星角速率、终端最大仰角、最大仰角时刻等参量时,可以计算在不同时刻下的低轨

卫星多普勒频移 $f_d(t)$ 。反之,通过测量多普勒频移 $f_d(t)$,可以辅助低轨卫星与目标终端间相对位置的确定。例如,根据式(4)所给出 $f_d(t)$ 的解析式,在时刻 $t_{\max}$,当终端仰角 $\alpha_{\max}$ 最大时,低轨卫星相对终端 T 的多普勒频移为零。也即在最大仰角时刻 $t_{\max}$,多普勒频移曲线存在一个过零点。当待定位终端 T 的位置信息未知时,可以基于接收信号中所携带的多普勒频移信息实现对最大仰角时刻 $t_{\max}$ (即多普勒频移曲线过零点)的预测,具体方法如下。令 $\beta(t) = f_d(t)/f_0$, $\beta'(t) = \partial \beta(t) / \partial t$ 分别为在时刻 t 的归一化多普勒频移与归一化多普勒速率(即多普勒频移随时间的变化速率)。对于任意两个时刻 t_1 和 t_2 ,当终端根据接收信号估计出归一化多普勒频移 $\beta(t_1)$ 、 $\beta(t_2)$ 与归一化多普勒速率 $\beta'(t_1)$ 、 $\beta'(t_2)$ 时,令 $\Delta t = t_2 - t_1$,则最大仰角时刻 $t_{\max}$ 可以计算为

$$t_{\max} = t_1 - \theta_1 / \omega_F \quad (6)$$

其中,有参量

$$\theta_1 = \arctan \left(\frac{1 + K_2 \sin(\omega_F \Delta t) - K_3 \cos(\omega_F \Delta t)}{K_1 - K_2 \cos(\omega_F \Delta t) - K_3 \sin(\omega_F \Delta t)} \right) \quad (7)$$

和参量

$$K_1 = \frac{\beta'(t_1)}{\omega_F \beta(t_1)}, K_2 = \frac{\beta^2(t_1) \beta'(t_2)}{\omega_F \beta^3(t_2)}, K_3 = \left(\frac{\beta(t_1)}{\beta(t_2)} \right)^2 \quad (8)$$

上述计算表明,通过确定多普勒频移曲线在任意两个时刻的幅值(即归一化多普勒频移)与斜率(即归一化多普勒速率),即可预测其过零点时刻 $t_{\max}$ 。当已知时刻 $t_{\max}$ 时,根据星历信息可以获知低轨卫星的轨道位置 S' 及其星下点位置 M 。注意到对于最大仰角时刻 $t_{\max}$ 所对应的轨道位置 S' ,除了多普勒频移为零外,卫星相对终端的斜距 $S'T$ 也最小,进而其在地球表面的投影 MT 也最小并且垂直于卫星运动的星下点轨迹(这里假定卫星轨道倾角大于待定位终端的纬度),如图2所示。从而,当预测出了最大仰角时刻 $t_{\max}$ 后,即可得知待定位终端 T 位于星下点 M 处的两侧,其与点 M 的连线垂直于卫星运动的星下点轨迹。

为了消除终端位置 T 相对点 M 的镜像模糊,可以考虑两颗低轨卫星同时对终端 T 进行定位,如图3所示。两颗卫星通过分别测量多普勒频移及多普勒速率,预测各自相对终端最大仰角时刻 $t_{\max}$ 和 $t'_{\max}$,进而通过星历信息获知星下点 M 和 M' 。此时,通过取过点 M 和 M' 且垂直于各自星下点轨迹的垂线,其交点即为待定位终端的位置,如图3所示。

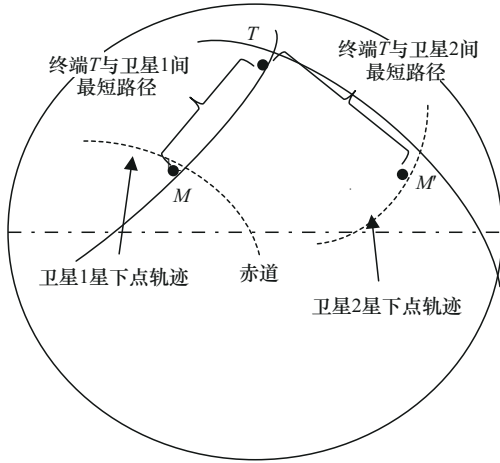


图3 基于两颗低轨卫星的终端定位系统俯视图

在 ECEF 坐标系中, 当估计出两颗卫星的最大仰角时刻 $t_{\max}$ 和 $t'_{\max}$ 后, 令 $\mathbf{s}_i = [x_i, y_i, z_i]^T$, $\mathbf{v}_i = [v_i^x, v_i^y, v_i^z]^T$, $i \in \{1, 2\}$ 分别为卫星 1 与卫星 2 在对应时刻通过星历信息获取的轨道位置矢量与速度矢量, 则其与待定位终端位置 $\Phi_T = [x_T, y_T, z_T]^T$ 间满足如下关系

$$x_T x_i + y_T y_i + z_T z_i = \sqrt{(x_T^2 + y_T^2 + z_T^2)(x_i^2 + y_i^2 + z_i^2)} \cdot \cos \gamma_{\max}^i, i = 1, 2 \quad (9)$$

$$v_i^x(x_i - x_T) + v_i^y(y_i - y_T) + v_i^z(z_i - z_T) = 0, i = 1, 2 \quad (10)$$

其中, 式(9)是根据图2中向量 $\overrightarrow{OS}$ 与 $\overrightarrow{OT}$ 间的夹角公式。对于 $\cos \gamma_{\max}^i$, 可以在得到不同时刻下多普勒频移 $f_d(t)$ 的测量值以及对 $t_{\max}$ 的估计后, 根据式(4)计算得出。式(10)则是由于切向速度矢量 $\mathbf{v}_i$ 垂直于向量 $\overrightarrow{TS}$ 。

为了求解上述方程, 考虑极坐标系下的终端坐标

$$\begin{aligned} x_T &= r_N \cos \varphi \cos \lambda, y_T = r_N \cos \varphi \sin \lambda, \\ z_T &= r_N (1 - e^2) \sin \varphi \end{aligned} \quad (11)$$

其中, r_N 是地球法向半径^[6], φ 和 λ 分别为待定位终端的纬度和经度, $e \approx 0.081\ 819\ 19$ 是地球椭球面离心率。将其代入式(9)与式(10), 可以分别得到

$$\begin{aligned} x_i \cos \lambda + y_i \sin \lambda + z_i (1 - e^2) \tan \varphi \\ = k_i \sqrt{1 + (1 - e^2)^2 \tan^2 \varphi}, i = 1, 2 \end{aligned} \quad (12)$$

$$v_i^x \cos \lambda + v_i^y \sin \lambda + v_i^z (1 - e^2) \tan \varphi = p_i, i = 1, 2 \quad (13)$$

其中, $k_i = \sqrt{(x_i^2 + y_i^2 + z_i^2)} \cdot \cos \gamma_{\max}^i$, $p_i = v_i^x x_i + v_i^y y_i + v_i^z z_i$ 。将式(12)中 $i = 1, 2$ 的两种情况相除可以得到

$$\frac{x_1 \cos \lambda + y_1 \sin \lambda + z_1 (1 - e^2) \tan \varphi}{x_2 \cos \lambda + y_2 \sin \lambda + z_2 (1 - e^2) \tan \varphi} = \frac{k_1}{k_2} = C_a \quad (14)$$

类似地, 对式(13)有

$$\frac{v_1^x \cos \lambda + v_1^y \sin \lambda + v_1^z (1 - e^2) \tan \varphi}{v_2^x \cos \lambda + v_2^y \sin \lambda + v_2^z (1 - e^2) \tan \varphi} = \frac{p_1}{p_2} = C_b \quad (15)$$

将上式化简可以得到

$$\underbrace{(x_1 - x_2 C_a)}_{k_x^a} \cos \lambda + \underbrace{(y_1 - y_2 C_a)}_{k_y^a} \sin \lambda + \underbrace{(z_1 - z_2 C_a)}_{k_z^a} (1 - e^2) \tan \varphi = 0 \quad (16)$$

$$\underbrace{(v_1^x - v_2^x C_b)}_{k_x^b} \cos \lambda + \underbrace{(v_1^y - v_2^y C_b)}_{k_y^b} \sin \lambda + \underbrace{(v_1^z - v_2^z C_b)}_{k_z^b} (1 - e^2) \tan \varphi = 0 \quad (17)$$

通过求解式(16)和式(17), 可以得到

$$\cos \lambda = \frac{k_y^a k_z^b - k_y^b k_z^a}{\sqrt{(k_x^a k_z^b - k_x^b k_z^a)^2 + (k_y^a k_z^b - k_y^b k_z^a)^2}} \quad (18)$$

$$\tan \varphi = -\frac{k_x^a k_z^b \cos \lambda + k_y^a k_z^b \sqrt{1 - \cos^2 \lambda}}{k_z^a k_z^b} \quad (19)$$

进而最终确定待定位终端的经纬度。注意到对于求解上式得到的经纬度 λ 和 φ , $\lambda' = \lambda + \pi$ 和 $\varphi' = -\varphi$ 也满足式(18)和式(19), 这两组坐标关于地心中心对称。可以将以上两组解代入式(12)中, 通过判断等式两侧正负号的一致性消除坐标求解的不确定性。以下为基于多普勒频移的低轨卫星定位方案实施步骤, 与 TDOA 方法^[5]不同, 方案1中给出的定位流程不需要两颗卫星间的同步。

方案1: 基于多普勒频移的低轨卫星定位流程

步骤1 卫星1在时刻 t_1 与时刻 $t'_1 = t_1 + \Delta T$ 向待定位目标终端分别发送 OFDM 下行信号。终端根据接收信号估计 t_1 时刻与 t'_1 时刻的归一化多普勒频移 $\beta(t_1)$ 、 $\beta(t'_1)$ 。其中, 多普勒频移估计可以基于第2.2节所给出的算法。基于两个时刻所估计的多普勒频移, 计算归一化多普勒速率 $\beta'(t_1) = [\beta(t'_1) - \beta(t_1)] / \Delta T$ 。

步骤2 卫星1在时刻 t_2 与时刻 $t'_2 = t_2 + \Delta T$ 再次向待定位目标终端发送 OFDM 下行信号。终端根据接收信号估计 t_2 时刻与 t'_2 时刻的归一化多普勒频移 $\beta(t_2)$ 、 $\beta(t'_2)$ 。基于两个时刻所估计的多普勒频移, 计算归一化多普勒速率 $\beta'(t_2) = [\beta(t'_2) - \beta(t_2)] / \Delta T$ 。

步骤3 基于两个时刻下的所估计的多普勒频移与多普勒速率, 通过式(7)与式(8)计算参量 K_1 、 K_2 、 K_3 与 θ_1 , 进而确定卫星1相对待定位目标终端的最大仰角时刻 $t_{\max}^1$ 。

步骤4 利用最大仰角时刻 $t_{\max}^1$ 与所估计多普勒频移 $\beta(t_1)$, 根据式(4)确定卫星1的星下点 M_1 与待定位目标终端 T 间的夹角 $\gamma_{\max}^1$ 。

步骤5 对于卫星2, 重复步骤1到步骤4, 确定其相对待定位目标终端的最大仰角时刻 $t_{\max}^2$ 及星下点 M_2 与终

端 T 间的夹角 $\gamma_{t_{\max}}^2$ 。利用星历信息分别获取在时刻 $t_{\max}^1$ 与 $t_{\max}^2$ ，卫星 1 与卫星 2 的位置坐标矢量 $\mathbf{s}_1$ 、 $\mathbf{s}_2$ 以及速度矢量 $\mathbf{v}_1$ 、 $\mathbf{v}_2$ ，进而通过求解式(12)与式(13)确定待定位终端的位置。

2.2 低轨卫星多普勒频移与多普勒速率估计

在第 2.1 节给出的定位方案中，对最大仰角时刻 $t_{\max}$ 的估计需要利用低轨卫星在至少两个不同时刻下的多普勒频移。因此，实现上述方案的关键技术之一是设计针对低轨卫星场景下的多普勒频移估计算法。与现有场景下终端低速运动、晶振等因素所带来的频偏不同，低轨卫星高速运动所产生的多普勒频移最大可达几十 kHz，从而导致接收信号存在若干个载波的频点偏移。针对上述问题，考虑图 4 所示的多普勒频移估计算法框架，将低轨卫星高速运动所产生的多普勒频移分解为整数部分（即偏移的 OFDM 载波个数与载波带宽的乘积）与余数部分（即不超过一个载波带宽的多普勒频移）。

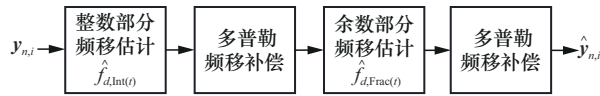


图 4 低轨卫星场景下的多普勒频移估计算法框架

对于整数部分的估计可以基于 FFT 类算法。首先考虑对式(2)给出的接收信号 $y(t)$ 进行采样，其第 p 个 OFDM 符号的矩阵形式可以写作

$$\mathbf{y}^p = \exp\left(\frac{j2\pi f_d(p-1)(N_{\text{FFT}}+L)}{\Delta f N_{\text{FFT}}}\right) \mathbf{E}_{N_{\text{FFT}}}(f_d) \mathbf{H} \mathbf{F}^H \mathbf{d}^p + \mathbf{n} \quad (20)$$

其中， L 是 OFDM 循环前缀长度， $\mathbf{E}_{N_{\text{FFT}}}(f_d) = \text{diag}[1, \exp(j2\pi f_d / (\Delta f N_{\text{FFT}})), \dots, \exp(j2\pi(N_{\text{FFT}}-1)f_d / (\Delta f N_{\text{FFT}}))]$ ， $\mathbf{H}$ 是由信道采样系数构成的循环移位矩阵， $\mathbf{F}^H$ 是 IFFT 矩阵，向量 $\mathbf{d}^p$ 包含了在第 p 个符号内的频域发送符号。

将一个时隙内的导频接收符号与本地生成的导频时域信号采样点进行相关，得到

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^p &= \mathbf{y}^p \odot (\mathbf{F}^H \mathbf{d}^p)^* \\ &\approx \exp\left(\frac{j2\pi f_d(p-1)(N_{\text{FFT}}+L)}{\Delta f N_{\text{FFT}}}\right) \left[1, \exp\left(\frac{j2\pi f_d}{\Delta f N_{\text{FFT}}}\right), \dots, \right. \\ &\quad \left. \exp\left(\frac{j2\pi(N_{\text{FFT}}-1)f_d}{\Delta f N_{\text{FFT}}}\right) \right]^T \end{aligned} \quad (21)$$

其中， $\odot$ 是向量点乘符号。将一个 OFDM 时隙内的数据符号置零并保留导频符号，则向量 $\mathbf{r} = [\mathbf{0} \dots \mathbf{r}^p \dots \mathbf{0}]^T$ 是一

个时隙内 N_s 个符号相关信号采样点的集合。对上述信号进行 FFT 变换 $\mathbf{g} = \mathbf{F} \mathbf{r}$ ，向量 $\mathbf{g}$ 的第 m 个元素可以写作

$$\begin{aligned} g_m &= \sum_{n \in \text{DMRSSet}} \exp\left(\frac{j2\pi n f_d}{\Delta f N_{\text{FFT}}}\right) \exp\left(-\frac{j2\pi n m}{\Delta f N_{\text{FFT}}}\right) = \\ &= \sum_{n \in \text{DMRSSet}} \exp\left(\frac{j2\pi n (f_d - m)}{\Delta f N_{\text{FFT}}}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

其中， $\text{DMRSSet} = \{0, 1, \dots, N_{\text{FFT}}-1\} + (p-1)(N_{\text{FFT}}+L)$ 。从式(22)可以看出，当 $f_d \approx m$ 时， g_m 最大。因此多普勒频移整数部分的估计可以通过下式得出

$$\hat{f}_{d,Int}(t) = \underset{m \in [1, \Delta f N_{\text{FFT}}]}{\text{argmax}} g_m \quad (23)$$

在得出整数部分频移估计并对接收信号进行补偿后，则可采用现有 OFDM 系统频偏估计算法（例如 CP 类算法^[7]、Kurtosis 算法^[8]、ESPRIT 算法^[9-10]等）得出余数部分 $\hat{f}_{d,Frac}(t)$ ，进而最终估计的多普勒频移为

$$\hat{f}_d(t) = \hat{f}_{d,Int}(t) + \hat{f}_{d,Frac}(t) \quad (24)$$

2.3 终端定位精度提升方案

根据第 2.1 节的讨论，当已知任意两个不同时刻的多普勒频移与多普勒速率时，可以计算感知定位终端的最大仰角时刻 $t_{\max}$ ，进而通过星历信息获得在此时刻下的卫星位置矢量 $\mathbf{s}$ 和速度矢量 $\mathbf{v}$ 。然而受到深空信道衰落、热噪声以及多普勒频移估计精度等因素的影响，通过接收信号估计所得的多普勒频移与实际值通常存在一定残差，从而使得根据式(6)计算的 $t_{\max}$ 偏离于实际值。当 $t_{\max}$ 偏离于实际值时，通过星历信息所获得的位置矢量 $\mathbf{s}$ 和速度矢量 $\mathbf{v}$ 无法满足式(9)和式(10)。因此，通过求解式(9)和式(10)所得的终端位置与实际终端位置间存在较大误差。对于上述问题，可以考虑如下几个定位精度提升方案。

定位精度提升方案 1：多普勒频移估计精度提升。为了进一步提升终端定位精度，一方面可以增加对多普勒频移的估计次数，另一方面还可基于非线性回归算法对实际多普勒频移进行拟合，消除上述残差。采用多项式回归算法，假定多普勒频移估计次数为 N （即终端接收 N 个 OFDM 下行发送信号），令 $\hat{\mathbf{f}}_d = [\hat{f}_d(t_1), \hat{f}_d(t_2), \dots, \hat{f}_d(t_N)]^T$ 为在 N 个时刻下估计的多普勒频移，任意时刻 t 的估计值建模为

$$\hat{f}_d(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots + a_{M-1} t^{M-1} + n(t) \quad (25)$$

其中， M 是多项式次数， $n(t)$ 是由深空信道衰落、热噪声以及算法精度所带来的频移估计残差。根据式(25)的建模，向量 $\hat{\mathbf{f}}_d$ 可以写作

$$\hat{\mathbf{f}}_d = \mathbf{H} \cdot \mathbf{a} + \mathbf{n}(t)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & t_1 & \cdots & (t_1)^{M-1} \\ 1 & t_2 & \cdots & (t_2)^{M-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & t_N & \cdots & (t_N)^{M-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_{M-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n(t_1) \\ n(t_2) \\ \vdots \\ n(t_N) \end{bmatrix} \quad (26)$$

采用最小二乘估计, 可以估计多项式系数

$$\mathbf{a} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \hat{\mathbf{f}}_d, \quad (27)$$

从而基于非线性回归拟合后的多普勒频移可以计算为

$$\tilde{\mathbf{f}}_d = \mathbf{H} \cdot (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \hat{\mathbf{f}}_d. \quad (28)$$

定位精度提升方案2: 基于迭代的参量更新。根据式(9)和式(10), 对感知终端位置 Φ_T 的求解依赖对参量 $t_{\max}$ 和 $\Gamma_{\max} = \cos \gamma_{\max}$ 估计的准确性。根据上文讨论, 受到深空信道衰落、热噪声以及多普勒频移估计精度等因素的影响, 通过式(6)和式(4)求出的解析解 $t_{\max}$ 和 $\Gamma_{\max}$ 与实际值间存在一定的偏差。为此, 将参量 $[t_{\max}, \Gamma_{\max}]^T$ 的解析解代入式(4)并定义代价函数 (代价函数中的多普勒频移估计 $\hat{\mathbf{f}}_d(t)$ 也可基于回归后的拟合值 $\tilde{\mathbf{f}}_d(t)$)

$$L(t_{\max}, \Gamma_{\max}) = \sum_{n=1}^N \|f_d(t_n, t_{\max}, \Gamma_{\max}) - \hat{\mathbf{f}}_d(t_n)\|^2 \quad (29)$$

通过最小化代价函数, 采用牛顿法以迭代的方式求取数值解, 最终逼近参量实际值。在第 k 次的迭代中, 更新参量可以计算如下

$$\begin{bmatrix} t_{\max} \\ \Gamma_{\max} \end{bmatrix}^{k+1} = \begin{bmatrix} t_{\max} \\ \Gamma_{\max} \end{bmatrix}^k - \mathbf{Hess}^{-1} \left(\begin{bmatrix} t_{\max} \\ \Gamma_{\max} \end{bmatrix}^k \right) \mathbf{g} \left(\begin{bmatrix} t_{\max} \\ \Gamma_{\max} \end{bmatrix}^k \right) \quad (30)$$

其中, 二阶海森矩阵 $\mathbf{Hess}$ 和梯度向量 $\mathbf{g}$ 分别为

$$\mathbf{Hess} \left(\begin{bmatrix} t_{\max} \\ \Gamma_{\max} \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 L(t_{\max}, \Gamma_{\max})}{\partial t_{\max}^2} & \frac{\partial^2 L(t_{\max}, \Gamma_{\max})}{\partial t_{\max} \partial \Gamma_{\max}} \\ \frac{\partial^2 L(t_{\max}, \Gamma_{\max})}{\partial t_{\max} \partial \Gamma_{\max}} & \frac{\partial^2 L(t_{\max}, \Gamma_{\max})}{\partial \Gamma_{\max}^2} \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\mathbf{g} \left(\begin{bmatrix} t_{\max} \\ \Gamma_{\max} \end{bmatrix} \right) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^N \frac{\partial f_d(t_{\max}, \Gamma_{\max})}{\partial t_{\max}} [f_d(t_{\max}, \Gamma_{\max}) - \hat{\mathbf{f}}_d(t_n)] \\ \sum_{n=1}^N \frac{\partial f_d(t_{\max}, \Gamma_{\max})}{\partial \Gamma_{\max}} [f_d(t_{\max}, \Gamma_{\max}) - \hat{\mathbf{f}}_d(t_n)] \end{bmatrix} \quad (32)$$

以基于式(6)和式(4)求出的解析解 $[t_{\max}, \Gamma_{\max}]^T$ 作为迭代初值, 当初值接近参量实际值时, 通过牛顿迭代可以提升数值解的精度, 进而提升目标终端定位的精度。

定位精度提升方案3: 多星联合定位算法。在通导融合定位方案中, 实现终端定位的最小卫星数为两颗。为了进一步提升定位精度, 可以考虑大于两颗卫星的多星

联合定位方案。首先对式(16)与式(17)给出的坐标方程进行线性化, 将 $\sin \lambda = \sqrt{1 - \cos^2 \lambda}$ 在 λ_0 处进行一阶泰勒展开

$$\sin \lambda \approx \sqrt{1 - \cos^2 \lambda_0} - \underbrace{\cos \lambda_0 (1 - \cos^2 \lambda_0)^{-1/2}}_{k_{\lambda_0}} (\cos \lambda - \cos \lambda_0) \quad (33)$$

其中, $\cos \lambda_0$ 可以基于式(18)得到的双星定位结果得出。将 $\sin \lambda$ 的一阶泰勒近似带入式(16)与式(17), 可以有

$$(k_x^a - k_y^a k_{\lambda_0}) \cos \lambda + k_z^a \tan \varphi = -k_y^a (1 - \cos^2 \lambda_0)^{-1/2} \quad (34)$$

$$(k_x^b - k_y^b k_{\lambda_0}) \cos \lambda + k_z^b \tan \varphi = -k_y^b (1 - \cos^2 \lambda_0)^{-1/2} \quad (35)$$

假定用于联合定位的卫星数为 $M_s > 2$, 则通过式(34)与式(35)最多可以得到 $2C_2^{M_s}$ 个线性方程, 其中 C_b^a 是组合数公式。由于可列方程数大于待估计参数 ($\cos \lambda$ 和 $\tan \varphi$) 的数量, 因此与式(27)类似, 采用最小二乘算法可以计算目标终端的经纬度估计值。

3 仿真结果分析

本节通过计算机仿真评估提出终端定位方案的性能, 对于定位精度有如下定义

$$\rho(\Phi_T - \hat{\Phi}_T) = \sqrt{(x_T - \hat{x}_T)^2 + (y_T - \hat{y}_T)^2 + (z_T - \hat{z}_T)^2} \quad (36)$$

其中, Φ_T 是目标终端的实际坐标, $\hat{\Phi}_T$ 是终端坐标估计值。用于定位的低轨卫星的轨道六根数见表1, 其中双星定位系统基于卫星1与卫星2, 多星定位系统则同时基于卫星1、卫星2和卫星3。假定目标终端在东经 $145^\circ \sim 155^\circ$, 北纬 $0^\circ \sim 10^\circ$ 的范围内随机出现, 卫星发送下行 OFDM 信号, 目标终端根据下行接收信号实施定位, 具体参数配置见表2。

表1 低轨卫星轨道六根数

轨道参数	低轨卫星1	低轨卫星2	低轨卫星3
半长轴	6 800 km	6 800 km	6 800 km
离心率	0.05	0.05	0.05
轨道倾角	15°	25°	75°
升交点经度	10°	50°	30°
近心点幅角	15°	10°	5°
真近点角	10°	10°	10°

图5仿真了在 NTN-TDLA 信道下, $\text{SNR}=30 \text{ dB}$ 时的终端定位精度统计分布, 从图中可以看出, 对于双星定位系统, 当多普勒频移测量次数 $N=8$ 次时, 定位精度在 $0 \sim 200 \text{ m}$ 范围内的分布概率最大。当增加测量次数至 $N=16$ 次时, 可以提升定位精度在 $0 \sim 100 \text{ m}$ 范围内的分布概

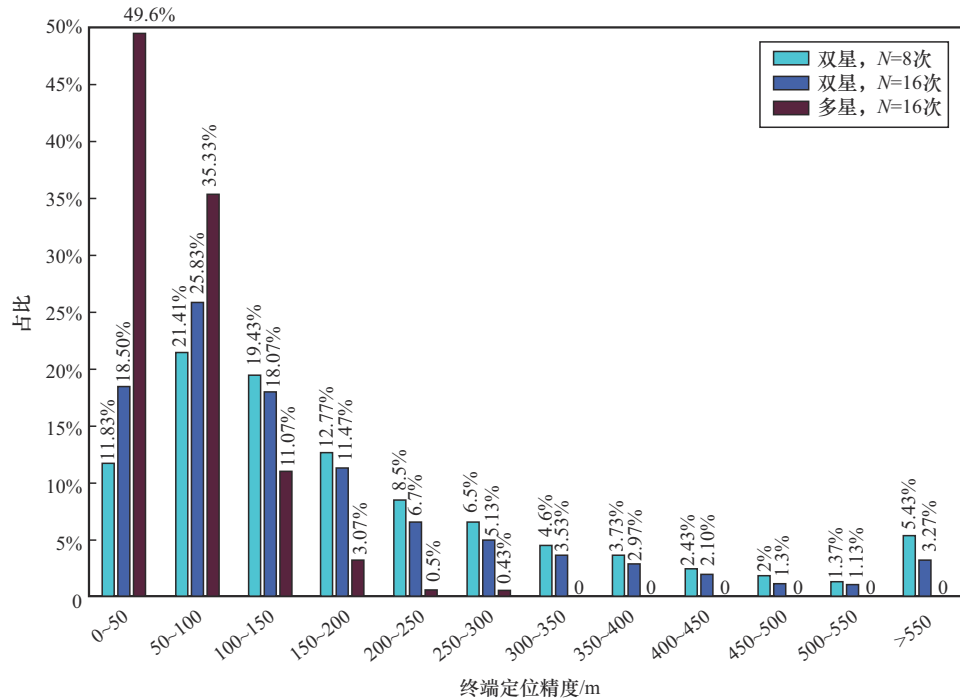


图5 NTN-TDLA信道下,SNR=30 dB时的终端定位精度统计分布

率,同时降低定位精度超出100 m时的分布概率。此外,相比双星定位系统,多星联合定位显著提升了定位精度在0~100 m范围内的分布概率,并降低了定位精度超出100 m时的分布概率。图6给出了NTN-TDLA信道下终端定位精度的累积概率分布,从图中可以看出在90%累积概率分布下,多星联合定位系统的定位精度不超过125 m,并且在相同测量次数下($N=16$ 次),相比双星定位的精度提升约为225 m。

表2 终端定位仿真参数配置

仿真参数	配置值
系统带宽	40 MHz
子载波间隔	30 kHz
终端随机撒点范围	东经145°~155°,北纬0°~10°
终端随机撒点次数	3 000次
多普勒频移测量次数	8次、16次
多普勒频移测量间隔	20 s、10 s
信道类型	NTN-TDLA、NTN-TDLD

图7~图8则仿真了NTN-TDLD信道下,SNR=30 dB时的终端定位精度概率分布。相比NTN-TDLA,NTN-TDLD信道的多径时延扩展更高,信道的频选特性也更强,从而使得对多普勒频移估计的精度损失较大,进而通过式(6)预测的终端最大仰角时刻 $t_{\max}$ 与实际值偏差也更

大。从图7可以看出,相比NTN-TDLA,在NTN-TDLD信道下定位精度主要分布于50~200 m的范围内。与NTN-TDLA类似,增加多普勒频移的测量次数或采用多星联合定位可以提升感知定位精度。例如,从图8中可以看出,相比 $N=8$ 次,当测量次数增加至 $N=16$ 次时,在90%累积概率分布下可以实现约100 m的定位精度提升。此外,在相同测量次数下($N=16$ 次),多星联合定位系统相比双星定位的精度提升约150 m。

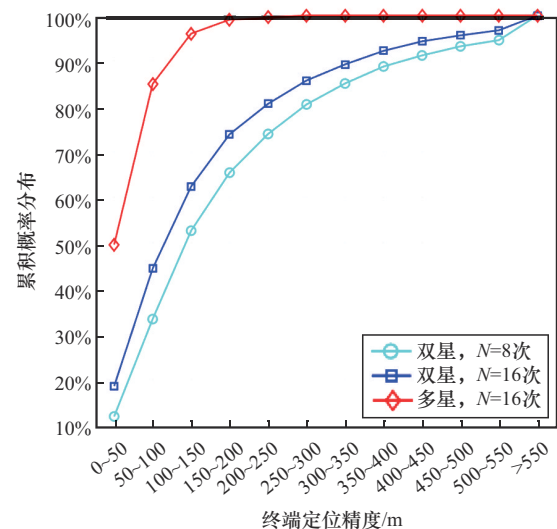


图6 NTN-TDLA信道下终端定位精度的累积分布

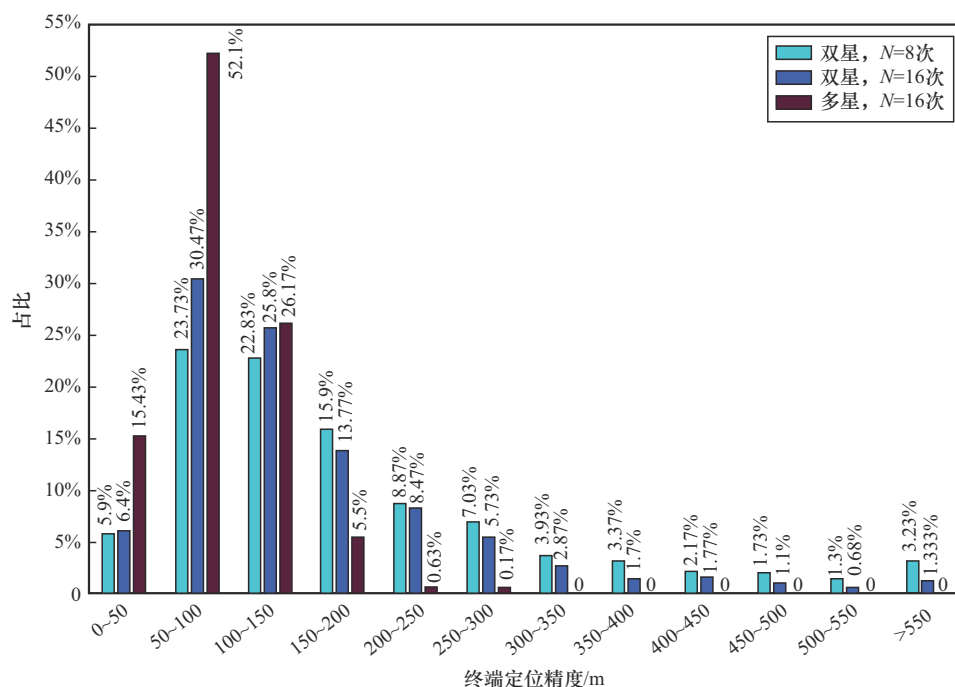


图7 NTN-TDLD信号下,SNR=30 dB时的终端定位精度统计分布

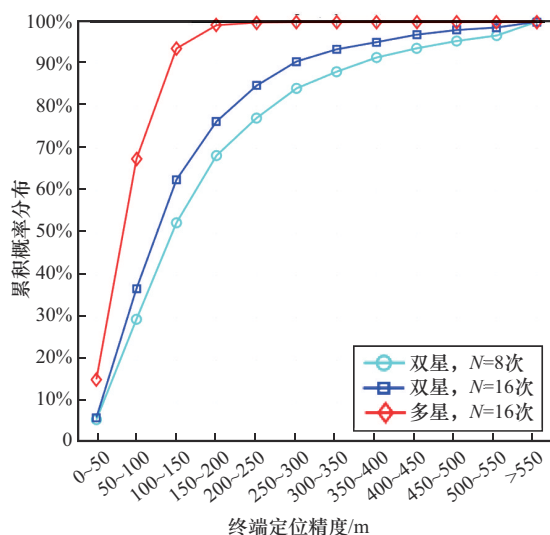


图8 NTN-TDLD信号下,SNR=30 dB时的终端定位精度累积分布

最后,图9比较了在不同信噪比下终端定位精度的累积概率,其中CDF150和CDF300分别为终端定位精度不超过150 m和300 m时的累积概率。从仿真图中可以看出,在信噪比为5 dB时,受接收多普勒频移估计精度的影响,图中所考虑几种方案定位精度的累积概率均较为接近。随着信噪比的增加,多星联合定位方案的性能显著提升。对于CDF300,相比双星定位方案,其在累积概率等于80%时增益约为13 dB。此外,通过仿真可以看

出,当定位精度要求进一步提升至不超过150 m时(即CDF150),其在累积概率等于90%时相比CDF300需要额外增加7 dB左右的信噪比。

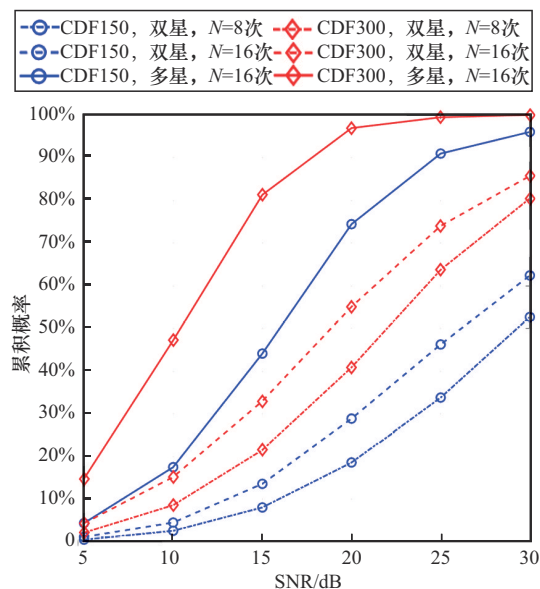


图9 不同信噪比下终端定位精度的累积概率

4 结束语

针对低轨卫星网络,提出了一种通导融合多星联合

定位方案, 可以利用通信信号携带的多普勒频移信息对目标终端实施定位。首先基于低轨卫星多普勒频移模型, 分析目标终端位置与多普勒频移间存在的内在关联, 给出基于多普勒频移的终端定位原理。其次, 提出针对低轨卫星多普勒频移的实际估计算法与若干定位精度提升方案, 建立双星和多星联合定位系统技术框架。最后, 通过链路级仿真验证了所提方案在卫星信道下的性能。

本文提出的方案可以与现有 NR 技术相融合以进一步提升终端定位精度。例如, 对于毫米波宽带系统, 可以在多频段同时发送通导融合信号, 不同频段采用不同定位方案 (多普勒频移定位、TDOA 定位等), 通过多频段信号联合接收, 提升终端定位精度。

参考文献:

- [1] ALI I, AL-DHAHIR N, HERSHEY J E. Doppler characterization for LEO satellites[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(3): 309-313.
- [2] NGUYEN N H, DOĞANÇAY K. Algebraic solution for stationary emitter geolocation by a LEO satellite using Doppler frequency measurements[C]//Proceedings of the 2016 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway: IEEE Press, 2016: 3341-3345.
- [3] MOHAMAD HASHIM I S, AL-HOURANI A, RISTIC B. Satellite localization of IoT devices using signal strength and Doppler measurements[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(9): 1910-1914.
- [4] 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 location method and experiment based on satellite chain beacon signal[J]. Systems Engineering and Electronics, 2024, 46(8): 2535-2545.
- [5] LI S J, ZHANG Q Y, DENG B Y, et al. A fast and accurate LEO satellite-based direct position determination assisted by TDOA measurements[J]. China Communications, 2022, 19(1): 92-103.
- [6] NOURELDIN A, KARAMEH T B, GEORGY J. Fundamentals of inertial navigation, satellite-based positioning and their integration [M]. Cham: Springer Berlin Heidelberg, 2013.
- [7] VAN DE BEEK J J, SANDELL M, BORJESSON P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE

Transactions on Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805.

- [8] YAO Y W, GIANNAKIS G B. Blind carrier frequency offset estimation in SISO, MIMO, and multiuser OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(1): 173-183.
- [9] ROY R, PAULRAJ A, KAILATH T. ESPRIT: a subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1986, 34(5): 1340-1342.
- [10] TURELI U, LIU H, ZOLTOWSKI M D. OFDM blind carrier offset estimation: ESPRIT[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(9): 1459-1461.

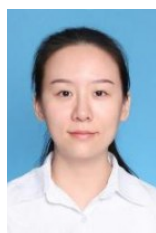
[作者简介]



魏帆 (1989—), 男, 上海卫星互联网研究院有限公司工程师, 主要研究方向为卫星通信系统、多址接入技术等。



王继康 (1979—), 男, 上海卫星互联网研究院有限公司高级工程师, 主要研究方向为卫星通信系统、移动通信系统、网络体制等。



赵玉妍 (1995—), 女, 上海卫星互联网研究院有限公司工程师, 主要研究方向为卫星通信、多址接入技术、大规模天线阵列等。



廖玉成 (1993—), 男, 上海卫星互联网研究院有限公司工程师, 主要研究方向为卫星通信。