文章编号 1005-0388(2011)03-0422-09

基于不同天线高度雷达海杂波的 蒸发波导反演

张金鹏1 吴振森1 赵振维2 王 波1

(1. 西安电子科技大学理学院,陕西 西安 710071;2. 中国电波传播研究所,山东 青岛 266107)

摘 要 分析了影响雷达海杂波反演海洋蒸发波导的几个关键因素,建立了蒸发波 导修正折射率剖面的两参数模型,提出了一种提高蒸发波导反演精度的方法。由于 天线高度不同时,雷达接收的海杂波携带的波导特征信息不同,基于天线伺服系统, 建立了可调天线高度雷达系统的两参数蒸发波导反演模型。通过与固定天线高度的 蒸发波导两参数反演比较,验证了该反演模型具有较高的稳定性和反演精度。

关键词 蒸发波导;雷达海杂波;反演精度

中图分类号 TN011 文献标志码 A

1. 引 言

蒸发波导是由异常大气折射率环境导致的发生 在大面积水体,尤其是海洋上空的一种近永久性电 磁波陷获结构,会导致雷达盲区的出现和雷达杂波 的增强^[1]。蒸发波导的实时精确反演对无线电系统 的性能评估,提高雷达的探测性能具有重要的指导 与战略意义。

雷达海杂波包含有丰富的近海面大气折射率信息,是一种海洋蒸发波导反演的新途径。国外利用 雷达杂波对大气折射率环境的反演研究主要从 20 世纪 90 年代末开始的,美国的 Wallops'98 实验^[2] 利用 S 波段空间测距雷达接收了大量海杂波数据, 验证了利用雷达杂波反演蒸发波导的可行性,并得 到了较好的反演结果。国内近几年已经开展了大气 波导的发生机理以及对电磁波传播影响的理论和实 验研究^[3-6],以及部分大气波导的预报和反演技术研 究^[7-8],其中对蒸发波导的反演主要基于中性大气层 结下 Paulus R A 的单参数模型^[9]。

利用雷达海杂波反演大气波导的技术实质上是 一种海杂波的实际测量数据与雷达电波正演传播模 拟结果之间相互对比拟合的技术,反演精度受到雷 达系统参数、海杂波相关参数,杂波接收环境以及正 演和反演的数学模型等多方面因素的影响。其中, 描述蒸发波导的修正折射率剖面模型对反演结果至 关重要,本文在 Paulus R A 单参数模型^[9]的基础 上,引入蒸发波导强度,建立了两参数蒸发波导修正 折射率剖面模型,该模型可以更好的描述实测剖面。 利用此模型,考虑不同天线高度的海杂波含有不同 的波导特征信息,可能会提高波导剖面参数的反演 精度,建立了基于可调天线高度雷达系统的蒸发波 导反演模型。

2. 雷达海杂波反演蒸发波导的影响因素

影响雷达海杂波反演蒸发波导精度的因素主要 有:1) 雷达电波正向传播模拟计算的准确性(正演 问题);2) 蒸发波导剖面模型的合适性;3) 雷达系 统参数的选取;4) 海杂波相关参数;5) 反演优化算 法的性能(反演问题)。

影响因素 4) 中涉及的海杂波相关参数主要有 海面粗糙度、风速、杂波测量噪声和统计分布类型 等,这些参数会影响实测雷达海杂波的功率一距离 分布,改变波导反演算法的输入信息,进而影响波导 剖面的反演结果,文献[10]已对该影响因素进行了 详细的分析。反演优化算法的性能(影响因素 5)) 对蒸发波导的反演精度、稳定性以及收敛速度也有

收稿日期: 2010-06-29

基金项目: 国家自然科学基金(No. 60771038) 联系人: 吴振森 E-mail: wuzhs@mail. xidian. edu. cn

(1)

重要的影响,但属于数学问题,本文暂不讨论。本文 主要对影响因素 1)~3)进行讨论与分析。

2.1 雷达海杂波功率的正演计算

反演问题是基于正演问题进行的。利用雷达海 杂波进行蒸发波导反演要基于雷达电波的正向传播 模拟计算,雷达杂波功率的计算精度是影响波导剖 面反演的首要因素。

在一定的大气环境下,不考虑接收机噪声时雷 达接收到的海杂波功率^[11]可以表示为

$$P_{c}^{obs}(r, \boldsymbol{m}) = -2L(r, \boldsymbol{m}) + \sigma^{0}(r) + 10\lg r + C$$

式中:m代表随距离和高度变化的修正折射率剖面,本文中假设m为水平均匀的;L(r,m)为雷达波 到达距离r(km)处的单程路径损耗; $\sigma(r)$ 是距离 发射源r(km)处的海面后向散射系数;C为与雷达 发射功率 P_t 、增益 G_t 、 G_r 等有关的常数,经过简化 变型后的计算公式为

$$C = P_t + G_t + G_r + 10 \lg (4\pi \cdot \theta_{\rm B} \cdot \sec \Psi \cdot \Delta r/2\lambda^2)$$
(2)

式中: θ_B 为雷达天线方位向波瓣宽度(rad); Ψ 为 掠射角(rad); Δr 为雷达距离分辨率(m)。式(1)和 (2)中参量 P_c^{obs} , L, σ' , C, P_t , G_t , G_t 的单位取 dB.

海杂波功率式(1)的计算关键是路径损耗 L 的 计算,指的是发射系统的等效全向辐射功率(EIRP) 与接收系统各向同性接收天线所接收到的可用功率 之比,与收、发天线的方向性无关。大气波导环境下 的电波单程路径损耗可表示为

 $L(r) = 32.44 + 20 \lg f(MHz) +$

$$20\lg r(km) - 20\lg F \tag{3}$$

式中: r为空间某点到发射源的距离; F为传播因 子,定义为 $F=|E/E_0|$, $E \in G$ 分别为接收点和自由 空间接收点场强。传播因子使用抛物方程(PE)的 离散混合傅立叶解法(DMFT)计算^[12]。

2.2 两参数蒸发波导 M 剖面建模

基于雷达海杂波的对流层波导反演都基于参数 化的大气折射率剖面模型,模型的优劣严重影响波 导剖面的反演精度。对蒸发波导反演而言,不同的 大气稳定度条件下,波导剖面的形式是不同的,我们 通常使用的是热中性大气条件下 Paulus R A^[9]给 出的单参数对数线性模型

 $M(z) = M_0 + 0.125 z - 0.125 \delta \ln[(z + z_0)/z_0]$ (4)

式中: δ 为蒸发波导高度(m); z_0 为空气动力学粗 糙度因子,取 $z_0 = 1.5 \times 10^{-4}$ m; M_0 为海面高度处 的大气修正折射率。

Paulus R A 的单参数模型在大部分情况下能 有效描述近海面蒸发波导剖面,但存在如下缺点:

大气的修正折射率结构仅由波导高度来描述,这在实际中是有局限性的,还应体现波导陷获层顶与海面处的修正折射率之差带来的影响,我们定义其为波导强度 ΔM. 波导高度与强度在很多情况下并不一一对应,如文献[13]图 4。另外,Douvenot R等人^[14]也指出仅用波导高度一个参数进行蒸发波导 M 剖面建模具有局限性。

2)蒸发波导高度 δ处 M 剖面斜率的变化率
 (二阶导数)唯一地由波导高度确定,不能描述波导高度处修正折射率的斜率变化较快的情况,如图 2
 (a)。

3)该剖面模型在高度接近0时有很长的拖尾, 修正折射率梯度异常大,从而使得水平方向的电磁 波产生大角度的折射,阻止了长距离的传播,式(4) 所示模型中的对数规律在非常低的高度时并不适用^[15]。另外,经过基于2.1节的雷达海杂波功率的 计算可以验证,蒸发波导折射率剖面拖尾的长短只 影响海杂波接收功率的幅度,对杂波功率的距离向 梯度影响很小,因此,对基于雷达海杂波的蒸发波导 折射率剖面反演而言,反演剖面的拖尾经过加长或 缩短以后都可以认为是正确反演出的剖面,即一组 海杂波数据可对应不同长短拖尾的折射率剖面,这 说明长拖尾剖面是不适用于波导反演的。

基于中性大气层结下, Paulus R A 给出的单参 数剖面模型, 建立了如图 1 所示的蒸发波导的两参 数修正折射率剖面。



图 1 两参数蒸发波导垂直修正折射率剖面

式(4)所示剖面的修正折射率高度向梯度的变 化率为

 $d^2 M/dz^2 = 0.125 \delta/(z+z_0)^2$ (5) 为使该变化率可以调节,引入调节因子 $\rho(\rho > 0), 则$ (6)

相应的 M 剖面变为

$$M(z) = M_0 + 0.125 \rho z - 0.125 \rho \ln[(z + z_0)/z_0]$$

为保证蒸发波导高度 ∂以上的剖面不变,式(6)只用 于描述小于波导高度的 M 剖面。

图 1 中 AB 为替换式(6)所示模型中对数剖面 的直线段(高度小于 δ),关于高度的斜率记为 k(k≪ 0)。式(6)所示修正折射率 M 随高度的变化率为

 $dM/dz = 0.125 \rho [1 - \delta/(z + z_0)]$ (7) 为使直线段 AB的斜率与接合点 B 处式(6)所示 M 剖面的斜率相等,实现光滑接合,令式(7)等于直线 段 AB 斜率 k,可得

$$z = \frac{\delta}{1 - 8k/\rho} - z_0, \ k \leqslant 0 \tag{8}$$

以此高度作为剖面接合点高度可使得整个剖面的修 正折射率高度向梯度连续,记此接合点高度为 z_{joint}, 如图 1 中 B 点。

z≪*z*_{joint}时的蒸发波导剖面(图 1 中直线段 AB) 为

$$M(z) = M_0 + kz, \ z \leqslant z_{\text{joint}}$$
(9)

为使得式(6)所示 M 剖面与式(9)所示直线段 剖面 AB在 z_{joint} 处的 M 值相同,在式(6)剖面中引 入修正折射率补偿项 M^{effset} 如下

$$M_{1}^{\text{offset}} = (M_{0} + kz_{\text{joint}}) - (M_{0} + 0.125\rho z_{\text{joint}} - 0.125\rho \delta \ln[(z_{\text{joint}} + z_{0})/z_{0}]) = (k - 0.125\rho) z_{\text{joint}} + 0.125\rho \delta \ln\left(\frac{z_{\text{joint}} + z_{0}}{z_{0}}\right)$$
(10)

z_{joint} < z < δ 时的蒸发波导剖面(图 1 中曲线段 BC) 为

$$M(z) = M_0 + M_1^{\text{offset}} + 0.125\rho z - 0.125\rho \ln[(z+z_0)/z_0]$$

= $M_0 + (k-0.125\rho) z_{\text{joint}} + 0.125\rho z + 0.125\rho \ln\left[\frac{z_{\text{joint}} + z_0}{z+z_0}\right] z_{\text{joint}} < z < \delta$
(11)

高度大于波导高度 δ 的剖面使用 Paulus R A 的单参数模型式(4),为使得该剖面与式(11)所示剖 面 BC 在蒸发波导高度 δ 处的 M 值相同,在式(4) 剖面中引入补偿项 M_2^{dfset} 如下

$$M_{2}^{\text{offset}} = \left[M_{0} + (k-0.125\rho) z_{\text{joint}} + 0.125\rho\delta + 0.125\rho\delta \ln\left[\frac{z_{\text{joint}} + z_{0}}{\delta + z_{0}}\right] - \left\{ M_{0} + 0.125\delta - 0.125\delta \ln\left[(\delta + z_{0})/z_{0}\right] \right\}$$
$$= (k-0, 125\rho) z_{\text{oint}} + 0.125(\rho-1)\delta + 0.0125(\rho-1)\delta + 0.0125(\rho-1)$$

$$0.125 \delta \ln \left[\frac{(z_{\text{point}} + z_0)^{\rho}}{(\delta + z_0)^{\rho-1} \cdot z_0} \right]$$
(12)

$$z \ge \delta$$
 时的蒸发波导前面为
 $M(z) = M_0 + M_2^{\text{difset}} + 0.125 z - 0.125 \delta \ln[(z+z_0)/z_0]$
 $= M_0 + (k-0.125\rho) z_{\text{joint}} + 0.125(\rho-1)\delta + 0.125 z + 0.125 \delta \ln \left[\frac{(z_{\text{joint}} + z_0)^{\rho}}{(\delta + z_0)^{\rho-1} \cdot (z+z_0)}\right]$
 $z \ge \delta$ (13)

式(9)、(11)、(13)组成的新蒸发波导剖面的波 导强度 ΔM 为

$$\Delta M = M_{A} - M_{C}$$

$$= M_{0} - \{ M_{0} + (k - 0.125\rho) z_{joint} + 0.125(\rho - 1)\delta + 0.125\delta + 0.125\delta \ln \left[\frac{(z_{joint} + z_{0})^{\rho}}{(\delta + z_{0})^{\rho^{-1}} \cdot (\delta + z_{0})} \right] \}$$

$$= (0.125\rho - k) z_{joint} - 0.125\rho\delta - 0.125\rho\delta \ln \left[\frac{z_{joint} + z_{0}}{\delta + z_{0}} \right] \qquad (14)$$

将
$$z_{\text{joint}} = \frac{\delta}{1 - 8k/\rho} - z_0$$
 代人式(14)中得

$$\Delta M = (0.125\rho - k) \left(\frac{\delta}{1 - 8k/\rho} - z_0\right) + 0.125\rho\delta \ln\left[\frac{(\delta + z_0)(1 - 8k/\rho)}{c\delta}\right] \quad (15)$$

此即用直线段 AB的斜率 k 表征蒸发波导强度 ΔM 的关系式。

式(8)、(9)、(11)、(13)、(15)即为蒸发波导两参数修正折射率剖面模型,该模型由蒸发波导高度δ 与波导强度ΔM两参数决定,在一个参数固定时另 一参数可以自由变化,更加灵活地描述实际蒸发波 导剖面。

为了验证本文给出的蒸发波导两参数修正折射 率剖面模型的适用性,图 2 给出了两组实验剖面与 Paulus R A 的单参数模型和本文的两参数模型的 比较,其中图 2(a)中的实测剖面波导高度较大,可 以看为特殊情况下的蒸发波导 M 剖面。通过波导 高度与波导强度的调节,可以看出,本文的两参数 M 剖面模型与实验剖面吻合的更好,避免了单参数 模型中 δ 高度处修正折射率的斜率变化较慢和近海 面的长拖尾现象。另外,图 2(a)中不同距离处的剖 面具有基本相同的波导高度,但波导强度不同,本文 的两参数剖面模型可以通过调节波导强度 Δ M 而 达到与每一距离处剖面的较好吻合,而 Paulus R A 单参数剖面在波导高度 δ 确定后,波导强度 Δ M 也 相应的唯一确定,影响了与不同剖面的吻合。



(b) 实验剖面来自文献[7]图 2 实验剖面与两种蒸发波导 M 剖面模型的比较

2.3 雷达系统参数对蒸发波导反演的影响

由于基于雷达系统的大气低空折射率剖面反演 使用的是雷达杂波功率一距离信息,因此,影响海杂 波功率一距离分布信息的所有雷达系统参数都影响 海洋蒸发波导的反演,如雷达功率、增益、频率、天线 高度、距离分辨单元以及极化方式。增大雷达发射 功率与增益可以提高雷达接收到海杂波的杂噪比 (CNR),从而减少噪声的影响,提高波导反演的精 度。雷达距离分辨单元的大小以及极化方式尽管也 影响波导的反演,但直接影响的是海杂波的统计分 布^[16],属于影响因素 4),详细描述见文献[10]。本 文主要研究雷达频率和天线高度对蒸发波导反演的 影响。

2.3.1 雷达频率的影响

类似于金属波导内传播的电磁波,蒸发波导内 的雷达电波频率不同,波导模模式和数量不同,雷达 接收到的海杂波信号距离衰减速度及多模干涉现象 也会不同。因此,不同频率雷达接收到的携带不同 信息的海杂波将严重影响蒸发波导的反演质量。

图 3 给出了两组蒸发波导剖面参数,天线高度

为8m时,不同雷达频率对应的海杂波功率,使用的雷达系统参数如表1所示,除杂噪比、天线高度与仰角为假设外,其他参数均来自一次蒸发波导对舰载雷达探测性能的影响验证实验^[17]。雷达接收到的海杂波源于海面有效散射高度处的电磁散射,有效散射高度 $h_e \approx 0.6h_a$, h_a 为平均海浪高度。假设海情为4级,对应的平均浪高 $h_a = 0.945$ m,则海面有效散射高度 $h_e \approx 0.57$ m.从图3可以看出,发射频率不同时,雷达接收到的海杂波功率幅度和距离向梯度有明显不同,功率曲线随距离的上下振荡程度也不同,这是由于波导模之间的干涉造成的,频率越高,波导模之间的干涉效应越明显。这种由于雷达频率不同而给海杂波功率一距离分布带来的差异将影响蒸发波导的反演。



(b) 波导高度 20 m,强度 20 M-units 图 3 不同雷达频率时的雷达海杂波功率一距离分布

表1 雷达系统参数

| 参数/单位 | 数值 | | |
|--------------|------------------|--|--|
| 频率/GHz | 3.0, 6.0, 10.0 | | |
| 功率/dBm | 80.0 | | |
| 天线增益/dBi | 44.0 | | |
| 方位向波瓣宽度/deg. | 1.0 | | |
| 距离分辨率/m | 180.0 | | |
| 杂噪比/dB | 40.0 | | |
| 天线高度/m | 3, 8, 13, 18, 23 | | |
| 天线仰角/deg. | 0.0 | | |
| 极化方式 | VV | | |

2.3.2 天线高度的影响

在利用雷达系统进行海洋蒸发波导探测反演 中,雷达天线作为电磁波发射源,它在蒸发波导陷获 层中的相对位置直接决定电磁波的陷获程度和海杂 波接收功率的携带信息,影响实测和正演模拟杂波 功率的距离分布,进而影响蒸发波导剖面的反演。

图 4 给出了雷达频率为 10 GHz,5 个天线高度 下雷达接收到的海杂波功率随距离的变化,雷达系 统参数如表 1。对应两组蒸发波导高度与强度,发 射天线各有位于波导陷获层之内与之外的情况。可 以看出,天线架设高度不同时,雷达接收到的海杂波 功率幅度和多模干涉效应都有明显的变化,波导越 强(图 4(b)),变化越明显。这说明不同的天线高度 会获得含有不同波导特征信息的海杂波,得到波导 参数不同的反演精度。这种差异给雷达杂波反演蒸 发波导中天线的架设高度提出了要求。







(b) 波导高度 20 m, 强度 20 M-units图 4 不同天线高度时的雷达海杂波功率-距离分布

3. 提高蒸发波导反演精度的方法

利用雷达杂波反演大气波导的基础是获得某大 气环境下的杂波特征信息。为了达到较高的反演精 度,就需要尽可能多的获得杂波信息来作为反演算 法的输入。通过 2.3 节中天线高度对海杂波接收功 率的影响分析可知,天线架设高度不同,雷达接收到 的海杂波信息就明显不同,采用多个天线高度的丰 富海杂波信息必然会提高波导参数的反演精度。在 实际应用中,天线高度可以通过天线的伺服系统进行调节,简单易行,采用单部雷达便可获得用于波导反演的大量海杂波信息,而不必采用多部雷达接收机。

本文基于天线高度可调的雷达接收机,建立了 如下的两参数蒸发波导 M 剖面反演模型:

1)利用天线伺服系统调节天线,接收多个天线 高度 h₁, h₂,…, h_n时的实测海杂波功率。对实测雷 达海杂波功率数据进行中值滤波处理,去除杂波尖 峰信号。将滤波后的杂波功率在距离 r₁、r₂、… r_N 处进行离散(此离散距离即为波导传播正演计算的 不同步进),得到目标功率向量 **P**₁^{obs}, **P**₂^{obs},…, **P**₃^{obs} 以 此 n个向量作为反演算法的输入。

2)两参数蒸发波导 M 剖面建模。修正折射率 空间结构建模即为确定折射率参数维数,构建修正 折射率与空间位置对应关系的过程。实际环境中 M随传播距离而变化,但通常认为这种水平变化是 缓慢的,因此本文假定 M 为水平均匀的,垂直 M 剖 面采用 2.2 节给出的两参数蒸发波导模型。

 正演模拟天线高度分别为 h₁, h₂, …, h_n 时 的雷达海杂波功率 P^e_i(i=1,2, …, n)。

4)建立自适应目标函数。反演过程中目标函数用来估计正演模拟的杂波功率与实测功率的吻合程度,选择合适的目标函数进行优化搜索对反演结果具有重要的影响。对基于可调天线高度雷达系统的波导参数反演而言,最优剖面应该使得每一天线高度的正演模拟杂波功率 P_i(*i*=1,2,...,*n*)与相应的实测功率 P_i^{obs}(*i*=1,2,...,*n*)吻合的最好,因此属于多目标优化的问题。

收距离 r较大处的海杂波信号 CNR 相对较大, 会给反演结果带来消极的影响,因此,为了减小远距 离处杂波信息对目标函数的贡献,我们使用如下的含 线性距离权重的最小二乘目标函数

$$\phi_{i}(\mathbf{M}) = \sum_{r=r_{0}}^{J} \left[e_{i}^{2}(r) \times \frac{r_{f} - r}{r_{f} - r_{0}} \right], \quad i = 1, 2, \cdots, n$$

$$(16)$$

$$e_{i}(r) = \mathbf{P}_{i}^{\text{obs}}(r) - \mathbf{P}_{i}^{c}(r, \mathbf{M}) - \left[\overline{P}_{i}^{\text{obs}} - \overline{P}_{i}^{c}(\mathbf{M}) \right]$$

$$(17)$$

$$\overline{P}_{i}^{\text{obs}} = \frac{1}{N} \sum_{r=r_{0}}^{\gamma} P_{i}^{\text{obs}}(r), \overline{P}_{i}^{c}(\mathbf{M}) = \frac{1}{N} \sum_{r=r_{0}}^{\gamma} P_{i}^{c}(r, \mathbf{M})$$
(18)

式中: M 为蒸发波导剖面参数矢量; r₀ 和 r_f 为用 于反演的杂波功率起始距离与终止距离; N 为距离 步个数。 对基于可调天线高度雷达系统的波导参数反演 而言,需要使得对应每一天线高度的目标函数 \(m), i=1,2,...,n都达到最优值,我们采用处理多 目标优化问题中最常用的统一目标法,将各目标函 数进行加权组合,引入如下的自适应目标函数

$$\Phi(\mathbf{M}) = \sum_{i=1}^{n} \omega_i \phi_i(\mathbf{M})$$
(19)

式中, ω_i 为对应天线高度 h_i 时的分目标函数 $\phi_i(\mathbf{M})$ 的加权因子,取决于不同天线高度时雷达杂波携带 波导特征信息的相对丰富程度,且 $\sum_{i=1}^{n}\omega_i = 1$ 。由 2.3节中天线高度对海杂波功率的影响分析可知,天 线高度不同,则波导模干涉状态就不同,但目前无法 定量地说明哪个天线高度携带的波导特征信息更加

丰富,因此我们采用等比例加权因子 $\omega_i = 1/\sum_i i$

5)利用优化算法对自适应目标函数 Φ(M)进行优化,对应目标函数最小的蒸发波导剖面即为最 佳反演剖面。

4. 反演结果与讨论

为了验证第3节中的提高蒸发波导反演精度的 方法,利用可调天线高度雷达接收到的3个天线高 度的海杂波数据作为伪实测数据,进行了蒸发波导 高度与强度两参数的反演分析,并与固定天线高度 的反演进行了比较。雷达工作频率采用10GHz,其 他所有雷达系统参数如表1所示。

自适应目标函数使用粒子群算法(PSO)¹¹⁹进 行优化,根据雷达杂波反演蒸发波导的实际情况,初 始参数设置为:种群规模 50,进化代数 10 代,波导 高度与强度搜索范围分别为 0~35 m 和 0~40 Munits,对应于波导高度与强度的粒子飞行速度最大 值分别为 3.0 m 和 4.0 M-units.

为了使正演模拟的伪实测雷达杂波功率更接近 于实测数据,本文加入了定量的高斯白噪声。噪声 水平的量化使用初始反演距离 r₀ 处的 CNR 来表 示,它与海面散射系数(NRCS) σ₀ 的关系为

 $CNR_{r_0}(dB) = \bar{\sigma}_0 - 10lg(\vec{\sigma}_w)$ (20) 式中: $\bar{\sigma}_0$ 代表海面散射系数的均值(dB); $\vec{\sigma}_w$ 为噪声 方差。本文中波导反演使用的杂波功率最大接收距 离为 $r_f = 80$ km,最小接收距离 r_0 和此距离处的杂 噪比按文献[8]设定为 10 km 和 40 dB. 图 5 中粗糙 曲线为加入 $CNR_{r_0=10 \text{ km}} = 40$ dB 的高斯噪声后的伪 实测雷达海杂波功率,蒸发波导高度与强度组合为 (20 m, 15 M-units)。



图 5 伪实测雷达海杂波功率示意图

以 9 种代表性蒸发波导高度与强度组合为例, 表 2 给出了基于可调天线高度雷达接收机的 4 种反 演方法的 200 次蒙特卡罗反演统计结果。4 种反演 方法采用的雷达杂波数据分别来自(a) 天线高度 8 m,(b) 天线高度 13 m,(c) 天线高度 18 m,(d) 天 线高度可调(8 m+13 m+18 m)。从表 2 可以看 出,除蒸发波导参数为(20 m,20 M-units)时,可调 天线高度比天线 13 m 时的反演结果稍差外,其他 情况下利用可调天线高度的雷达海杂波反演的波导 表 2 基于可调天线高度雷达接收

机的蒸发波导反演统计结果

| 蒸发波导 | 均方根误差 RMS/(m,M-units) | | | |
|--------------|-----------------------|-----------------|---------------|--------------|
| (高度,强度) | 工化 0 m | 千 代 19 m | | 与连山油 |
| /(m,M-units) | 人线 0 Ⅲ | 人线 15 Ш | 入线 10 111 | 同反可则 |
| (10, 6) | (2.14, 8.22) | (2,21,12,53) | (2.58, 16.11) | (1,73,0,88) |
| (10,9) | (2,90,16,56) | (2.98,19.98) | (3.46,18.21) | (0.99, 0.93) |
| (10,12) | (1.09,15.30) | (3.22,15.94) | (6.32, 14.67) | (0.14,0.40) |
| (15,10) | (1,21,3,30) | (1.62,6.45) | (5.62, 18.14) | (0.96, 0.55) |
| (15,14) | (1.00, 1.68) | (1.84,13.52) | (5.15,9.33) | (0.09, 0.15) |
| (15,18) | (1.08, 2.26) | (4.02, 6.75) | (2.24, 3.31) | (0.09, 0.27) |
| (20,15) | (3.08, 2.69) | (1.34, 2.48) | (1.87,4.94) | (0.81, 1.23) |
| (20,20) | (3.36, 5.75) | (0.11, 0.24) | (1.94, 1.58) | (0.12, 0.30) |
| (20,25) | (9,12,10,45) | (1.04, 0.84) | (1.79,7.73) | (0.16, 0.29) |

参数均方根误差明显比固定天线高度时小,反演精 度更高。为了更加直观的看到4种方法的反演结 果,图6给出了其中一组蒸发波导参数(20m,15 M-units)时相应的200次反演结果的空间分布与概 率分布情况。从图6可以看出:

 1)采用不同天线高度接收的雷达杂波反演的 蒸发波导参数分布明显不同,说明雷达天线高度的 选取对波导反演具有重要的影响。

2)3个天线高度时的反演结果皆分布不够集 中,存在许多不同的反演失败点,说明各分目标函数



图 6 基于可调天线高度雷达接收机的蒸发波导(20 m,15 M-units)反演结果分布

都存在局部极值且极值特性不同。

3)基于可调天线高度雷达杂波的反演中,由于 使用了具有不同局部极值特性的分目标函数组成的 自适应目标函数,反演结果分布更加集中,成功率更 高,说明了本文基于天线高度动态可调雷达系统的 海洋蒸发波导反演模型具有较高的反演精度。

5. 结论

讨论了利用雷达海杂波进行近海面蒸发波导监 测与反演的关键影响因素,根据实际情况中蒸发波 导高度与强度并不严格一一对应的情况,建立了两 参数蒸发波导剖面,并在此基础上提出了提高海洋 蒸发波导参数反演精度的方法。本文反演结果表 明:基于可调天线高度雷达系统的反演结果分布集 中,稳定性高,有效克服了固定天线高度反演中存在 大量局部极值点的情况,提高了海洋蒸发波导的反 演精度。实际海洋环境中的大气波导表现为修正折 射率剖面距离向与方位向非均匀的情况,基于多雷 达台站进行非均匀大气波导的区域反演研究具有极 高的应用价值。

参考文献

- [1] 张 瑜,吴少华.大气波导传播类型及特性分析[J]. 电波科学学报,2009,24(1):185-191.
 ZHANG Yu, WU Shaohua. Analysis of the types and characteristics of atmospheric duct propagation [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2009, 24(1):185-191. (in Chinese)
- [2] ROGERS L T, HATTAN C P and STAPLETON J
 K. Estimating evaporation duct heights from radar sea echo[J]. Radio Science, 2000, 35(4): 955-966.
- [3] 姚展予,赵柏林,李万彪,等.大气波导特征分析及 其对电磁波传播的影响[J].气象学报,2000,58(5): 605-616.

YAO Zhanyu, ZHAO Bolin, LI Wanbiao, et al. The analysis on characteristics of atmospheric duct and its effects on the propagation of electromagnetic wave [J]. Acta Meteorologica Sinica, 2000, 58(5): 605-616. (in Chinese)

[4] 孙 方, 王红光, 康士峰, 等. 大气波导环境下的射 线追踪算法[J]. 电波科学学报, 2008, 23(1): 179-194.

SUN Fang, WANG Hongguang, KANG Shifeng, et al. A ray tracing algorithm for duct environment [J].

Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23(1): 179-194. (in Chinese)

[5] 焦 林,张永刚.大气波导条件下雷达电磁盲区的预 报研究[J].西安电子科技大学学报(自然科学版), 2007,34(6):989-994.

JIAO Lin, ZHANG Yonggang. Prediction of the electromagnetic shadow zone under the atmospheric duct [J]. Journal of Xidian University, 2007, 34(6): 989-994. (in Chinese)

[6] 刘爱国,察 豪.海上蒸发波导条件下电磁波传播损 耗实验研究[J].电波科学学报,2008,23(6):1199-1203.

LIU Aiguo, CHA Hao. Experiment study of electromagnetic wave propagation loss in oceanic evaporaiton duct [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23 (6): 1199-1203. (in Chinese)

[7] 王向敏.海上大气波导的预测方法[D].南京:南京信息工程大学遥感学院,2007.

WANG Xiangmin. A study on the atmospheric duct over ocean and its prediction [D]. Nanjing: Nanjing University of Information Science and Technology, School of Remote Sensing, 2007. (in Chinese)

[8] 盛 峥,黄思训,赵小峰.雷达回波资料反演海洋波
 导中观测值权重的确定[J].物理学报,2009,58(9):
 6627-6632.

SHENG Zheng, HUANG Sixun, ZHAO Xiaofeng. The determination of observation weight in inversion ocean duct using radar clutter [J]. Acta Physica Sinica, 2009, 58(9): 6627-6632. (in Chinese)

- [9] PAULUS R A. Evaporation duct effects on sea clutter [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1990, 38(11): 1765-1771.
- [10] YARDIM C, GERSTOFT P, and HODGKISS W S. Sensitivity analysis and performance estimation of refractivity from clutter techniques [J]. Radio Science, 2009, 44(RS1008).
- [11] GERSTOFT P, ROGERS L T, KROLIK J L, et al. Inversion for refractivity parameters from radar sea clutter [J]. Radio Science, 2003, 38(3):8053.
- DOCKERY G D, KUTTLER J R. An improved impedance-boundary algorithm for fourier split-step solutions of the parabolic wave equation [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1996, 44 (12): 1592-1599.
- [13] GERSTOFT P, HODGKISS W S, ROGERS L T, et al. Probability distribution of low altitude propagation loss from radar sea clutter data [J]. Radio Science, 2004, 39(RS6006).

- [14] DOUVENOT R, FABBRO V, BOURLIER C, et al. Retrieve the evaporation duct height by least squares support vector machine algorithm [J]. Journal of Applied Remote Sensing, 2009, 3(033503): 1-15.
- [15] IVANOV V K, SHALYAPIN V N and LEVADNY Y V. Microwave scattering by tropospheric fluctuations in an evaporation duct [J]. Radiophysics and Quantum Electronics, 2009, 52(4): 277-286.
- [16] LONG M W. Radar Reflectivity of Land and Sea [M]. 3rd ed. London: Artech House, 2001.
- [17] ANDERSON K D. Radar measurements at 16.5 GHz in the oceanic evaporation duct [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1989, 37 (1): 100-106.
- [18] CLERC M. Particle Swarm Optimization [M]. London: ISTE Publishing Company, 2006.

作者简介



张金鹏 (1985-),男,山东 人,西安电子科技大学理学院博士 生,主要从事对流层电波传播特性 等方面的研究。



吴振森 (1946一),男,湖北沙 市人,西安电子科技大学教授,博士 生导师,近年来主要从事复杂介质、 非均匀介质中的电磁波/光波的传 播与散射、目标激光散射特性和电 磁散射等方面的研究。



赵振维 (1965-),男,河北 人,研究员,博士,中国电波传播研 究所副总工程师,主持多项包括 863、973、军事电子预研、预研基金 等课题研究。曾获部科技进步二等 奖,山东省青年科技奖和青岛市青

年科技奖,现为中国电子学会高级会员、中国宇航学 会飞行器测控委员会委员。



王 波 (1980-),男,山东 人,西安电子科技大学理学院博士 生,主要研究方向为大气波导的反 演探测技术。

Evaporation duct inversion based on radar sea clutters from different antenna heights

ZHANG Jin-peng¹ WU Zhen-sen¹ ZHAO Zhen-wei² WANG Bo¹

(1. Xidian University, School of Science, Xi'an Shaanxi 710071, China;
 2. China Research Institute of Radiowave Propagation, Qingdao Shandong 266107, China)

Abstract The key factors affecting ocean evaporation duct inversion from radar sea clutter are analyzed, and a dual-parameter modified refractivity profile for evaporation duct is modeled. A method for improving the inversion precision is introduced. Because the sea clutters from different antenna heights carry different duct information, the improved inversion model for evaporation duct is constructed using radar clutters from changeable antenna heights, with the antenna servo system employed. Through duct inversion comparisons with the case of fixed antenna height, the high inversion stability and precision of this model are confirmed.

Key words evaporation duct; radar sea clutter; inversion precision