

DOI:10.19322/j.cnki.issn.1006-4710.2019.04.005

“地-电离层”波导结构中媒质变化对 VLF 电波场强的影响

蒲玉蓉, 辛楠, 李毅, 席晓莉

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要: 甚低频(VLF)无线电波被广泛应用于超远程导航与通信,而其传播信道内电离层与地层媒质的复杂非均匀变化成为影响其传播特性的主要因素。本文采用二维球坐标时域有限差分(FDTD)方法,结合基于GPU的并行加速策略,仿真分析了电离层参数变化、地质类型改变等对电波传播性能的影响。同时,针对“地-电离层”波导中媒质的突变不均匀性,采用局部复杂区域的非均匀网格剖分技术,仿真分析了跨昼夜路径以及陆海混合路径下的甚低频电波传播特性,在保证计算精度的同时,大大减少计算机消耗、缩短计算时间。

关键词: FDTD方法; 非均匀网格; GPU并行技术; 甚低频电波传播

中图分类号: TN 011 **文献标志码:** A **文章编号:** 1006-4710(2019)04-0427-07

Influence of medium parameter variation on VLF electric field in the earth-ionosphere waveguide

PU Yurong, XIN Nan, LI Yi, XI Xiaoli

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: The very low frequency (VLF) radio waves are widely used in ultra-long-range navigation and communication, with the complexity and non-uniformity of ionospheric and earth's medium in the propagation channel being the main factors affecting the VLF wave propagation properties. In this paper, the 2-D spherical coordinates finite-difference time-domain (FDTD) method with the parallel acceleration strategy based on GPU is proposed. The effects of ionospheric variations and different geological types on radio wave propagation are analyzed. Besides, the characteristics of the VLF wave propagation in the day-to-night path and land-sea mixed path are analyzed by using the non-uniform meshing technique in the mutant complex region of the ground-ionosphere waveguide, which not only ensures the accuracy of the calculation but also greatly reduces the consumption of computer and the calculation time.

Key words: FDTD method; non-uniform grid; parallel technique based on GPU; VLF propagation

甚低频(3 kHz~30 kHz)无线电波是无线电频谱中极具特点的频段。其波长较长,信号的传播损耗小、幅度和相位稳定,能够沿地-电离层波导传播很远的距离为远端设备接收,同时能渗透一定深度的土壤和海水为地下或水下设备接收,因而广泛应用于超远程导航、授时、通信,特别是用于潜艇通信和导航^[1-6]。其典型应用包括美国的 Ω 系统和俄罗

斯的 α 系统。而2014年美国国防高级研究计划局(DARPA)发起的STOIC项目^[7-9],亦是构建基于甚低频的导航定位系统,实现在GPS拒止条件下的高精度超远程PNT服务。

然而,甚低频电磁波在地面与低电离层所构成的球壳空间中传播时,随地球经纬度呈现复杂空间变化的低电离层、地球磁场、空气层、地层等成为影

收稿日期: 2019-02-24

基金项目: 中央军委装备预研领域基金资助项目(6140518020205);国家自然科学基金资助项目(61771389);陕西省自然科学基金基础研究计划资助项目(2016JQ4003)

作者简介: 蒲玉蓉,女,讲师,博士,研究方向为电波传播及电磁场数值计算。E-mail: puyurong@xaut.edu.cn

通讯作者: 席晓莉,女,教授,博导,博士,研究方向为电磁场与微波技术。E-mail: xixiaoli@xaut.edu.cn

响其传播特性的主要因素;尤其是低电离层,除了具有昼夜、季节、太阳黑子周期等相对规则的变化外,还存在偶发E层电离层扰动、电离层暴等随机的突发变化情况^[2, 6, 10]。这些复杂的地球电磁环境变化使得甚低频电波场强呈现出复杂的空间变化与时间变化特性。

目前,“地-电离层”波导模理论是甚低频电波传播特性求解的主要方法^[11-15]。然而,此类解析方法推导计算复杂,多是在对实际传播环境进行简化与近似的基础上推导而来,难以综合考虑电离层、空气层、地层媒质参数的色散、分布不均匀、随机起伏等复杂物理特性的影响。近些年,随着计算电磁学的发展,FDTD等数值计算方法逐渐被应用于该领域的研究^[16-21],但整个“地-电离层”结构下的全球剖分使得FDTD方法的计算资源占用过大、耗时过长,尤其是传播路径上存在晨昏交替、陆海交替等复杂情况时。

本文采用二维球坐标 FDTD 方法,结合 GPU 并行加速策略以及局部复杂区域的非均匀网格剖分技术,在提高计算效率的同时,仿真分析了电离层参数变化及地面地质类型改变等对 VLF 电波场强的影响。

1 模型与数值算法

1.1 甚低频“地-电离层”波导模型

在由地面与电离层构成的球形波导内,甚低频电磁波被上(电离层)下(地层)边界来回多次反射并引导着向前传播。离地一定高度范围内的电离层和透地一定深度的地层成为影响其传播性能的主要因素。

由于甚低频导航/通信系统均采用垂直发射天线,且天线尺寸远小于波长,可近似看作是理想垂直电偶极子源。当考虑地球曲率影响,并假设媒质沿 φ 方向一致时,可构建如图1所示的二维球坐标模型,并采用二维球坐标 FDTD 方法求解甚低频电波传播问题。

设垂直电偶极子源 Idl 位于 $r = R$ (R 为地球半径)、 $\theta = 0$ 的轴线上。地层可以看作是厚度为 h_1 的垂直各向同性媒质, ϵ_{rg} 和 σ_g 分别为地面相对介电常数和地面电导率;电离层离地高度为 h_2 、厚度为 h_3 ,当不考虑地磁场影响时,可看作是非磁化各向同性冷等离子体,其复介电常数可以近似表示为^[1]:

$$\bar{\epsilon}(\omega) = \epsilon_0 \left(1 + j3 \cdot 187.5 \frac{N_e}{(\nu - j\omega)\omega} \right) = \epsilon_0 \left(1 - \frac{3 \cdot 187.5 N_e}{\nu^2 + \omega^2} + j \frac{3 \cdot 187.5 N_e \nu}{(\nu^2 + \omega^2)\omega} \right) \quad (1)$$

式中: N_e 为等离子体电子密度; ν 是电子碰撞频率; ϵ_0 为真空中介电常数; ω 为角频率。

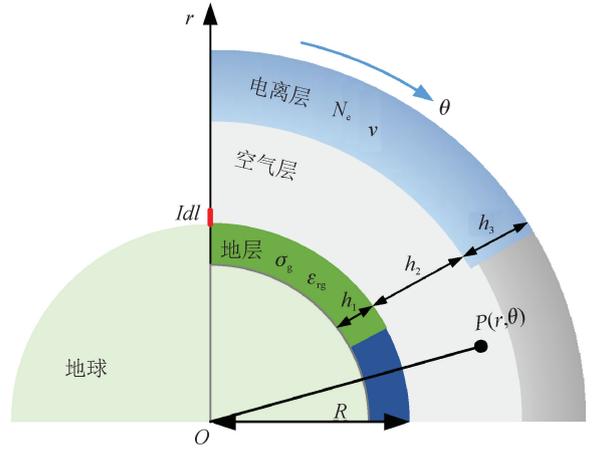


图1 二维球坐标地-电离层波导模型
Fig. 1 2-D spherical coordinate earth-ionospheric waveguide model

电离层的电特性随电波频率、等离子体电子密度和碰撞频率而变化。其相对介电常数 ϵ_{ri} 和电导率 σ_i 可表示为:

$$\epsilon_{ri} = 1 - 3 \cdot 187.5 \frac{N_e}{\nu^2 + \omega^2} \quad (2)$$

$$\sigma_i = 3 \cdot 187.5 \frac{N_e \nu \epsilon_0}{(\nu^2 + \omega^2)\omega} \quad (3)$$

1.2 二维球坐标 FDTD

对于接收点 $P(r, \theta)$ 而言,二维球坐标下麦克斯韦方程组的表达式为:

$$\epsilon \frac{\partial E_r}{\partial t} + \sigma E_r = \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta H_\varphi) \quad (4)$$

$$\epsilon \frac{\partial E_\theta}{\partial t} + \sigma E_\theta = -\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r H_\varphi) \quad (5)$$

$$-\mu \frac{\partial H_\varphi}{\partial t} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial r E_\theta}{\partial r} - \frac{\partial E_r}{\partial \theta} \right) \quad (6)$$

式中: E_r 、 E_θ 、 H_φ 分别为 r 、 θ 、 φ 方向场分量; $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ 为介电常数; μ 为磁导率。

式(4)~(6)采用中心差分,可以得到 E_r 、 E_θ 和 H_φ 的差分形式。以 E_r 为例, r 方向 ($r = (i + 1/2)\Delta r, \theta = k\Delta\theta$) 位置处 $t = (n + 1/2)\Delta t$ 时刻其差分形式为:

$$E_r \Big|_{i+1/2, k}^{n+1} = CA \Big|_{i+1/2, k} \cdot E_r \Big|_{i+1/2, k}^n + \frac{CB \Big|_{i+1/2, k}}{r \Big|_{i+1/2} \cdot \sin(\theta \Big|_k)} \cdot \left\{ \frac{\sin(\theta \Big|_{k+1/2}) H_\varphi \Big|_{i+1/2, k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta\theta} - \frac{\sin(\theta \Big|_{k-1/2}) H_\varphi \Big|_{i+1/2, k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta\theta} \right\} \quad (7)$$

式中:

$$CA \Big|_{i+1/2, k} = \frac{2\epsilon_0 \epsilon_r \Big|_{i+1/2, k} - \Delta t \sigma \Big|_{i+1/2, k}}{2\epsilon_0 \epsilon_r \Big|_{i+1/2, k} + \Delta t \sigma \Big|_{i+1/2, k}} \quad (8)$$

$$CB|_{i+1/2,k} = \frac{2\Delta t}{2\epsilon_0 \epsilon_r|_{i+1/2,k} + \Delta t \sigma|_{i+1/2,k}} \quad (9)$$

在 $\theta = 0$ 和 π 的对称轴上,上述迭代方程中因出现分母 $\sin(\theta|_k) = 0$ 而无法求解。此时,可利用麦克斯韦方程的积分形式来求解 E_r ,即:

$$\iint_S (\epsilon \frac{\partial E_r}{\partial t} + \sigma E_r) \cdot (r^2 \sin\theta d\theta d\varphi) = \oint_l H_\varphi \cdot r \sin\theta d\varphi \quad (10)$$

其差分形式为 ($E_{r,0}$ 和 $E_{r,\pi}$ 分别表示 θ 取 0 和 π 时 r 方向的电场值):

$$E_{r,0}|_{i+1/2,0}^{n+1} = \frac{2\epsilon_0 \epsilon_r|_{i+1/2,0} - \Delta t \sigma|_{i+1/2,0}}{2\epsilon_0 \epsilon_r|_{i+1/2,0} + \Delta t \sigma|_{i+1/2,0}} \cdot E_{r,0}|_{i+1/2,0}^n + \frac{2\Delta t}{2\epsilon_0 \epsilon_r|_{i+1/2,0} + \Delta t \sigma|_{i+1/2,0}} \cdot \frac{\sin(\Delta\theta/2)}{[(i+1/2)\Delta r + R][1 - \cos(\Delta\theta/2)]} \cdot H_\varphi|_{i+1/2,1/2}^{n+1/2} \quad (11)$$

$$E_{r,\pi}|_{i+1/2,N_\theta-1}^{n+1} = \frac{2\epsilon_0 \epsilon_r|_{i+1/2,N_\theta-1} - \Delta t \sigma|_{i+1/2,N_\theta-1}}{2\epsilon_0 \epsilon_r|_{i+1/2,N_\theta-1} + \Delta t \sigma|_{i+1/2,N_\theta-1}} \cdot E_{r,\pi}|_{i+1/2,N_\theta-1}^n + \frac{2\Delta t}{2\epsilon_0 \epsilon_r|_{i+1/2,N_\theta-1} + \Delta t \sigma|_{i+1/2,N_\theta-1}} \cdot \frac{\sin(\Delta\theta/2)}{[(i+1/2)\Delta r + R] \cdot [1 - \cos(\Delta\theta/2)]} \cdot H_\varphi|_{i+1/2,N_\theta-3/2}^{n+1/2} \quad (12)$$

式中: N_θ 表示 θ 方向的总网格数。

1.3 基于 GPU 的并行加速策略

由 FDTD 迭代公式可见,每一个场分量的迭代仅与其周围相邻场分量相关,其天然的并行性使得将场量迭代过程从 CPU 迁移至 GPU,利用 GPU 上大规模流处理器进行计算,将大大减少计算时间,提高计算效率。为此,本文基于 CUDA 平台构建了如图 2 所示的二维并行 FDTD 算法。

2 VLF 在地-各向同性电离层之间的传播特性

为了分析“地-电离层”波导结构中上(电离层)下(地层)边界媒质电参数变化对甚低频电波传播特性的影响,采用二维球坐标并行 FDTD 算法,分别就电离层昼夜变化、季节变化以及地层大地电特性变化对甚低频电波场强随距离的衰减情况进行了仿真分析。其中,VLF 信号频率为 20 kHz,辐射功率为 1 kW;仿真模型中地层与电离层厚度分别为 $h_1 = 60$ km 和 $h_3 = 100$ km;FDTD 算法空间网格剖分尺寸为

$\Delta r = R \times \Delta\theta = 1$ km,时间步长 $\Delta t = 1.6587 \times 10^{-6}$ s。

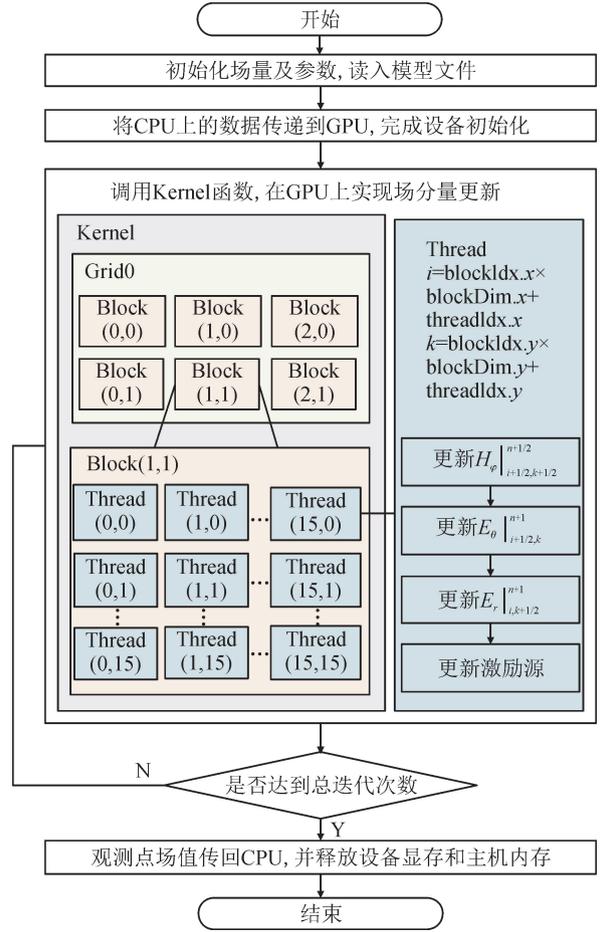


图 2 基于 GPU 的并行二维球坐标 FDTD 流程图

Fig. 2 GPU-based parallel 2-D spherical coordinate FDTD flowchart

2.1 电离层对 VLF 电波传播特性影响分析

当甚低频电波从电离层下面向上入射时,仅能侵入电离层下部较浅的一段区域,大部分能量将被反射回去。因此,离地 50~150 km 范围内的低电离层成为影响其传播特性的主要区域。其中,电子密度 N_e 与碰撞频率 ν 作为主要电参数,其沿高度是连续变化的。本文采用 CCIR 推荐的指数模型^[1]表征其随离地高度 h 的变化情况:

$$N_e(h) = 1.43 \times 10^7 e^{-0.15H'} e^{(\beta-0.15)(h-H')} \quad (13)$$

$$\nu(h) = 1.82 \times 10^{11} e^{-0.15h} \quad (14)$$

式中: H' 和 β 分别为参考高度与梯度系数。

1) 算例 1: 电离层昼、夜及季节变化影响

由于太阳的照射,电离层表现出明显的时间变化特性。为此,仿真分析了甚低频波在冬季白天、夏季白天以及夏(冬)季夜晚时电场强度随传播距离变化的情况,如图 3 所示。其中,地面为良导电地;电离层离地高度 $h_2 = 40$ km,电离层参数如表 1 所示。

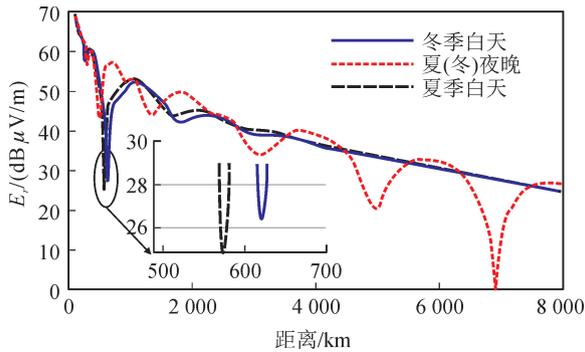


图3 电离层昼夜、季节变化时 VLF 场强随距离变化情况
Fig. 3 Field strength distribution with diurnal and seasonal variations of the ionosphere

表1 β 和 H' 的取值

Tab. 1 Values of β and H'

时段	夏季	冬季
白天	$\beta = 0.3, H' = 70 \text{ km}$	$\beta = 0.3, H' = 72 \text{ km}$
夜晚	$\beta = 0.5, H' = 87 \text{ km}$	$\beta = 0.5, H' = 87 \text{ km}$

如图3所示,随着传播距离的增加,场强整体呈衰减趋势,在600 km附近出现较大衰减(衰减量超过20 dB),且白天的衰减程度大于夜晚;其次,场强随距离变化出现周期性的最大最小点,即“多模干涉”现象,此现象夜间比白天更为显著,且个别位置会出现较大的衰减量(如7000 km附近,衰减量可达30 dB);冬季白天和夏季白天场强随传播距离的衰减情况比较接近,即季节变化所引起的差异并不大;而昼夜变化所引起的差异较大,表现在白天受电离层D层影响大,而夜晚D层消失,电波传播特性发生明显变化,多模干涉严重、持续距离长。

由此可见,在同一位置接收相同的发播信号时,不同的时间将呈现出较大的差异;而处于不同的位置,同时接收同一发播信号时,即便相距较近的点也会出现截然不同的收测效果。因此,对于VLF电波传播预测而言,必须充分考虑电离层参数的时变特点。

2) 算例2:电离层离地高度变化影响分析

甚低频电波在地-电离层波导结构中传播时,大部分能量被低电离层反射。因而当电离层离地高度变化时,将表现出不同的反射特性。

图4为电离层离地高度分别取40 km、50 km、60 km以及70 km时,20 kHz甚低频波场强随传播距离的变化情况。其中,地面为良导体;电离层取冬季白天模型。

由图4可见,在离地40~50 km范围内,电子密

度较小(低于 10 cm^{-3})、碰撞频率较大(高于 10^8 s^{-1}),对VLF电波场强的影响较小;在离地50 km以上范围,电子密度与碰撞频率分布及其变化对VLF电波传播特性的影响增强。随着所设置的电离层离地高度(底层高度)的变化,多模耦合区域及范围发生相应变化。

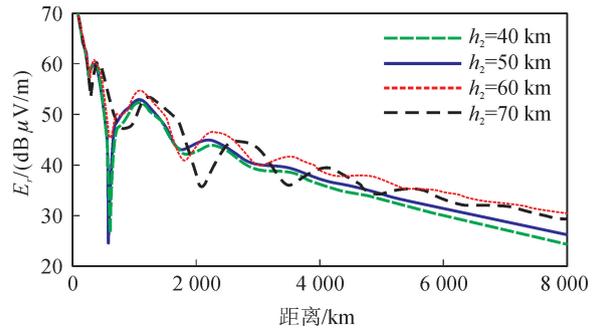


图4 电离层离地高度变化对 VLF 场强的影响
Fig. 4 Influence of h_2 on the field strength

2.2 不同地质类型对 VLF 电波传播特性影响分析

在“地-电离层”波导结构中,地面作为VLF电波传播信道的下边界,受地质类型、地形地物以及地下分层结构等的影响,呈现出不同的导电性能,从而使电波产生不同程度的衰减。为此,仿真计算了6种典型地面电参数下的甚低频电波场强随距离变化情况,如图5所示。其中,电离层统一采用冬季白天的指数模型($h_2 = 40 \text{ km}$)。

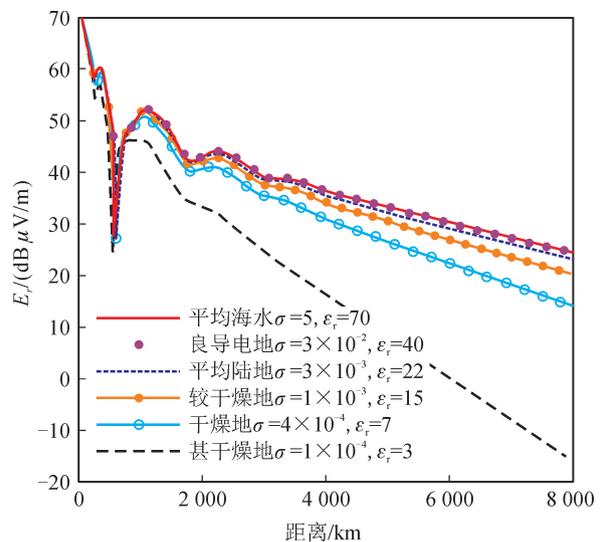


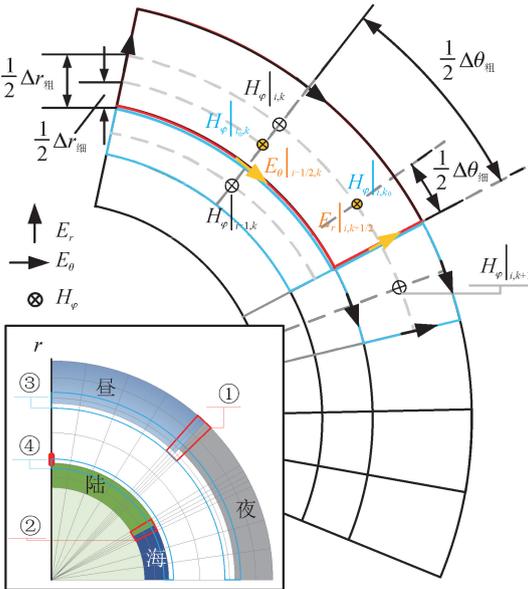
图5 不同地面电参数对 VLF 电波传播特性的影响
Fig. 5 Field strength distribution of different ground types

由图5可见,地面导电性能越差,电波衰减越严重,但多模干涉所引起的最大最小点位置未发生明显改变;传播距离越远,不同地质类型间衰减程度的差异越大,在距离发射源8000 km位置处,良导电地与平均陆地间的场强差异不足2 dB,与干燥地之

间的差异接近 10 dB,而与甚干燥地之间的差异则可高达 45 dB。因而,地面作为整个甚低频信号传播信道的下边界,其导电性能对电波传播特性的影响不容忽视,尤其是当电导率低于 1×10^{-3} S/m 时,场强随距离的增加衰减剧烈,严重影响电波的作用距离。充分考虑不同地质类型对电波传播性能的影响,是进行甚低频导航/授时系统设计与规划不可忽视的重要环节。

3 基于非均匀网格剖分的 VLF 电波在突变不均匀波导中的传播特性

由于 VLF 电波波长较长、作用距离较远,实际传播路径往往出现跨越昼夜过渡区的传播、陆海混合路径的传播等情况,而此时交界处电参数的剧烈变化使得实际传播路径呈现“突变”不均匀性。同时,电离层下缘以及地层上沿与空气层交界处的电特性亦出现较大的变化,从而成为影响 VLF 电波传播特性的关键区域。因此,为了精确描述这些变化,同时降低计算机消耗,本文采用非均匀网格剖分技术,分别对水平(θ)与垂直(r)方向局部区域采用细网格剖分(见图 6),在保证计算精度的同时提高计算效率。



①—晨昏交界区; ②—陆海交界区;
③—电离层下缘; ④—地层上沿。

图 6 局部非均匀网格剖分示意图

Fig. 6 Schematic diagram for local non-uniform mesh

在粗细网格交界处,电场分量(如图 6 中 $E_r|_{i,k+1/2}$ 与 $E_\theta|_{i-1/2,k}$)需做特殊处理。分别引入虚拟磁场分量 $H_\varphi|_{i,k_0}$ 与 $H_\varphi|_{i_0,k}$,采用权值法进行计算。具体求解过程为:

$$E_r|_{i,k+1/2} = CA|_{i,k+1/2} \cdot E_r|_{i,k+1/2} + \frac{CB|_{i,k+1/2}}{r|_i \cdot \sin(\theta|_{k+1/2})} \cdot \frac{1}{\Delta\theta_{\text{细}}} [\sin(\theta|_{k+1}) \cdot H_\varphi|_{i,k+1}^{n+1/2} - \sin(\theta|_{k+1} - \Delta\theta_{\text{细}}) \cdot H_\varphi|_{i,k_0}^{n+1/2}] \quad (15)$$

$$H_\varphi|_{i,k_0}^{n+1/2} = H_\varphi|_{i,k}^{n+1/2} + \frac{\Delta\theta_{\text{粗}} - \Delta\theta_{\text{细}}}{\Delta\theta_{\text{粗}} + \Delta\theta_{\text{细}}} (H_\varphi|_{i,k+1}^{n+1/2} - H_\varphi|_{i,k}^{n+1/2}) \quad (16)$$

$$E_\theta|_{i-1/2,k} = CA|_{i-1/2,k} \cdot E_\theta|_{i-1/2,k} - CB|_{i-1/2,k} \cdot \frac{1}{r|_{i-1/2} \cdot \Delta r_{\text{细}}} \cdot [(r|_{i-1} + \Delta r_{\text{细}}) \cdot H_\varphi|_{i_0,k}^{n+1/2} - r|_{i-1} \cdot H_\varphi|_{i-1,k}^{n+1/2}] \quad (17)$$

$$H_\varphi|_{i,k_0}^{n+1/2} = H_\varphi|_{i-1,k}^{n+1/2} + \frac{2\Delta r_{\text{细}}}{\Delta r_{\text{粗}} + \Delta r_{\text{细}}} (H_\varphi|_{i,k}^{n+1/2} - H_\varphi|_{i-1,k}^{n+1/2}) \quad (18)$$

3.1 跨越昼夜过渡区传播

采用非均匀网格 FDTD 方法仿真分析了 20 kHz 甚低频波跨越昼夜过渡区的传播特性,如图 7 所示。图中,距离发射台 d_1 以内为白天,其余为夜晚;地层为平均陆地($\epsilon_{\text{rg}} = 22$, $\sigma_{\text{g}} = 3 \times 10^{-3}$ S/m)。

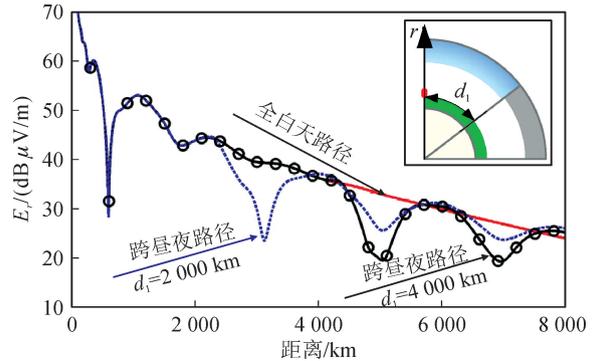


图 7 昼-夜路径下 VLF 场强随距离变化

Fig. 7 Filed strength distribution over the day-to-night paths

由图 7 可见,当甚低频信号跨越昼夜传播时,由于电离层在白天和夜晚的巨大差异,导致信号场强发生明显改变;当昼、夜所占比例发生变化时,信号场强亦会随之改变。因而,在超远距离应用时,甚低频信号必然经历跨越昼夜/夜昼的传播,则处于不同区域的接收点,其收测情况将存在较大差异;而即便处于同一位置,不同时刻接收同一信号时,也将因路径中昼夜比例随时间的改变而产生不同的收测效果。

3.2 陆海混合路径传播

图 8 分别给出了 20 kHz 甚低频波在冬季白天经历各种混合地面路径时,其 r 方向场强衰减情况。

其中,各路径地面电参数设置分别为:①全陆地路径($\epsilon_{rg} = 22$, $\sigma_g = 3 \times 10^{-3}$ S/m);②陆-沙漠-海水混合路径:0~3 000 km为平均陆地($\epsilon_{rg1} = 22$, $\sigma_{g1} = 3 \times 10^{-3}$ S/m),3 000~6 000 km为干燥地面($\epsilon_{rg2} = 7$, $\sigma_{g2} = 4 \times 10^{-4}$ S/m),6 000 km以外为海水($\epsilon_{rg3} = 70$, $\sigma_{g3} = 5$ S/m);③陆-沙漠混合路径:0~3 000 km为平均陆地($\epsilon_{rg1} = 22$, $\sigma_{g1} = 3 \times 10^{-3}$ S/m),3 000 km以外为干燥地面($\epsilon_{rg2} = 7$, $\sigma_{g2} = 4 \times 10^{-4}$ S/m)。

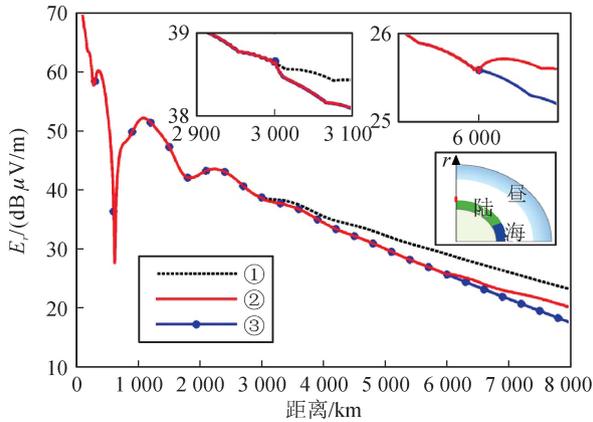


图8 陆-海路径下VLF场强随距离变化

Fig. 8 Filed strength distribution over the land-to-sea paths

由图8可见,当传播路径中地面的导电性能发生改变时,信号场强亦会随之改变:当导电性能由好变差时(如由平均陆地-沙漠),经过过渡区后,电波的衰减量增加;反之,当导电性能由差变好时(如由沙漠-海水),经过过渡区后,随距离的增加场强反而增大,出现恢复效应。因而,对基于甚低频无线电的超远程导航/授时系统而言,其作用距离可达数千甚至近万公里,而传播路径上地面导电性能必然发生较大且复杂的变化,充分考虑传播路径地面电参数的改变(尤其是经历陆海混合路径时),准确预测电波传播特性所发生的剧烈变化,对提高超长波路基导航/授时系统的精度具有重要意义。

4 结 语

本文采用基于GPU并行加速策略的二维球坐标FDTD方法,仿真计算了电离层昼夜及季节变化、离地高度改变以及6种典型地面电参数下甚低频电波场强随传播距离的变化情况,分析了电离层及地层参数变化对甚低频电波传播特性的影响。同时,针对跨昼夜与陆海混合路径,采用局部复杂区域的非均匀网格剖分技术,在提高计算效率的同时,仿真分析了VLF电波在地-电离层复杂非均匀波导中的传播特性。

参考文献:

- [1] 潘威炎. 长波超长波极长波传播[M]. 成都: 电子科技大学出版社, 2004.
- [2] 王健. 甚低频传播相位预测与C层效应研究[D]. 青岛: 中国电波传播研究所, 2004.
WANG Jian. Very low frequency propagation phase prediction and study on C-layer effect [D]. Qingdao: CRIRP, 2004.
- [3] 李光明, 王永生, 温东. 用波导模式理论预测潜艇甚低频信号场强[J]. 现代军事通信, 2003, 11(4): 8-11.
LI Guangming, WANG Yongsheng, Wen Dong. Predicting the field strength of the submarine VLF signal by using the wave-guide mode theory [J]. Journal of Modern Military Communications, 2003, 11(4): 8-11.
- [4] GRAF K L, LEHTINEN N G, SPASOJEVIC M, et al. Analysis of experimentally validated trans-ionospheric attenuation estimates of VLF signals [J]. Journal of Geophysical Research-Space Physics, 2013, 118(5): 2708-2720.
- [5] SASMAL S, PAL S, CHAKRABARTI S K. Study of long path VLF signal propagation characteristics as observed from Indian antarctic station [J]. Advances in Space Research, 2014, 54(8): 1619-1628.
- [6] 冯阳. 电离层扰动对VLF电磁波的传播影响[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
FENG Yang. Effect of ionospheric disturbance on the propagation of VLF electromagnetic wave [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017.
- [7] 陈建光. 美国DARPA STOIC项目寻求新的不依赖GPS系统的精确定位技术[EB/OL]. (2014-06-04) [2018-02-01]. <http://www.dsti.net/information/news/88766.html>.
- [8] DARPA-BAA-16-23. Spatial, temporal and orientation information in contested environments (STOIC) very low frequency (VLF) positioning system [EB/CD]. Strategic Technology Office, 2016.
- [9] 吴海. DARPA计划明年完成STOIC项目的演示验证[EB/OL]. (2018-6-25)[2019-02-01]. http://www.sohu.com/a/237628615_635792.html.
- [10] 马保科. 电离层对电波传播影响的相关问题研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2013.
MA Baoke. Ionosphere and its effects on radio wave propagation [D]. Xi'an: Xidian University, 2013.
- [11] WAIT J R. Mode conversion and refraction effects in the earth-ionosphere waveguide for VLF radio waves [J]. Journal of Geophysical Research, 1968, 73(17): 3537-3548.
- [12] WAIT J R. Reflection of VLF radio waves at a junction in the earth-ionosphere waveguide [J]. IEEE

- Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1992, 34(1): 4-8.
- [13] 李凯, 潘威炎. 关于甚低频无线电波在电离层中衰减的计算[J]. 空间科学学报, 1999, 19(1): 42-46.
LI Kai, PAN Weiyang. On the attenuation of the VLF radio waves in the earth's ionosphere[J]. Chinese Journal of Space Science, 1999, 19(1): 42-46.
- [14] 魏来, 蒋宇中, 李开锋. 基于波导模式的甚低频场强计算方法[J]. 舰船电子工程, 2009, 29(12): 86-89.
WEI Lai, JIANG Yuzhong, LI Kaifeng. VLF field strength calculation methods based on waveguide mode [J]. Ship Electronic Engineering, 2009, 29(12): 86-89.
- [15] GU T T, XU H L, LI K. Mode interferences of VLF waves in an anisotropic waveguide due to sunrise and sunset[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(12): 7255-7264.
- [16] BÉRENGER J P. FDTD computation of VLF-LF propagation in the earth-ionosphere waveguide [J]. Annals of Telecommunications, 2002, 57(11-12): 1059-1090.
- [17] 晏裕春, 蒋宇中, 韩郁, 等. 应用 FDTD 法分析甚低频传播特性 [J]. 舰船电子工程, 2006, 26(4): 133-136.
YAN Yuchun, JIANG Yuzhong, HAN Yu, et al. Numerical simulation of the VLF propagation characteristic by applying FDTD method[J]. Ship Electronic Engineering, 2006, 26(4): 133-136.
- [18] SIMPSON J J. Current and future applications of 3-D global earth-ionosphere models based on the full-vector Maxwell's equations FDTD method[J]. Surveys Geophysics, 2009, 30(2): 105-130.
- [19] XIA H G, WANG Y, CAO Q S. Local high-resolution technique in FDTD modeling of ELF propagation in the earth-ionosphere cavity[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2010, 9: 649-652.
- [20] SAMIMI A, SIMPSON J J. Parallelization of 3-D global FDTD earth-ionosphere waveguide models at resolutions on the order of similar to 1 km and higher [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, 15: 1959-1962.
- [21] 刘江凡, 李慧, 焦子涵, 等. 等离子鞘套随机特性对电波传播影响分析[J]. 西安理工大学学报, 2018, 34(4): 388-394.
LIU Jiangfan, LI Hui, JIAO Zihan, et al. Effects of random characteristic of plasma sheath on the radio wave propagation[J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2018, 34(4): 388-394.

(责任编辑 周 蓓)