

融入电离层先验信息的短波超视距直接定位算法

郑舒羽^{1,2}, 张海瑛¹, 窦修全¹

(1. 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 石家庄 050081;

2. 河北省电磁频谱认知与管控重点实验室, 石家庄 050081)

摘要: 针对短波超视距定位中因电离层虚高测量误差导致定位精度下降的问题, 开展了基于电离层虚高先验信息的直接定位算法研究; 该算法基于直接定位模型, 利用短波单站测向定位确定目标的初始网格范围, 并结合国际参考电离层模型与电离层测高仪数据获取电离层虚高先验信息, 通过将虚高信息嵌入电离层单层镜面反射模型, 建立更精确的信号传播路径模型, 避免不同传输路径虚高差异引起的定位偏差, 实现高精度定位; 实验结果表明, 与传统固定虚高假设下的直接定位算法相比, 所提方法在典型场景下将定位误差降低了 5~25 km, 提升了短波超视距定位系统的稳定性和精度水平。

关键词: 短波定位; 直接定位; 超视距; 静止多站定位; 电离层虚高; 最大似然准则

Shortwave Over-the-Horizon Direct Position Determination Algorithm Incorporating Ionospheric Prior Information

ZHENG Shuyu^{1,2}, ZHANG Haiying¹, DOU Xiuquan¹

(1. The 54th Research Institute, China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China;

2. China Academy of Aerospace and Aerodynamics Hebei Province Key Laboratory of Electromagnetics Spectrum

Cognition and Control, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: To address the decrease of positioning accuracy caused by ionospheric virtual height measurement errors in over-the-horizon high-frequency positioning, a direct localization algorithm incorporating prior information on ionospheric virtual height was developed. Based on the direct localization model, this algorithm utilized the high-frequency single-site direction-finding technology to determine the initial grid range of a target, and combined the international reference ionosphere model with the data from the ionosonde to obtain ionospheric virtual height prior information. By embedding this virtual height information into the single-layer specular reflection model, a more accurate signal propagation path model was established, effectively avoiding the localization deviation caused by variations in virtual height across different propagation paths, and thereby achieving a high-precision positioning. Experimental results demonstrate that, compared to traditional direct localization algorithms for fixed virtual height assumptions, the proposed method reduces the positioning errors by 5~25 km in typical scenarios, significantly improving the stability and accuracy of the over-the-horizon high-frequency positioning system.

Keywords: high-frequency positioning; direct positioning; over-the-horizon; static multi-station positioning; ionospheric virtual height; maximum likelihood criterion

0 引言

利用电离层的反射特性, 短波信号能够以天波形式实现超视距的远程传播, 不依赖地面基础设施, 不依赖外部网络中继设备, 具有超视距传输、抗毁性强、研制

和维护成本低、设备小等优点, 因此, 天波短波辐射源定位技术在军事侦察、远程监测、海事通信及应急通信等领域具有重要应用价值。与常规视距定位技术相比, 超视距定位主要采用两类技术路线: 两步法和直接定位

收稿日期:2025-05-18; 修回日期:2025-06-27。

基金项目:国家自然科学基金(U20B2071)。

作者简介:郑舒羽(2000-), 女, 硕士研究生。

通讯作者:张海瑛(1973-), 女, 博士, 高级工程师。

引用格式:郑舒羽, 张海瑛, 窦修全. 融入电离层先验信息的短波超视距直接定位算法[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(11): 274-283, 291.

法。两步法存在信息利用率不足的缺陷, 由于其对接收信号的信息提取不完整, 导致目标位置估计难以达到最优。相比之下, 直接定位技术通过省略中间参数提取环节, 直接根据阵列接收数据进行定位, 充分利用了信号数据, 保留了更完整的位置特征信息, 显著提升了超视距目标的定位精度^[1]。

然而短波信号传播受到电离层条件影响, 传播路径不稳定。电离层的高度、密度和电子浓度会随时间、季节、太阳活动而变化, 从而影响对短波超视距目标源的定位精度。目前主流的短波天波超视距直接定位的定位方法为将电离层高度简化为一常数, 根据最大似然准则求解目标位置估计结果^[2]。该方法将电离层等效为均匀分布模型, 在辐射源发射的信号被各个接收站接收路径中的电离层反射虚高相差较大时, 定位能力下降^[3]。

为提高超视距直接定位精度, 当下研究通过增加接收站数量来降低对电离层参数获取精度要求, 然而这个方法会使定位成本增加^[4]。

有学者提出将电离层高度作为变量加入直接定位的循环遍历中, 做三维循环遍历, 可有效提高定位精度, 但三维循环遍历的耗时过长, 对设备性能要求高, 需要引入并行计算或者启发式搜索方法来提高效率^[5-6]。

有学者提出一种新的角度解耦方法, 避免由于未知电离层虚高引起的多维搜索, 在没电离层精确虚高的情况下, 通过俯仰角和方位角获取转换矢量来避免俯仰角的搜索, 这种方法对测向站的测向精度要求极高, 不适应侧向条件恶劣的环境^[4]。

针对电离层测量误差影响短波定位精度的问题, 有学者提出基于半定规划时差定位的新型高频天波无源直接定位方法, 该方法同样不需要电离层先验信息, 但依赖侦查站得出的时差信息, 对时间同步要求极高^[7]。

针对以上问题, 本文提出一种将电离层高度先验信息融入直接定位模型中的新算法。该算法利用短波单站测向定位技术粗略划分出辐射源位置的大范围, 在大范围内划分出更细致的位置网格。将每个网格的位置信息和电离层高度先验信息结合, 从而估计出每个网格到每个接收站的信号传输路径对应的电离层虚高。将获得的电离层虚高与直接定位模型结合, 利用最大似然准则求解出来波信号在网格中的具体位置, 实现更精确的定位^[8-10]。

1 算法原理

1.1 电离层虚高先验信息

短波的频率与电离层电子密度匹配, 可以通过电离层实现远距离传播。电离层是由太阳辐射使地球高层的大气和分子发生电离形成的区域, 由于太阳黑子活动的周期性变化, 电离层的电子浓度及相关参数不断调整,

使得电离层特性随昼夜、季节和太阳活动周期而规律变化。此外, 从垂直分布来看, 电离层电子浓度也表现出显著的高度差异性。

按照电离层电子浓度随高度的分布不均匀的情况, 将电离层看作是水平分层的结构。D 层, 50~90 km; E 层 90~150 km; F 层 150~1 000 km (F 层在白天还可以细分为 F_1 和 F_2)。短波信号的反射通常发生在电离层的 E 层和 F 层^[11]。

由电离层理论可以知道, 电离层相对介电常数总是小于 1, 相对介电常数为:

$$\epsilon_r = 1 - \frac{80.6N}{f^2} \quad (1)$$

式中, N 表示电子密度, f 表示工作频率, 因此电离层折射率 n 始终满足:

$$n = \sqrt{1 - \frac{80.6N}{f^2}} < 1 \quad (2)$$

当短波以入射角 φ_0 射向电离层时, 因空气的折射率大 ($n_0 < 1$), 所以短波进入电离层后, 由于电离层中的电子密度是随高度增大而增大的, 折射率 n 小于空气的折射率 n_0 , 其折射角 φ_1 将大于入射角 φ_0 ^[12]。

电离层中无线电波的传播过程可以通过分层介质模型进行理论分析, 如图 1 所示, 将电离层建模为一系列电子浓度递减的平行薄层。当高频电磁波从底层入射时, 会在各层界面发生连续的折射现象, 其偏折方向始终朝向电子浓度较低的区域。随着传播高度的上升, 电磁波的传播路径曲率逐渐增大, 直至在某特征高度处达到水平传播状态, 此时满足全反射条件。此后电磁波经历对称的折射过程, 最终以与入射角相等的出射角返回地表。这一传播机制本质上是连续折射效应, 但在工程应用中可简化为镜面反射模型, 即假设电磁波在某一等效反射层发生瞬时发射^[12]。

针对以上情况, 应用折射定律可知:

$$n_0 \sin \varphi_0 = n_1 \sin \varphi_1 = n_2 \sin \varphi_2 = \cdots = n_n \sin \varphi_n \quad (3)$$

式中, n_0 为空气的折射率, 近似等于 1。当电磁波传播至第 n 电离薄层时, 若电子密度 N_n 满足临界条件, 则电磁波传播方向将转向水平, 即发生全反射现象, 此时应满足 $\varphi_n = \frac{\pi}{2}$, $\sin \varphi_1 = \sin \frac{\pi}{2} = 1$ 。由此可得电波在电离层中产生全反射的条件为:

$$\sin \varphi_0 = n_n = \sqrt{1 - \frac{80.6N_n}{f^2}} \quad (4)$$

由此可知, 电离层对无线电波的反射特性表现出显著的频率选择性。具体而言, 电离层对电磁波的反射能力与其最大电子密度密切相关, 这决定了能够返回地面的电磁波存在一个临界频率阈值——最高可用频率 (MUF, maximum usable frequency)。从物理机制来看,

当电磁波频率低于该值时, 其与电离层中带电粒子的相互作用足以产生有效的反射现象。反之, 超过这一频率的电磁波将穿透电离层进入外层空间。因此对于短波信号来说, 电离层的反射高度位于一个有限范围之内。当电波频率小于最高可用频率时, 垂直入射的电波会被电离层反射, 反之, 则电波会穿透电离层 (除非以斜入射方式传播)。短波频段恰好覆盖了典型的电离层最高可用频率范围, 通过合理的选择频率, 可实现全球范围“天波”传播^[13]。

折射现象的存在, 使得进行定位之前必须建立合适的定位模型, 并且该模型必须考虑实际的电离层特性。当能够获取准确的电离层参数时, 可以采用比较精确的数值类模型, 也可以采用依靠经验数据构建的经验类模型。但是这些模型往往比较复杂, 或是没有直观的数学模型, 难以构建快速的定位算法。

针对以上问题, 提出单层镜面反射模型。根据 Breit-Tuve 定理可以证明, 天波在电离层传播的实际时间等价于在对应的虚拟路径中传播的时间。因此, 在无法获取准确电离层参数的情况下, 可以采用一种简化的等效传播模型, 即单层镜面反射模型, 如图 1 所示^[14]。

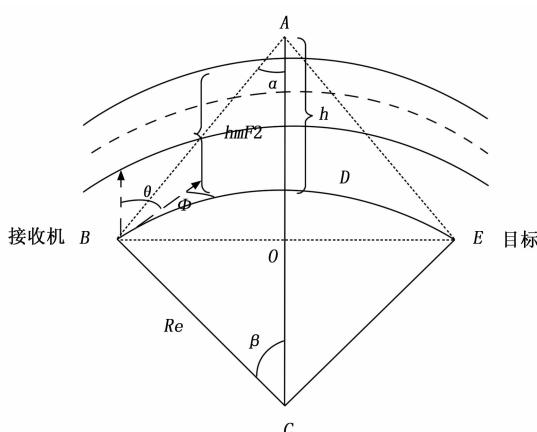


图 1 简化电离层传播模型图

等效模型假设地球是半径为 Re 的理想球体, 发射的无线电信号经电离层单次反射后传播至接收站, A 表示等效电离层反射点, θ 表示方位角, φ 表示俯仰角, h 为接收站接收信号所经过的电离层高度, B 为天线接收站所在位置, E 为 target 位置, C 为地球模型的圆心, D 代表接收站到目标的真实大地距离, 2β 代表接收站与目标之间的地心角度。

已知接收站 B 和目标 E 的经纬度, 其中 ϵ_B 、 ϵ_E 是接收站和目标的纬度 (北纬为正, 南纬为负), ω_B 、 ω_E 是接收站和目标的经度 (东经为正, 西经为负), 地球的平均半径取 $Re=6371 \text{ km}$ ^[4]。

电磁波到达最大电子密度高度时, 能够反射会地面的信号达到转平点, 也就是最大电子密度高度——电离

层峰值高度 (hmF2, height of the maximum electron density in the F2 layer)。电离层虚高 h 由地心角和 hmF2 高度决定, hmF2 与信号的虚拟电离层反射点高度 h 的关系如图 1 所示。

由接收机和目标的位置求得地心角大小, 利用 Haversine 公式, 计算 B 、 E 两点之间的大圆弧距离 d_0

$$a = \sin^2\left(\frac{\Delta\epsilon}{2}\right) + \cos\epsilon_E \cos\epsilon_B \sin^2\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \quad (5)$$

$$d_0 = 2Re \cdot \arctan2(\sqrt{a}, \sqrt{1-a}) \quad (6)$$

其中: $\Delta\epsilon = \epsilon_B - \epsilon_E$ 是纬度差, $\Delta\omega = \omega_B - \omega_E$ 是经度差。

求得大圆弧度后计算地心角, 单位为弧度:

$$\varphi = \frac{d_0}{Re} \quad (7)$$

h 是信号斜向传播的等效垂直高度, 总大于 hmF2。根据球面几何关系, 转平点到地心的距离 $Re+hmF2$ 投影到地面:

$$(Re + h) \cos\varphi = Re + hmF2 \cos\alpha \quad (8)$$

其中: α 为反射点处的入射角, 从反射点 A 垂直向下到地面的距离为虚高 h , $(Re+h) \cos\varphi$ 是地面站到反射点的垂直投影, $Re+hmF2 \cos\alpha$ 是反射点到地心的距离在垂直方向上的分量。在实际应用中 α 难以测量, 所以通过勾股定理和球面几何关系消除 α :

$$(Re + hmF2)^2 = (Re + h)^2 + Re^2 \sin^2 \varphi \quad (9)$$

解得:

$$h = \sqrt{(Re + hmF2)^2 - Re^2 \sin^2 \varphi} - Re \cos\varphi \quad (10)$$

电离层等效虚高模型中, 每一个接收站接收的信号都经过电离层反射路径传播, 一般认为, 同一个发射站发射的信号到达同一个目标所经历的电离层虚高是一致的; 而信号从同一个目标到不同接收站时经历的电离层虚高是不一致的。

在已知发射源位置、接收站位置、无线电波发射频率和当前电离层条件的情况下, 可以估计出划定的网格位置对应的电离层虚高。

电离层测高仪可提供实时的、精确的电离层特征参数, 但其连续运行存在资源消耗大、维护成本高的问题。国际参考电离层模型作为经验模型, 虽能提供全球覆盖的预测数据, 但在太阳耀斑等突发天气事件期间误差显著增大。针对这个问题提出基于自适应加权融合的实时电离层校正方法, 通过动态耦合电离层测高仪的观测数据与 IRI 模型的输出, 实现高性价比的电离层检测。

该方法在电离层平静期采用低功耗模式, 每 $T_{\text{best}} = 1$ 小时启动一次测高仪, 获取实时数据 y_{obs} , 其余时间时刻依赖 IRI 模型输出 y_{IRI} 。利用 y_{obs} 校正 y_{IRI} , 进行差异检测, 设定差异检测阈值为 $\Delta = \|y_{\text{obs}} - y_{\text{IRI}}\|_2$, 当 $\Delta > \sigma_{\text{th}}$ 时, 触发异常检测机制, 其中 σ_{th} 为 IRI 模型历史

误差标准差的 3 倍。

触发异常检测机制后, 采用高功耗模式, 将电离层测高仪采样间隔缩短至 $T_{\text{flare}} = 10$ 分钟, 并设计动态权重。

定义标准化残差为:

$$z_k = \frac{3 | y_{\text{obs}} - y_{\text{IRI}} |}{\sigma_{\text{th}}} \quad (11)$$

采用 Sigmoid 响应函数实现平滑过渡:

$$\omega_{\text{obs}} = \omega_{\text{min}} + \frac{\omega_{\text{min}} + \omega_{\text{max}}}{1 - e^{-\alpha(z_k - \beta)}} \quad (12)$$

其中: 参数设定为: $\omega_{\text{min}} = 0.3$, $\omega_{\text{max}} = 0.9$, $\beta = 2.0$, $\alpha = 1.5$ 。

启动加权数据融合:

$$y_{\text{fuse}} = \omega_{\text{obs}} y_{\text{obs}} + [1 - \omega_{\text{obs}}] y_{\text{IRI}} \quad (13)$$

利用卡尔曼滤波基于系统模型预测当前状态, 利用已有观测值修正预测值。

综上所述, 将 IRI 模型和本地电离层测高仪等手段获取电离层的 $hmF2$ 高度信息, 结合电离层单层镜面模型即可求得电离层反射点虚高。将时间、地点信息输入 IRI 模型, 获取目标区域内的临界频率与高度信息, 然后使用本地测高仪数据校准经验模型中的偏差。将划定的直接定位网格位置和接收站位置代入镜面反射模型, 计算出每条路径的电离层反射点虚高。利用这套系统可获取电离层动态信息, 引入卡尔曼滤波预测电离层的昼夜变化, 太阳活动距离或电离层突发扰动时, 则增加测高仪数据的权重, 提高对电离层高度估计的实时性和准确性^[10]。

使用 IRI 模型时注意选择与试验条件匹配的数据输出, 减少系统性偏差, 通常用本地数据作为基准进行校准和筛选, 可使用卡尔曼滤波法基于电离层测高仪的数据对 IRI 模型的数据进行校准。校准时确保 IRI 模型与本地观测数据时间同步, 并注意输入 IRI 模型中的经纬度与遍历网格位置匹配。

1.2 短波单站测向定位原理

短波天波信号借助电离层反射机制实现超视距传播, 从而获得超视距的通信能力。通过准确估算电离层反射点高度, 并结合高精度测量的信号方位角与仰角数据, 即可基于单测向站完成对单跳反射短波信号源的定位, 这种技术称为短波单站定位技术。

单站定位技术的实现有效解决了传统短波天波信号交会定位方法存在的技术难题, 将两套测向设备降低为一套, 显著降低了装备投入成本, 消除了多站协同的时空同步误差, 并提高了定位系统的灵活性和环境适应能力^[15]。

短波天波信号的单站定位需计算三要素: 实测信号的到达角 (方位角/俯仰角), 电离层反射点虚高估计值和地球的曲率半径 Re 。通过构建发射—反射—接收的

球面三角型, 应用正弦定理可实现定位解算:

$$\frac{Re + h}{\sin\left(\frac{\pi}{2} + \varphi\right)} = \frac{Re}{\sin\alpha} \quad (14)$$

由此可推得:

$$\sin\alpha = \left(\frac{Re}{Re + h}\right) \times \cos\varphi = \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) \quad (15)$$

$$\beta = \frac{\pi}{2} - \varphi - \alpha = \arccos\left(\frac{Re}{Re + h} \times \cos\varphi\right) - \varphi \quad (16)$$

引用扇形弧度计算公式, 算得测向站与目标的球面距离为:

$$D = 2 \times Re \times \beta = 2 \times Re \times \left[\arccos\left(\frac{Re}{Re + h} \times \cos\varphi\right) - \varphi \right] \quad (17)$$

基于接收站 B 已知的经纬度 (ω_B, ϵ_B) , 已测得的目标方位角 θ , 和上文解算得的测向站与目标的球面距离 D , 很容易确定目标 E 的经纬度 (ω_E, ϵ_E) :

$$\omega_E = \omega_B + \frac{\arcsin(\sin 2\beta) \times \sin \theta}{\cos\left(\epsilon_B + \arccos\left(\frac{\cos(2\beta)}{\cos(\arcsin(\sin(2\beta) \times \sin \theta))}\right)\right)} \quad (18)$$

$$\epsilon_E = \omega_B + \arccos\left(\frac{\cos(2\beta)}{\cos(\arcsin(\sin(2\beta) \times \sin \theta))}\right) \quad (19)$$

其中: 2β 为球面距离 D 对应的球心角。

从以上理论公式推导可以看出: 目标位置估计精度主要取决于电离层估计高度, 不同的电离层高度对应不同的目标位置, 短波单站定位算法较简单, 定位误差主要受电离层估计误差、测向误差引起, 目前该方法只能给出目标大概区域。

1.3 短波超视距直接定位模型

本文考虑静止多站对单目标辐射源定位的场景。在短波波段, 信号从辐射源到接收站要经过电离层反射。在建立短波超视距直接定位的定位模型时, 要注意短波信号的发射位置和接收位置不同, 则短波的传播路径则不同, 短波信号经过不同的电离层反射点, 每个电离层反射点的虚拟高度不同。

直接定位方法是目标源位置估计的一步方法, 利用所有接收到的原始数据直接对目标源进行定位, 不需要提取参数, 而是基于粗略划分出辐射源位置的大范围内进行进一步精准定位, 由于划分网格范围有限, 可假设每个网格在地球模型上的高度相同, 因此可以将其目标搜索范围简化为二维平面来计算^[16-18]。

已知位置网格和接收站的位置, 利用 1.1 节提出的电离层虚高估计算法, 可得到每个位置网格到每个接收站对应的电离层高度。将电离层先验虚高信息融入如下的系统模型: 二维平面中分布有位置未知的目标源, 平

面内分布有 L 个接收阵列, 每个阵列由 M 个阵元组成, 利用接收阵列对目标源位置进行定位。设目标位置坐标为 (x_0, y_0) , 观测站位置为 (x_L, y_L) ^[19]。

假设目标源发射的信号为窄带信号, 即信号带宽小于信号在阵列孔径间传播时间的倒数, 并且信号波形未知。信号由目标源发出, 由传感器阵列接收。

辐射源信号建模为:

$$x(t) = e^{j\varphi} s(t) e^{j2\pi f_c t} \quad (20)$$

其中: 包含了初相, 信号包络 (信号在频域的形状), 信号载频。

假设目标源位置由向量 p 表示, 则由第 l 个接收阵列观测的信号波形可由如下复包络形式表示^[20]:

$$y(t) = \beta_1 \alpha_1(\theta, \varphi) s(t - \tau_1(p, h)) + n_1(t) \quad (21)$$

式中, $M \times 1$ 阶向量, 第 l 个天线阵中 M 个传感器接收 M 个信号。 β_1 是信号路径传播损耗, $\alpha_1(\theta, \varphi)$ 是第 l 个阵列对目标源发射过来的信号的天线阵列流型。 $s(t - \tau_1(p, h))$ 为信号经过时间延迟 $\tau_1(p, h)$ 后传输到第 1 个阵列时的信号波形。向量 $n_1(t)$ 表示背景噪声, 背景噪声为复高斯白噪声, 均值为零。

利用观测站到划分网格之间的距离 P , 可计算出其信号传播的时间延迟信息:

$$P = c \times \tau \quad (22)$$

其中: c 是光速, τ 是时间延迟信息。由图 1 知:

$$BE = \sqrt{(x_0 - x_L)^2 + (y_0 - y_L)^2} \quad (23)$$

$$OC = \sqrt{Re^2 - \left(\frac{BE}{2}\right)^2} \quad (24)$$

$$AB = \sqrt{(Re - OC + h)^2 + \left(\frac{BE}{2}\right)^2} \quad (25)$$

根据 1.1 中原理求得的电离层虚高, 建模每个网格发射到每个接收站的接收信号。

对于静止多站的短波直接定位, 设第 i 个网格到第 1 个接收站所经过的电离层高度为。信号从第 i 个位置网格到第 1 个天线的时间延迟为:

$$\tau_1(p, h) = \frac{2AB}{c} \quad (26)$$

信号从第 i 个位置网格到第 l 个天线的方向角为:

$$\theta = \arctan\left(\frac{y_0 - y_L}{x_0 - x_L}\right) \quad (27)$$

在 $\triangle ABC$ 中, 利用正弦定理可以得到以下关系:

由图 1 可知, $\beta + \alpha = \frac{\pi}{2}$, 两个直角得到地平面切角和地心夹角相等:

$$\beta = \arcsin\left(\frac{\frac{1}{2}d}{Re}\right) = \arcsin\left(\frac{d}{2Re}\right) \quad (28)$$

$$\frac{Re}{\sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi - \beta\right)} = \frac{Re + h(i, l)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} + \varphi\right)} \quad (29)$$

整理得信号从第 i 个位置网格到第 1 个天线的俯仰角的表达式为:

$$\Phi = \arctan\left(\frac{(Re + h(i, l))\cos(\beta) - Re}{(Re + h(i, l))\sin(\beta)}\right) \quad (30)$$

由方向角和俯仰角求得天线接收信号的阵列流型, 由于均匀直线阵列仅有一维角度分辨能力, 故需要将俯仰角和方位角解耦, 分开计算。

方位角在 xoy 平面上, 相对于入射均匀直线阵列, 其中, 各阵元之间的时间延迟为:

$$\tau = \frac{ds\sin\theta}{c} \quad (31)$$

其中: c 为光速。

由此推出均匀直线阵的阵列流型可表示为:

$$a(\theta, \varphi) = \left[1, \exp\left(-j \frac{2\pi d\sin\theta}{\lambda}\right), \dots, \exp\left(-j \frac{(N-1)2\pi d\sin\theta}{\lambda}\right) \right] \quad (32)$$

在三维空间中, 为获得正确的方位角, 需要利用 $\cos\varphi$, 将二维平面 xoy 转化到信号源与均匀直线阵列各个阵元所在的平面。由此推出改进版的三维阵列流型为:

$$a(\theta, \varphi) = \left[1, \exp\left(-j \frac{2\pi d\sin\theta\cos\varphi}{\lambda}\right), \dots, \exp\left(-j \frac{(N-1)2\pi d\sin\theta\cos\varphi}{\lambda}\right) \right] \quad (33)$$

其中: λ 为入射信号波长。

计算出引入电离层虚高的时间延迟和达波角后, 将这两个参数代入直接定位算法中。

则第 l 个接受阵列观测到的第 i 个网格发出信号的表达式如下:

$$b(k, p, h, \beta_1) = \beta_1 \alpha_1(\theta, \varphi) s(k - \tau_1(p, h)) \quad (34)$$

假设目标源与接收阵列在观测过程中均保持静止, 从而避免定位过程中由于多普勒效应产生频率偏移。将接收阵列的观测时间区间 $[0, T]$ 均匀地分为 J 段, 每段长度均为 T/J ^[5]。

假设观测时间区间长度远大于我们关注区间的长度, 从而 $T/J \gg \max\{\tau_1(p, h)\}$, 基于上述假设, 由第 l 个接收阵列在第 j 段时间间隔内观测得到的信号波形的第 k 阶傅里叶变化可以近似为:

$$\tilde{y}_1(k, j) \triangleq \beta_1 \alpha_1(\theta, \varphi) s(k, j) e^{-j2\pi f_1 \tau_1(p, h)} + \tilde{n}_1(k, j) \quad (35)$$

其中: $\tilde{y}_1(k, j)$, $\tilde{s}(k, j)$, $\tilde{n}_1(k, j)$ 都是 k 阶傅里叶系数。

将各接收阵列接收到的信号写成矩阵形式, 式(36)为 $L \times M$ 矩阵:

$$\tilde{\mathbf{y}}(k, j) \triangleq [y_1^T(k, j) \dots y_L^T(k, j)]^T \quad (36)$$

$L \times 1$ 列向量:

$$\tilde{\mathbf{n}}(k, j) \triangleq [n_1^T(k, j) \dots n_L^T(k, j)]^T \quad (37)$$

$$\boldsymbol{\beta} \triangleq [\beta_1 \cdots \beta_L]^T \quad (38)$$

$L \times M$ 矩阵:

$$b(k, p, h, \beta_1) = [b_1^T(k, p, h, \beta_1) \cdots b_L^T(k, p, h, \beta_1)]^T \quad (39)$$

计算代价函数, 高斯白噪声背景下, 最小二乘法和最大似然法等价。

循环遍历所有位置网格, 求得每个位置网格的 $b(k, p, h, \beta_1)$ 。计算真实接收信号与每个位置网格对应的拟接收信号的欧式距离, 距离最小的网格作为辐射源的真实位置的估计值:

$$Q_{MLE}(P) \triangleq \min_{(p, h)} \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J \| \bar{y}(k, j) - b(k, p, h, \beta_1) \bar{s}(k, j) \|^2 \quad (40)$$

化简得:

$$Q_{MLE}(P) \triangleq \min_{(p, h)} \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J \{ -2Re\{\bar{y}^T(k, j) b(k, p, h, \beta_1) \bar{s}(k, j)\} \} \quad (41)$$

$M \times L \quad L \times M \quad M \times 1 \rightarrow M \times 1$

$$Q_{MLE}(P) \triangleq \max_{(p, h)} \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J | \bar{y}^T(k, j) b(k, p, h, \beta_1) \bar{s}(k, j) |^2 \quad (42)$$

$$Q_{MLE}(P) \triangleq \max_{(p, h)} \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J \bar{s}^T(k, j) b^T(k, p, h, \beta_1) \bar{y}(k, j) \bar{y}^T(k, j) b(k, p, h, \beta_1) \bar{s}(k, j) \quad (43)$$

$$Q_{MLE}(P) \triangleq \max_{(p, h)} \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J \bar{s}^T(k, j) b^T(k, p, h, \beta_1) R_k b(k, p, h, \beta_1) \bar{s}(k, j) \quad (44)$$

1.4 求解算法

通过 1.3 节中的最大似然优化模型, 得出针对平面中单目标源位置定位的最大似然估计的表达式。运用穷举法遍历所有位置网格, 求得最大的 $Q_{MLE}(P)$, 得出 P 的位置即为所求。

天线的真实接收信号为 $\bar{y}(k, j)$, R_k 为接收信号的自相关矩阵:

$$R_k \triangleq \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \bar{y}(k, j) \bar{y}^H(k, j) \quad (45)$$

把 $L \times M$ 矩阵 $b(k, p, h, \beta_1)$ 拆开, 其中包括时延矩阵, 传输损耗和天线阵列流型:

$$b(k, p, h, \beta_1) = D_k(p) B \beta \quad (46)$$

$$D_k(p) = b^T \text{diag}\{e^{-j2\pi f_1 \tau_1(p, h)} \cdots e^{-j2\pi f_L \tau_L(p, h)}\} \quad (47)$$

时间延迟对应每个天线阵的每个阵元, 故矩阵大小为 $ML \times ML$:

$$B = I_L \otimes 1_M \quad (48)$$

\otimes 代表 Kronecker 乘积。

$$Q_{MLE}(P) \triangleq \max_{(p, h)} \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J \bar{s}^T(k, j) b^T(k, p, h, \beta_1) \beta^T B^T D_k^T \quad (49)$$

其中: β 仅与接收阵列位置有关, 与频点无关, 故可以提出来, 由此可见, 第 j 段信号的代价函数为:

$$Q_{MLE}(P) \triangleq \max_{(p, h)} \beta^T \left(\sum_{k=1}^K B^T D_k^T(p) R_k D_k(p) B \right) \beta \quad (50)$$

$$x^H A^H A x = \lambda, A^H A x = \lambda x \quad (51)$$

故 β 为 $\sum_{k=1}^K B^T D_k^T(p) R_k D_k(p) B$ 的最大特征值对应的特征向量:

$$Q_{MLE}(P) \triangleq \lambda_{\max} \left(\sum_{k=1}^K B^T D_k^T(p) R_k D_k(p) B \right) \quad (52)$$

符号 $\lambda_{\max}(\cdot)$ 表示求运算对象的最大特征值。通过上式, 得出针对平面中单目标源位置定位的最大似然估计的表达式^[21]。该方法通过计算每个位置网格到每个观测站的电离层高度, 将电离层高度信息融入时间延迟和达波角参数中, 提高了超视距短波直接定位的精度, 同时避免了三维网格搜索, 降低了复杂度。

针对多目标场景, 将 MVDR 算法 (MVDR, minimum variance distortionless response) 与短波直接定位模型结合, 形成 HRDPD 算法 (HRDPD, high-resolution direct position determination), 利用 MVDR 算法最小化信号输出功率, 同时约束其在期望信号到达方向响应不变, 从而减小多目标对定位精度的影响, 提高定位精度。

引入 MVDR 的权重向量使信号的输出功率最小:

$$\gamma = \arg \min_{\gamma} \gamma^H R_k \gamma \quad (53)$$

同时约束在期望信号到达方向上响应不变:

$$\gamma^H a_1(\theta, \varphi) = 1 \quad (54)$$

用拉格朗日乘数法求得权重向量:

$$\gamma = \frac{R_k^{-1} a_1(\theta, \varphi)}{a_1^H((\theta, \varphi)) R_k^{-1} a_1(\theta, \varphi)} \quad (55)$$

得到空间谱:

$$P_{MVDR}(\theta_q) = \frac{1}{a_1^H((\theta, \varphi)) R_k^{-1} a_1(\theta, \varphi)} \quad (56)$$

HRDPD 将 $y(t) = \beta_1 a_1(\theta, \varphi) s(t - \tau_1(p, h)) + n_1(t)$ 看作加性噪声中多个“谐波”的线性组合, 辐射源位置对应谐波参数, 因此将直接定位问题转换成了加性噪声中的谐波恢复问题:

$$Q_{HR}(P) = \frac{1}{\alpha^H R_k^{-1} \alpha} = \frac{1}{X^H A^H R_k^{-1} A X} \quad (57)$$

该算法采用地心坐标系作为基准, 将地球模型简化为 WGS84 椭球体, 从地心到椭球面的法相距离为基准高度, 从当地大地水平面到实际地表的垂直距离为海拔高度。由于直接定位划分的网格范围在 150 km 以内, 不同网格位置的基准高度差异在 110 m 以内, 可以忽略。平面和丘陵地带的海拔高度差异在 1 km 以内, 可以忽略。但在山区区域, 地形起伏会导致实际高度差异达到 4 km 以上, 可通过引入 DME (DME, distance

measuring equipment) 数据将定位网格点的实际高程补偿纳入反射路径计算, 在保持计算效率的同时将高度误差降低到可接受水平。

1.5 算法步骤总结

综上所述, 本文基于电离层先验信息的超视距直接定位方法主要包括划定目标位置的大致范围、电离层高度估计、直接定位模型建立和目标函数求解 5 个部分, 下面具体总结了方法步骤。

1) 输入观测站经纬度、方位角、俯仰角、电离层高度, 利用俯仰角、电离层高度计算目标与定位站间夹角, 利用定位站经纬度、方位角与定位站夹角, 计算目标经纬度, 实现短波单站测向定位, 给出目标大概区域。

2) 在目标可能出现的位置区域划分位置网格, 利用 1.1 节中提到的方法与电离层测高仪、IRI 模型结合, 计算出电离层高度先验信息。

3) 利用电离层先验信息, 计算出每个网格拟发射信号到达观测站的时间延迟、达波角、噪音等参数, 建立每个网格位置作为信号源发射信号到观测站的接收信号模型。

4) 将观测站接收到的真实信号与建立的位置网格模型信号做相关处理, 得到简化的代价函数。

5) 利用穷举法选择相关度最高的代价函数, 该函数所对应的位置网格为信号源的真实位置。

2 仿真实验与分析

为验证该方法的正确性和有效性, 本节通过仿真实验将所提算法和现有方法进行对比。为证明获取精准电离层先验信息的必要性, 选取将电离层视为常数的超视距直接定位算法与本文所提算法做性能对比。用蒙特卡洛实验得到目标辐射源位置的定位均方根误差 (RMSE, root mean square error) 来比较算法性能^[11]。

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \| \tilde{P} - P \|_2^2} \quad (58)$$

式中, N 表示每组实验中的蒙特卡洛实验次数, \tilde{P} 表示本组实验中第 n 次实验的定位估计值。每个测试信噪比下进行 $N=1000$ 次蒙特卡洛实验。

仿真软件: MATLAB R2017a; 仿真实验环境: Intel (R) Core (TM) 2 Duo CPU, 8.00 GB RAM, Windows7 专业版, 64 位操作系统。

2.1 方法性能分析

假设存在一个固定目标辐射源, 目标位置为 $[800, 600]$ km, 采用 4 个观测站对目标进行定位, 并采取菱形布站, 坐标分别为 $[0, 1000, 0]$ 、 $[-3000, 0, 0]$ km、 $[0, -1000, 0]$ km、 $[3000, 0, 0]$ km, 不考虑地球曲率对位置坐标的影响。

每个接收站均装备有阵元数 $M=7$ 的均匀线阵 (ULA, uniform linear array), 阵元间隔为半波长, 且

线阵垂直于 x 轴分布。

图 2 为辐射源位置与四个接收站的位置分布示意图, 根据文中提到的电离层反射模型可知, 目标源到每个接收站的电离层反射点虚高对应的是每条信号传输路径的重点位置的电离层虚高, 中点位置已在图中标注, 在工程应用中可将中点位置输入 IRI 模型获取对应电离层高度, 并结合电离层测高仪校准。

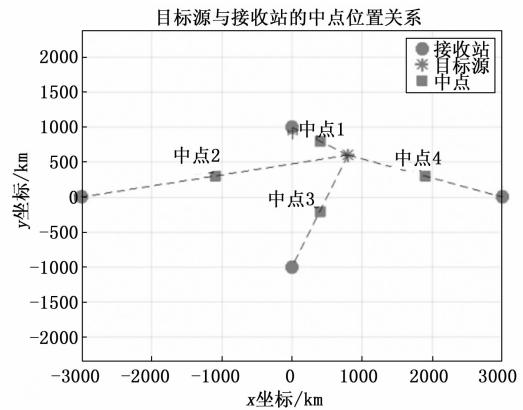


图 2 接收站与目标源菱形分布图

由于发射信号波形未知, 因此采用随机信号进行仿真实验, 参数设置如下: 将原始数据划分为 20 个数据段 $J=20$, 每段包含 64 个采样点, 系统采样频率上限设置为 150 kHz。电离层高度受纬度和地磁条件影响显著, 南北跨度大的地区电离层高度差可达到 200~400 km。

针对 4 个观测站所接收到的目标信号, 经电离层传播模型计算得到各站对应的等效反射高度分别为: 第一个观测站 200 km、第二个观测站 600 km、第三个观测站 400 km、第四个观测站 300 km。将电离层视为常数的超视距定位算法中, 电离层反射点虚高设置为 260 km。单站测向的定位精度在 150 km 左右, 设置网格范围在目标周围 ± 80 km, 步长为 10 km。步长越小, 网格越精细, 则定位越准, 但定位时间越长。

图 3 显示了在不同 SNR (Signal-to-Noise-Ratio) 条件下, 将电离层先验信息融入直接定位模型的短波直接定位算法与将电离层高度视为常数的短波直接定位算法的 RMSE 差异。信噪比范围设置为: $[-10 : 10 : 20]$ dB。由图 3 可知, 改进的超视距直接定位法精度优于传统超视距直接定位法, 低信噪比时优势不显著, 且随着信噪比的升高, 性能逐渐上升。

验证卡尔曼滤波法可利用测高仪数据校准 IRI 模型输出, 降低模型误差。模拟 IRI 模型输出虚高随时间变化的规律, 基于真实值添加噪声模拟测高仪的测量过程, 利用测高仪仿真数据校准 IRI 模型输出, 将校准后的模型与观测数据融合, 计算 RMSE 评估校准效果。

如图 4 所示, 该实验基于正弦函数生成虚高日变化趋势, 并叠加高斯噪声模拟 IRI 模型输出, 通过添加测

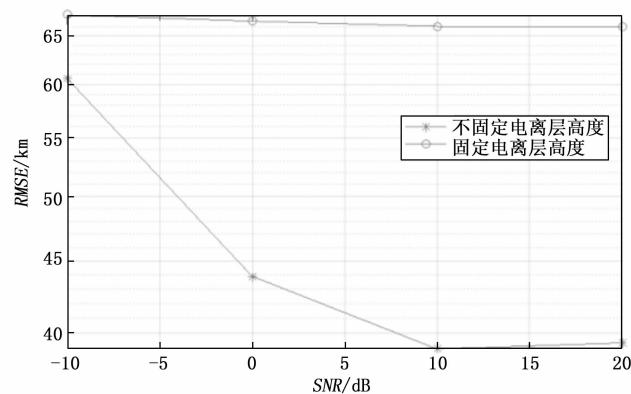


图 3 不同算法定位 RMSE 对比图

量噪声生成测高仪观测数据, 利用卡尔曼滤波对 IRI 模型进行动态校准, 融合模型与观测数据。通过可视化对比表明, 校准后虚高估计误差降低, 验证了方法的可行性。

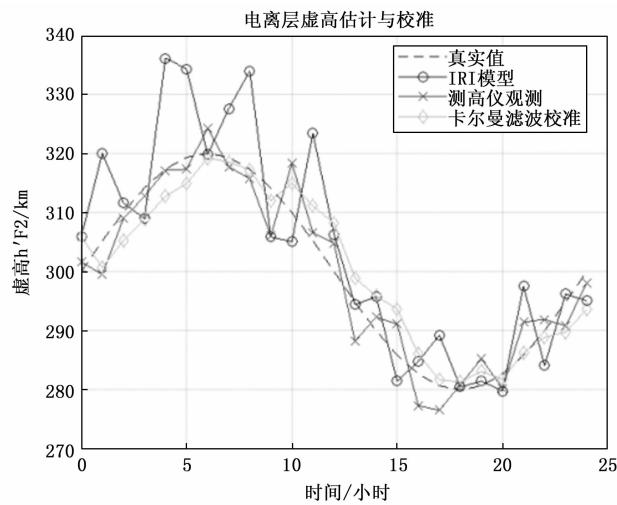


图 4 电离层虚高估计与校准

电离层耀斑爆发会导致电离层电子密度急剧增加, 进而影响短波的反射点虚高, 耀斑引起的虚高变化在 10~150 km 之间。获取耀斑爆发期间的动态电离层虚高先验信息可利用电离层测高仪, 并利用卡尔曼滤波修正提升精度。

针对电离层在耀斑爆发期高度急剧波动的问题, 利用上文提出的基于自适应加权融合的实时电离层校正方法, 通过动态耦合电离层测高仪的观测数据与 IRI 模型的输出, 提高对电离层虚高估计的精度。耀斑爆发期间, 应增加电离层垂测仪数据的权重, 并利用卡尔曼滤波动态更新虚高。进行耀斑驱动的自适应调整, 触发异常检测机制后, 通过 NOAA GOES (NOAA GOES, geostationary operational environmental satellite) 卫星实时获取 X 射线通量 F_X , 若满足 $F_X \geq 10^{-6} \text{ W/m}^2$, 则判定电离层扰动为耀斑引起, 根据 F_X 调整数据权重:

$$\omega(F_X) = 0.7 + 0.3 \tanh(\log_{10}(F_X) + 6) \quad (59)$$

$$y_{\text{fuse}} = \omega(F_X) y_{\text{obs}} + [1 - \omega(F_X)] y_{\text{IRI}} \quad (60)$$

如图 5 左上所示, 将信噪比设置为 20 dB。假设某位置电离层虚高为 260 km, 耀斑爆发的一个小时内其高度变化如图所示。图中的时间轴为 1 小时 (60 分钟), 每 20 分钟一个数据点, 该图显示基础电离层高度 (260 km) 加上昼夜波动 (± 50 km), 在 15~30 分钟时间段模拟太阳耀斑影响, 表现为高斯脉冲形状的高度波动 (最大 150 km), 用灰色半透明区域标记耀斑活动期。图 5 左下为一天内电离层高度的昼夜变化示意图, 白天 F2 层高度上升, 夜晚 F2 层高度下降, 通过正弦曲线模拟。加入太阳耀斑和昼夜变化对电离层高度的影响后, 引入电离层先验信息的直接定位算法优势明显, 最大能将定位精度提升 25 km。

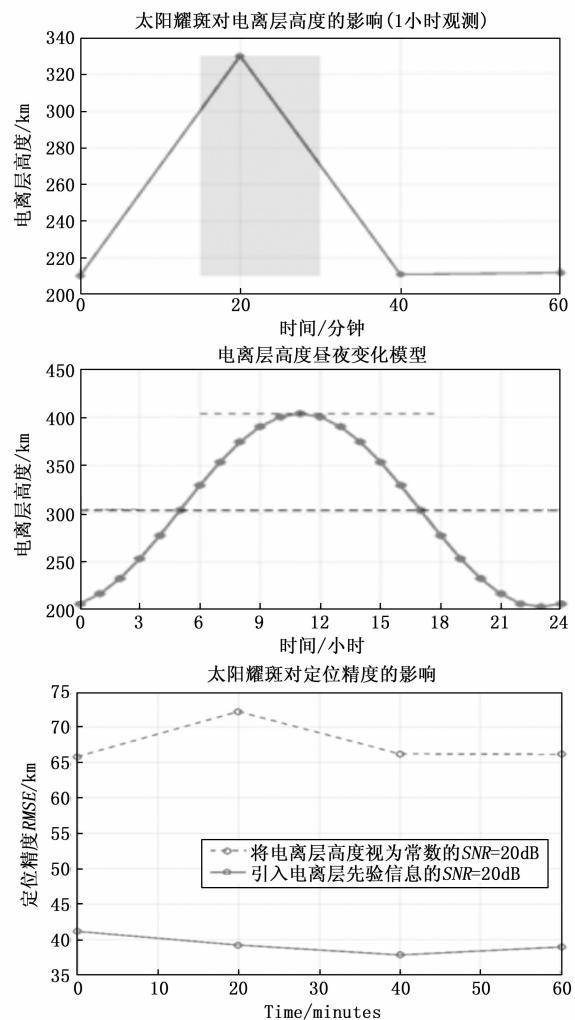


图 5 太阳耀斑对定位精度的影响对比图

如图 6 所示, 新增一组直线分布的接收站, 坐标分别为 $[0, -3000, 0]$ 、 $[0, -1000, 0]$ km、 $[0, 1000, 0]$ km、 $[0, 3000, 0]$ km, 经电离层传播模型计算得到各站对应的等效反射高度分别为: 第一个观测站 200 km、第二个观测站 400 km、第三个观测站

600 km、第四个观测站 300 km。固定信噪比为 $SNR = 20$ dB。直线布站定位精度优于菱形布站。直线分布沿经线排列, 纬度梯度显著, 与电离层的 $hmF2$ 虚高的纬度依赖性高度匹配, 因此可通过融合两种布站策略实现精度-覆盖域平衡。

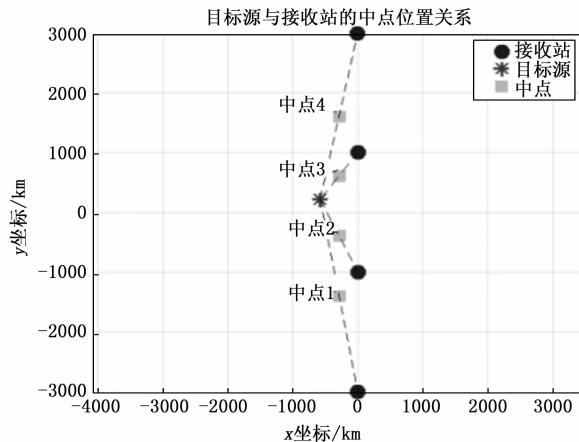


图 6 接收站与目标源直线形分布图

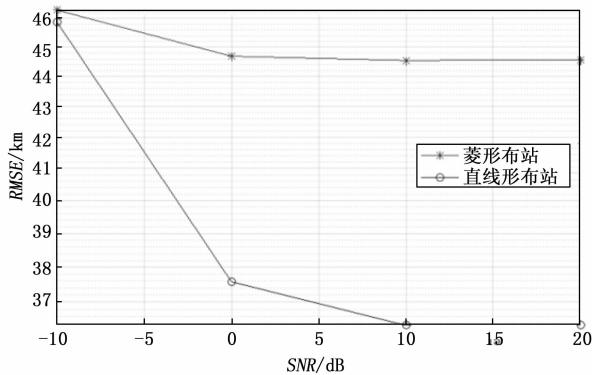


图 7 不同 SNR 下不同布站方式的 RMSE 对比

多径效应会导致定位信号经反射、绕射等路径传播, 产生时延和相位偏差, 不同路径信号叠加后到达接收端, 造成失真或干扰现象, 从而影响真实信号的解算。

设多径路径为两条, 每条路径的时间延迟为: $[1.0, 0.9]$ μ s, 每条路径的衰减系数为: $[0, 1, 0.2]$, 设多径到达角有正负 2.5° 的轻微变化。加上原本的路径一共为三条路径。图 8 可见, 产生多径效应的情况下, 引入电离层先验信息的算法相对误差下降了 0.3% 左右, 但依旧优于将电离层高度视为常数的算法。

图 9 仿真了不同阵元数在不同信噪比下对 RMSE 的影响, 设置阵元数: $[4:1:10]$, 设置信噪比为: $[-10:10:20]$ dB。仿真曲线表明, 定位精度随着阵元数增大而提高。

为评估该算法在多目标场景下的鲁棒性, 在完成单目标测试的基础上, 构建了多目标环境, 并引入 HRD-PD 算法与融入电离层先验信息的直接定位模型结合。通过对两个目标的定位结果 RMSE 求平均, 观察两种

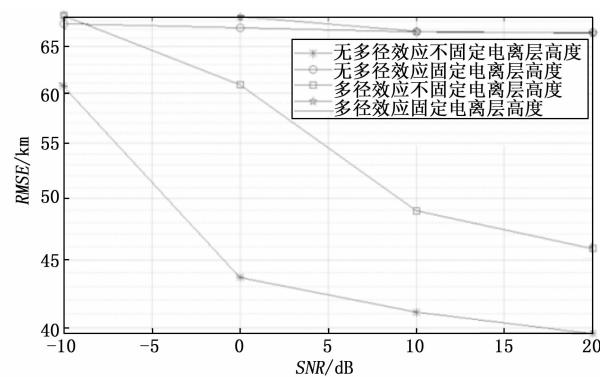


图 8 不同 SNR 下多径效应对 RMSE 的影响对比图

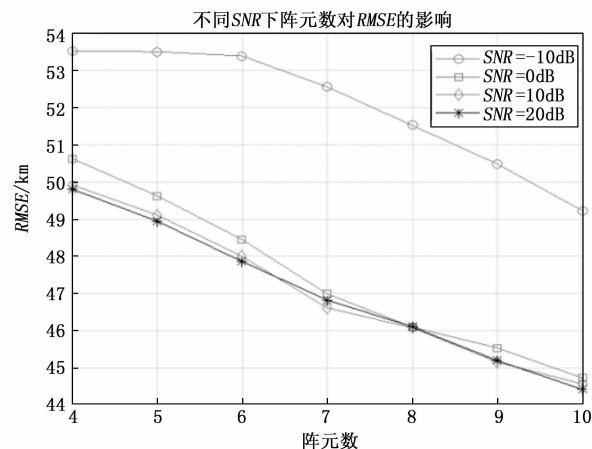


图 9 不同 SNR 下阵元数对 RMSE 的影响

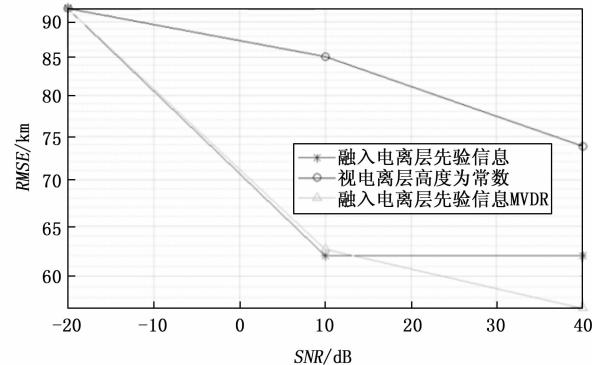


图 10 不同 SNR 下多目标情景的 RMSE 对比

算法在不同信噪比下的 RMSE 结果。设置目标源个数为 2, 目标源坐标分别为: $[804, 606]$, $[801, 620]$, 两个目标源皆位于搜索位置网格范围内, 共用一套电离层先验信息。设置信噪比范围: $[-20:20:40]$ dB。由仿真结果分析, 多目标场景引发算法定位精度下降。低信噪比环境下, 用最大似然法求解的直接定位法和用 MVDR 求解的直接定位法精度相当, 高信噪比环境下, 利用 MVDR 算法抑制旁瓣干扰后, 性能显著提升。

2.2 测量误差分析

测量误差是影响定位精度的关键因素之一, 实际工

程应用中, 存在时钟同步偏差、电离层测量误差等问题。为了使该算法更好的实现于工程应用中, 本节在 2.1 节的基础上考虑不同信噪比下电离层虚高测量误差、时间测量误差对算法定位精度的影响。

图 11 上为不同 SNR 下, 电离层测量误差对定位精度的影响。设置电离层测量误差范围: 0~40 km, 信噪比范围: [−10:10:20] dB。由图可知, 电离层观测越精准, 定位结果均方根误差越小。图 11 下为不同 SNR 下, 观测站定时误差对定位精度的影响。设置定时误差范围为 0~10 ns, 由图可知定时误差对定位精度影响较小。

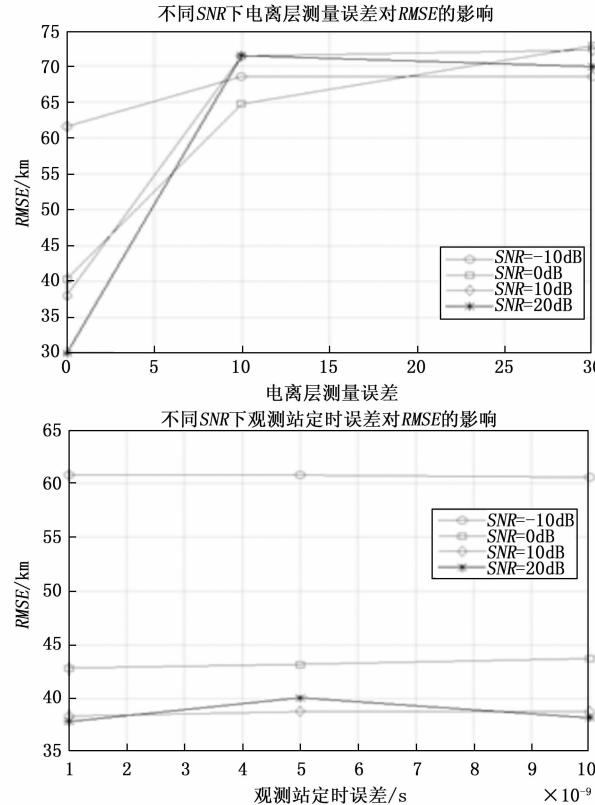


图 11 工程应用中的测量误差对定位精度的影响

3 结束语

本文针对静止多站超视距定位场景, 提出一种将电离层高度变化纳入考虑, 精准测量电离层虚高信息, 并将电离层虚高信息作为先验信息融入直接定位模型的定位方法。基于电离层单层镜面反射模型, 计算每个直接定位遍历网格点拟发射信号到每个天线接收站所经过的电离层反射点高度, 并将电离层虚高信息融入直接定位模型中, 利用最大似然准则求解目标函数, 对超视距目标做出了更精准的估计。仿真实验表明, 本文所提算法优于将电离层虚高设置为常数的传统超视距直接定位法, 信噪比越高则定位精度优势越明显。

本文提出利用单层镜面模型计算电离层虚高的方

法, 基于电离层水平分层结构和短波在电离层中逐步折反射模型。白天赤道地区电离层形成双驼峰结构, 在赤道两侧出现电子密度峰值, 而在赤道上空形成电离层低谷, 同一频率在赤道可能穿透, 而在驼峰区却被反射, 点播沿驼峰倾斜反射, 破坏水平分层结构, 因此该模型不成立。极区的极光带扰动导致磁层粒子沉降, 极盖空洞导致太阳风注入, 场向不规则体导致非镜面反射现象, 极光黑区的 E 层异常导致短波被完全吸收, 破坏了短波连续折射过程, 因此该模型不成立。综上所述, 单层镜面反射模型适用于中纬度地区。

融入电离层先验信息的超视距直接定位法高度依赖电离层先验信息的获取, 需建设多源电离层监视网络来提高测量电离层虚高的精确度和效率。且该算法仅针对静止目标, 对移动目标的跟踪能力受限, 对于高速目标需引入多普勒频移来预测运动模型^[22]。该算法在多目标场景下定位精度下降, 针对多目标场景应将信号子空间算法和最小方差无失真响应算法与直接定位模型结合, 提高对多目标的定位精度。后续将对该算法进行优化, 提高其工程实现能力, 针对电离层数据源的获取、运动目标跟踪和多目标定位能力这三方面深入研究。在工程应用中, 为实现快速定位, 可使用高性能计算单元进行并行计算来提高穷举法的速度。

参考文献:

- [1] 马 欣. 低纬赤道地区电离层不规则结构特征及其对天波雷达的影响效应 [D]. 长沙: 国防科技大学, 2021.
- [2] 王 婷. 多层反射条件下未知辐射源电离层反射定位的方法和性能分析 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2018.
- [3] 李 琛, 周 晨, 王君明, 等. 基于经验电离层模型的短波时差定位理论分析 [J]. 系统工程与电子技术, 2023, 45 (7): 1911–1919.
- [4] YAN L, MAO X, CHEN M. Direct localization of short-wave emitters in multipath ionosphere channel [C] //2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20), Florence, Italy, 2020: 1–6.
- [5] 宋媛媛. 运动单站直接定位技术 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- [6] 郝克钢. 基于参数网格优化的辐射源直接定位方法研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2021.
- [7] XU C, CAI H, GAO S, et al. A method for HF skywave source geolocation in unknown ionosphere environments and experimental results [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2023, 12 (5): 1059–1063.
- [8] ALON AMAR, et al. Localization of narrowband radio emitters based on doppler frequency shifts [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56 (11): 5500–5508.

(下转第 291 页)