

二维阵列超视距雷达的选频方法

罗忠涛^{*①} 何子述^① 卢琨^② 陈绪元^②

^①(电子科技大学电子工程学院 成都 611731)

^②(南京电子技术研究所 南京 210013)

摘要: 该文提出一种通过预测到达任务区域路径信噪比, 自适应地为天波超视距雷达选择工作频点的方法。利用2维阵列的俯仰维分辨能力, 克服了传统方法无法从返回散射电离图中分离多模/多径信号的缺陷。雷达通过电离层探测设备和2维接收阵列, 获取返回散射数据、环境干扰数据和电离层状态数据。然后利用电离层模型和状态数据, 推算各频点对任务区域的照射路径。运用2维自适应波束形成抑制环境干扰噪声, 并处理返回散射数据以预测各路径回波强度。最后计算各频点路径在脉冲压缩后的信噪比, 选择信噪比最大值的频率为最优工作频点。

关键词: 超视距雷达; 频点选择; 2维阵列

中图分类号: TN958.93

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)04-0975-07

DOI: 10.11999/JEIT140720

Operating Frequency Selection for Sky-wave Over-the-horizon Radar with 2-D Array

Luo Zhong-tao^① He Zi-shu^① Lu Kun^② Chen Xu-yuan^②

^①(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

^②(Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210013, China)

Abstract: This paper presents a method of adaptive operating frequency selection for sky-wave Over-The-Horizon Radar (OTHR) with 2-D array by predicting Signal-to-Noise Ratio (SNR) of paths to the area of interest. With the elevation resolution of 2-D array, this method overcomes the incapability of separating multipath/multimode signals for OTHR with 1-D array. For frequency selecting, firstly, sounding equipments and 2-D array record the backscattering data, environment data and ionosphere state data. Propagation paths to the area of interest are deduced for available frequencies based on the ionosphere model and state. 2-D adaptive digital beam forming is employed to suppress interferences and predict the power of echoes. Finally, the paths' SNR is calculated and the frequency of the maximum SNR is selected as the optimal operating frequency.

Key words: Over-The-Horizon Radar (OTHR); Frequency selection; 2-D array

1 引言

天波超视距雷达(Over-The-Horizon Radar, OTHR)工作在高频段(6~28 MHz), 是一种有效的远程预警手段^[1,2]。由于高频电磁波在电离层中的传播路径依赖于其频率, 工作频点制约着 OTHR 性能, 比如最大最小探测距离及回波强度。其次, 高频段背景中分布着各种无线电干扰和噪声, 包括各种短波通信电台^[1,3]。因此, OTHR 频点选择非常重要, 既要求覆盖任务区域回波能量高, 还需要尽量避开干扰所占频谱。

传统 OTHR 工作频点是人工选择, 过程主要分两步^[1,2]。第1步是依据返回散射“群时延距离-频率

-幅度”电离图, 描述扫频信号在经过电离层后被地面/海面后向散射返回接收站的能量强度。工作人员可根据任务位置对应的大致时延距离, 确定幅度较强的频段。第2步, 根据环境干扰频谱监测, 选择频段内未受干扰或干扰尽量少、具有足够带宽的频点作为工作频点。随着 OTHR 技术的发展, 选频方法也在革新。文献[3]考虑空域干扰的问题, 提出自适应滤波后再比较各频点噪声能量大小。文献[4]制作距离对应频率-俯仰角表格作选频参考。不过传统线阵制约了 OTHR 选频技术的发展。由于线阵不能提供俯仰角的分辨力, 无法分离多模和多径信号, 因而无法针对任务位置精确选择真正具有最强回波的频点。

近年来2维阵列在 OTHR 中的使用研究得到了关注^[5-9]。由于电离层中电波传播路径与俯仰角紧

2014-05-29 收到, 2014-09-12 改回

国家自然科学基金(61032010, 61102142, 61301262)资助课题

*通信作者: 罗忠涛 loztsky@163.com

密联系, 2 维阵列所提供的俯仰角分辨力给 OTHR 带来了额外增益, 比如杂波抑制^[8]和工作模式选择^[9]。2003 年研制的法国雷达 NOSTRADAMUS 为单基体制^[5], 发射和接收阵列为 2 维阵列, 可提供多种功能的电离图, 包括俯仰角和距离的 3-D 电离图, 并配以先进而复杂的频率管理系统 (Frequency Management System, FMS) 理念。可惜的是, 它并没有给出具体可行的雷达选频目标和操作方案。本文提出一种适合 2 维阵列 OTHR 的选频工作方案, 关注任务区域路径的回波和噪声强度, 选择信噪比最优的频率为工作频点。

2 OTHR 选频特点和 2 维阵列

OTHR 工作频点选取考虑的主要因素有两个: 回波强度和噪声功率。为实时认识电离层状态, OTHR 配备电离层探测设备, 一般有返回散射探测设备, 垂直探测设备和斜向探测设备等。其中返回散射处理对象是扫频信号被监测区域地/海面后向散射的回波, 反应了散射回波经传播损耗的效果, 提供各频点回波强度预期的重要指示信息。垂直和斜向探测设备主要是提供电离层状态信息, 比如电离层高度、电子浓度等, 通过描绘 3 维的电离层电子浓度图, 辅助评估方位偏差和坐标变换系数等。此外, OTHR 还配备环境监测设备, 进行干扰频谱和环境噪声监测, 以避免强干扰进行工作。

传统选频方法基于以上两个监测信息, 有一个无法克服的缺陷: 不能预估任务区域返回散射强度。在缺乏俯仰角分辨力的情况下, 即使 OTHR 推算到照射任务区域的射线信息, 也由于无法分离多模/多径信号, 从而无法将返回散射数据的群时延距离-频率-幅度图转换为地面距离对应幅度。此外, 传统方法由人工选取频点, 主观性较强, 不适应现代雷达要求自适应的发展趋势。

2 维阵列的列装和使用是近年来 OTHR 的一个发展方向^[6], 增加了俯仰维干扰的抑制能力^[8]和雷达信号处理功能^[9]。2 维阵列的建设, 可源于传统线阵的改造。本文研究的 OTHR, 其发射阵列依然为线阵, 控制发射能量的方位角如图 1 所示。接收阵列由 1 维扩展为 2 维, 每一维分别具有 K_1 和 K_2 个阵元, 均匀分布间隔分别为 d_1 和 d_2 , 入射方向由方位角 φ 和俯仰角 θ 确定。探测和监测设备的接收天线可与雷达目标检测阵列共享, 不仅能节约设备研制和场地建设成本, 也使所监测的环境最大限度地近似检测目标时的外部环境。本文介绍选频方法以图 1 中简单普遍的矩形网格的 2 维阵列为例, 但选频方法并不限定 2 维阵列形式。

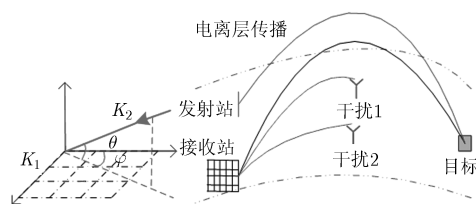


图1 2维阵列的OTHR工作场景示意图

3 2 维阵列 OTHR 选频方法

3.1 方案和框图

与传统方法相同, 2 维阵列 OTHR 选频依赖于雷达探测和监测得到的有关电离层和环境的数据, 按其来源分类有: (1)返回散射数据: 返回散射探测设备发射机扫频高频段(6~28 MHz), 2 维接收阵列接收地/海面返回的回波数据 \tilde{y} , 包含有地/海面回波, 环境干扰和噪声。(2)环境监测数据: 电离层探测及雷达信号发射机关机(或者发射机与接收机工作在不同频段), 2 维阵列录取环境干扰噪声数据 \tilde{i} 。(3)电离层状态数据: 基于实时采集的电离层探测数据, 参考经验或模型(如国际参考电离层模型), 通过电离图反演法^[10]或重构法^[11], 得到在 3 维空间的电离层电子浓度 $N_e(\mathbf{c}_r)$, 其中 $\mathbf{c}_r = (\varphi, r, h)$ 表示了电离层某点对应于雷达接收阵列的坐标, r 表示地面距离, h 表示与地心的距离, 主要指电离区域高度段。

设任务区域为地/海面(忽略飞行目标高度), 对应接收阵列的方位角为 φ_t , 地面距离为 r_t 。从雷达性能角度看, 希望照射到任务区域的散射回波能量高, 接收数据在波束形成、脉冲压缩和相干积累等处理后, 信噪比达到最优。基于监测数据和选频目标, 本文提出的 OTHR 选频方案的流程主要分 5 步, 如图 2 所示。

3.2 第 1 步: 常规粗选频段

返回散射探测设备发射扫频信号, 2 维阵列录取返回散射数据 \tilde{y} 。为滤除相当一部分不合适频段, 减少运算量和时间, 有必要在精选最佳频点前加入初选适合频段过程。该过程无需引入俯仰维处理, 采用传统的选频处理即可。在 \tilde{y} 中选取单行的接收

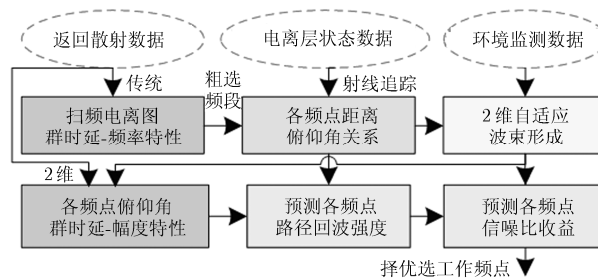


图2 OTHR选频流程框图

数据, 处理得到传统的“群时延-频率-幅度”特性图。该图描绘扫频点在各时延距离上的幅度信息。粗略估计任务区域对应的群时延距离, 从图中选择能量幅度较大的频段, 作为待选频点范围。

粗选频段后, 将其等分, 以便从中细选出最佳频点。令最大频点为 f_{\max} , 最小频点为 f_{\min} , 划分间隔 f_{Δ} 可视雷达设备和系统条件选取。待选频点 f 的可选空间为 $\mathbf{F} = [f_{\min}, f_{\min} + f_{\Delta}, \dots, f_{\max} - f_{\Delta}, f_{\max}]$ 。OTHR 根据扫频返回散射结果, 按照常规雷达“保证子区覆盖、场强尽可能大、可用时间概率大”等原则^[1], 来制定对感兴趣距离的适宜频段, 一般范围在 300~1000 kHz^[3]。OTHR 常用信号带宽为 20~40 kHz(空中目标)和 40~200 kHz(海面目标)。可设置粗选频点间隔为带宽一半或更小。由适宜频段范围和频点间隔, 得到粗选频段的数目, 然后给出待选频点 f 的可选空间 \mathbf{F} 。

3.3 第 2 步: 电离层射线追踪

利用射线追踪技术选频的关键在于电离层实时信息。电离层探测设备和电离图看起来种类多样, 实际上均源于一个因素——电子浓度在 3 维空间的分布。国内外已有相关算法, 可根据实时探测数据估计电离层参数, 进而推算电子浓度分布 $N_e(\mathbf{c}_r)$ ^[10-13]。基于电离层中电波传播 3 条定理, 可计算电波照射地面距离时对应的等效传播距离(射线距离)和俯仰角度^[1]。相关应用已见于目标高度测量^[14,15]。本文中射线追踪的任务在于, 根据电离层状态数据 $N_e(\mathbf{c}_r)$, 推算各频点可能照射在任务区域的射线情况。

本文采用 MQP(Multi-Quasi-Parabolic)电离层模型来预测射线路径^[14]。MQP 模型将电离层进行分层, 模型参数有层最大电子浓度(或临界频率)、层高和半厚度。为简化讨论, 设电离层电子浓度 $N_e(h)$ 在等海拔线上相同, 与地面距离 r 无关。在 MQP 模型下, 频率 f 的电波照射在地面距离 r_t 的任务位置, 其路径的俯仰角 θ_t , 射线距离 R_t , 与 r_t 满足关系

$$r_t = 2h_0^2 \cos \theta_t \int_{h_0}^{h_M} \frac{dh}{h \sqrt{h^2 \mu^2(h) - h_0^2 \cos^2 \theta_t}} \quad (1)$$

$$R_t = 2 \int_{h_0}^{h_M} \frac{h \cdot dh}{h \sqrt{h^2 \mu^2(h) - h_0^2 \cos^2 \theta_t}} \quad (2)$$

$$\mu(h) = \sqrt{1 - C_0 N_e(h) / f^2} \quad (3)$$

其中 C_0 为常数, h_0 为地球半径, h_M 为等效反射高度。由式(1)~式(3)可以解算出各频点电波能否照射任务区域以及可行路径的参数。

对待选频点 f 推算其传播路径, 设路径条数为

L_f (下标表示与频点 f 有关的量, 下同)。如果 $L_f > 1$, 表示发生了多径现象。频点 f 的第 l 条路径, $l=1, 2, \dots, L_f$, 俯仰角和射线距离分别为 θ_{fl} 和 R_{fl} 。对于不同路径, 方位角 φ_t 和地面距离 r_t 不变。

3.4 第 3 步: 自适应波束形成

考虑高频段外界干扰及其抑制问题, 为抑制方向性的射频干扰, 可将自适应数字波束形成(Adaptive Digital Beam Forming, ADBF)纳入雷达信号处理, 因而要求选频方法给出与之相配的最佳频点。为避免过强的地海杂波, ADBF 所需的训练快拍样本是一段纯环境干扰数据, 且可采用宽带接收。

设 2 维接收阵列录取的纯干扰数据 $\tilde{\mathbf{i}}$ 的维数为 $K_1 \times K_2$, 在待选频点 f 带宽 B 内的干扰信号为 $\tilde{\mathbf{i}}_f$ 。为估计空间协方差矩阵, 将 $\tilde{\mathbf{i}}_f$ 排列为列向量

$$\tilde{\mathbf{I}}_f = \text{vec}(\tilde{\mathbf{i}}_f) = [\tilde{i}_{f11}, \dots, \tilde{i}_{fK_11}, \tilde{i}_{f12}, \dots, \tilde{i}_{fK_12}, \dots, \tilde{i}_{f1K_2}, \dots, \tilde{i}_{fK_1K_2}]^T \quad (4)$$

其中 $(\cdot)^T$ 表示转置。注意 $\tilde{i}_{fk_1k_2}$ 为时间上的采样序列, k_1k_2 表示接收阵元序号。估计的干扰空间协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_f = \tilde{\mathbf{I}}_f \cdot \tilde{\mathbf{I}}_f^H / N \quad (5)$$

其中 N 为采样点数, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置。对于频点 f 第 l 条路径, 使用 MVDR 方法, ADBF 最优权向量为

$$\mathbf{w}_{fl} = \mathbf{R}_f^{-1} \mathbf{a}_{fl} / (\mathbf{a}_{fl}^H \mathbf{R}_f^{-1} \mathbf{a}_{fl}) \quad (6)$$

其中 \mathbf{a}_{fl} 为 2 维阵列的接收导向矩阵 \mathbf{A}_{fl} 的列向量形式。导向矩阵 \mathbf{A}_{fl} 维数为 $K_1 \times K_2$, 第 k_1 行 k_2 列元素为

$$\mathbf{A}_{fl}[k_1, k_2] = \exp \{ j2\pi (k_1 d_1 \sin \varphi_t + k_2 d_2 \cos \varphi_t) \cos \theta_{fl} \cdot f / c \} \quad (7)$$

其中 c 表示光速。ADBF 后的干扰数据为

$$z_{fl}(t) = \mathbf{w}_{fl}^H \cdot \tilde{\mathbf{I}}_f \quad (8)$$

其功率谱密度为 $Z_{fl}(\omega)$ 。

对每个频点的每条路径进行单独 ADBF 是最优的选择, ADBF 总次数决定于待选频点 f 数量及多径条数 L_f 。在通常情况下, 相近频点对任务区域的电离层同层路径变化很小。如果作简化处理减少运算量的考虑, 可在同电离层反射路径使用相同权向量, 即将未经带通滤波的数据 $\tilde{\mathbf{i}}$ 代替式(4)~式(8)中 $\tilde{\mathbf{i}}_f$ 。此外, ADBF 可能由于阵元较多造成运算量过大。可采用一些降低计算量和复杂度的方法, 比如降秩处理^[16]。

3.5 第 4 步: 预测回波强度

在第 1 步中通过单行阵元的返回散射数据处理

所得“群时延-频率-幅度”特性图, 是不同俯仰角路径能量的叠加结果, 无法读取某俯仰角或地面距离对应的回波强度。这正是传统选频方法的无奈之处。在 2 维阵列提供俯仰维波束形成后, 对返回散射数据的处理可得到与俯仰角相关的散射强度分布, 从而预测各频点路径的回波强度。具体做法是:

(1)首先滤取返回散射数据 \tilde{y} 在频段 f 带宽 B 的数据 \tilde{y}_f ; (2)然后对频率 f 路径 l , 采用 ABDF 加权 w_{fl} 进行 2 维接收波束形成; (3)采取与传统相似的处理, 得到该频点在该俯仰角的“群时延-幅度”图; (4)结合射线追踪的各频点传播路径关系, 预测频点各路径回波强度; (5)对所有可选频点进行相同操作, 得到各频点路径的预测回波强度。

注意两点。第一点是 ADBF 对象, 加权向量 w_{fl} 产生于训练数据 \tilde{i} (纯环境干扰), 而后用于返回散射数据 \tilde{y} (包括干扰、杂波和可能的目标回波)。第二, 这里预测的回波强度是射线追踪中电波传播路径推算的补充和增强。射线追踪技术推算频点电波到达任务区域的可行性仅是理论上的推断, 没有考虑电波损耗等因素。而某些理论上存在的路径可能实际上会由于电离层遮挡或路径损耗的原因而变弱。比如, 理论上电波可以通过 E 和 F1 两层传播, 但实际上 E 层吸收能力很强, 导致没有或极弱电波到达 F1 层。通过 2 维处理预测回波强度, 便可评估这种现象。

多径的回波强度会在 2 维处理的返回散射强度图上得到体现。对于射线追踪技术推算的频点 f 第 l 条路径, 在其俯仰角 θ_{fl} 返回散射“群时延-幅度”特性图中, 必能找到射线距离 R_{fl} 对应的幅度, 即为预测的回波强度 P_{fl} 。注意, 这里回波强度是相对值而非绝对值, 是一种对传播和接收损耗等的预期, 没有将海况散射强度或目标 RCS 变化(比如随照射角)影响考虑在内, 或者说认为它们在待选频段内是相同或相近的。

3.6 第 5 步: 预测 SNR 选最佳

之前考虑了回波强度因频点和路径的不同而不同, 另一方面干扰噪声功率也随频率变化。不同于传统方法中手动选择“干净”或“干扰尽量小”的频点, 本文方法从理论上计算各路径在波束形成, 脉冲压缩和多周期相干积累等信号处理后的信噪比, 作为选频依据。干扰功率谱密度 $Z_{fl}(\omega)$ 和预测回波强度 P_{fl} 均为波束形成后的数据, 考虑相干积累在各频点的增益一致, 下面分析脉冲压缩的影响。

设发射信号频谱为 $S_f(\omega)$, 接收机脉冲压缩的滤波器响应为 $h_f(t)$, 傅里叶变换为 $H_f(\omega)$ 。根据滤波器理论, 那么频点 f 第 l 条路径信号在脉冲压缩后预

测信噪比为

$$\text{SNR}_{fl} = \frac{P_{fl}}{2\pi} \cdot \frac{\left| \int H_f(\omega) S_f(\omega) d\omega \right|^2}{\int |H_f(\omega)|^2 Z_{fl}(\omega) d\omega} \quad (9)$$

设 OTHR 采用匹配滤波器, 将发射信号能量归一化 $\frac{1}{2\pi} \int |S_f(\omega)|^2 d\omega = 1$, 代入式(9)可得输出信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{MF}, fl} = P_{fl} / \int |S_f(\omega)|^2 Z_{fl}(\omega) d\omega \quad (10)$$

对所有频点路径, 将 $Z_{fl}(\omega)$ 和 P_{fl} 代入式(10)预测信噪比, 然后选取最优信噪比对应的频点。多径传播会使该工作复杂化, 因为它属于非相干处理, 其联合的综合效果与各路径信噪比的数值关系较为复杂。这里采用简单处理, 取各路径最大信噪比为准。最终选取的工作频点为

$$f_{\text{opt}} = \max_f \max_l \text{SNR}_{\text{MF}, fl} \quad (11)$$

有时人们还关心覆盖率问题, 希望了解频点对于除任务区域外其他距离的照射和返回散射情况。因此, 可从第 2 步开始, 对感兴趣的俯仰角范围估计返回强度和信噪比。返回散射强度图以俯仰角为变量, 作出单频点“群时延-俯仰角-幅度”特性图。此图为人们所熟悉, 可由具备扫描俯仰角天线的探测设备测得^[7]。

3.7 流程总结

2 维阵列 OTHR 为任务区域选择最佳频点的操作流程归纳为:

(1)返回散射探测设备发射扫频信号, 2 维阵列接收回波信号, 获得返回散射数据 \tilde{y} , 选取单行数据进行方位角的常规接收波束形成, 处理得到“群时延-频率-幅度”图, 根据任务区域地面距离对应的大致射线距离/群时延, 选取图中返回能量较强的频段作为粗选频段(与传统方法相似), 确定待选频点 f 的范围;

(2)根据实时探测和经验、重构或反演等方法, 得到电离层实时状态电子浓度分布 $N_e(c_r)$, 利用射线追踪技术, 预测粗选频段内各频点照射任务区域的可行路径参数, 包括俯仰角 θ_{fl} 和射线距离 R_{fl} ;

(3)2 维阵列录取纯环境干扰数据 \tilde{i} , 以频点 f 路径 l 所对应方位角 φ_i 和俯仰角 θ_{fl} 为指向, 对干扰数据进行 2 维自适应波束形成, 得到抑制干扰的最优加权向量 w_{fl} , 并计算自适应波束形成后干扰数据 $z_{fl}(t)$ 及其功率谱 $Z_{fl}(\omega)$;

(4)采用加权向量 w_{fl} 对返回散射数据进行 2 维波束形成, 处理得到频点 f 在俯仰角 θ_{fl} 的“群时延-

幅度”关系,读取射线距离 R_{f_i} 对应幅度 P_{f_i} ;

(5)考虑发射信号频谱和脉冲压缩,将 P_{f_i} 和 $Z_{f_i}(w)$ 代入式(9)或式(10)得到各路径的预测信噪比,选最优值对应频率为最佳工作频点。

OTHR 雷达根据全频扫描返回散射数据,确定粗选频段后,可对粗选频段重点扫描,提高数据更新频率。粗选频段范围约为 1 MHz,纯环境干扰数据 \tilde{i} 在 1 s 内录取完成,可选在发射机关机或雷达换波位频段的时段。电离层实时参数由电离层探测设备持续更新。取得所需数据后,后台进行选频运算,采用高性能计算机可控制运算时间在 1 s 内,最后将所选工作频点传至发射站。整个录取数据和频点选取总计工作时间约 2 s。选频工作应纳入雷达资源管理系统,选频更新频率可视环境和任务情况(海面目标积累时间约 30~60 s,空中目标积累时间约 2~8 s)而定,选择固定更新频率与应急机制相结合的方式。

4 仿真

下面仿真 2 维阵列 OTHR 对某任务的具体选频流程。设雷达接收阵列为矩形阵如图 1 所示,阵元数和阵元间距在两维均相同, $K_1=K_2=20$, $d_1=d_2=15$ m。任务区域位于距雷达接收阵列地面 $r_i=1500$ km,方位角 $\varphi_i=15^\circ$ 处,拟采用带宽 $B=50$ kHz 线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号,工作频点待确定。

4.1 返回散射电离图

返回散射探测设备发射站扫频 6~24 MHz,2 维接收阵列录取数据 \tilde{y} 。取 \tilde{y} 第 1 行数据进行方位角波束形成及后续处理,得到返回散射电离图如图 3 所示。初步估计地面距离 1500 km 对应射线距离在 1600 km 左右。观察图中在 1600 km 具有较大幅值的频率约为 15 MHz,因此选择 14.500~15.500 MHz 为频段范围,间隔为 $B/2=25$ kHz,待选频点为 $f \in \mathbf{F}$, $\mathbf{F}=[14.525, 14.550, \dots, 15.450, 15.575]$ MHz。

4.2 电离层射线追踪

设置电离层当前状态。电离层分 E 层, F1 层和

F2 层。各层临界频率分别为 3.700 MHz, 11.650 MHz 和 12.700 MHz,层高分别为 115 km, 190 km 和 310 km,半厚度分别为 15 km, 95 km 和 100 km。基于 MQP 电离层模型给出各待选频点 f 的地面/射线距离-方位角关系图,并统计所有可达任务区域的路径及其对应的俯仰角 θ_{f_i} 和射线距离 R_{f_i} 。

以 15.000 MHz 为例,俯仰角与地面/射线距离关系如图 4 所示。可以看到,可到达地面距离覆盖了 1500 km,对应射线距离包含 E 层和 F1 层反射。因此 15.000 MHz 有两条射线可到达任务位置(仿真中没有考虑不同层交叉传播),路径 1:射线距离 $R_{f_1}=1558$ km,俯仰角 $\theta_{f_1}=9.77^\circ$;路径 2:射线距离 $R_{f_2}=1532$ km,俯仰角 $\theta_{f_2}=5.62^\circ$ 。

4.3 2 维 ADBF

纯环境干扰和噪声数据 \tilde{i} 中仿真了 3 种干扰。第 1 种为 14.500~15.500 MHz 的宽带 LFM 干扰,入射方位角和俯仰角分别为 $\varphi_{i1}=15^\circ$ 和 $\theta_{i1}=23^\circ$;第 2 种为 14.900~15.100 MHz 的窄带 LFM 干扰, $\varphi_{i2}=10^\circ$ 和 $\theta_{i2}=9.77^\circ$;第 3 种为色噪声干扰,由高斯白噪声通过滤波器 $H(z)=(1-1.5z^{-1}+0.7z^{-2})^{-4}$ 产生,不具空间相关性。此外高斯白噪声在不同阵元或不同时刻相互独立。仿真中单阵元数据中干噪比为分别为 40 dB, 43 dB 和 46 dB。

根据已统计的各频点可行路径方位俯仰角参数,对干扰数据 \tilde{i} 进行 2 维 ADBF 处理。由式(4)~式(8)得到加权向量 w_{f_i} 和抑制后干扰噪声 $z_{f_i}(t)$ 及其功率谱 $Z_{f_i}(w)$ 。以 15.000 MHz 路径 1 为例,图 5 分别展示了常规和自适应波束形成的方向图。从图 5(a) 可看到,2 维阵列的方位角分辨率比俯仰角更高,第 1 副瓣约在 -20 dB 水平。图 5(b) 中 ADBF 方向图在两个方向性干扰的方位和俯仰角位置均形成了零陷,副瓣高度基本不变,平均旁瓣水平上升了约 10 dB。波束形成后的干扰数据的频谱如图 6 所示。可见,常规波束形成后干扰中存在明显的窄带和宽带干扰,ADBF 后干扰主要为色噪声能量,集中在 14.700~14.900 MHz 和 15.100~15.300 MHz。注意

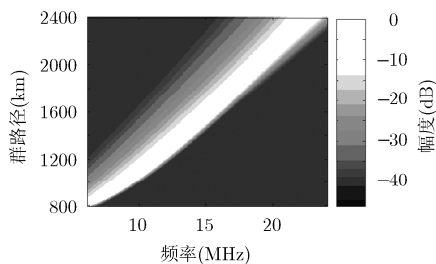


图3 扫频返回散射电离图

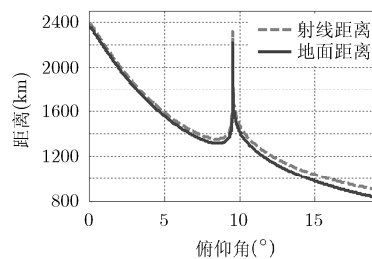


图4 MQP模型下15.000 MHz的俯仰角与地面/射线距离关系图

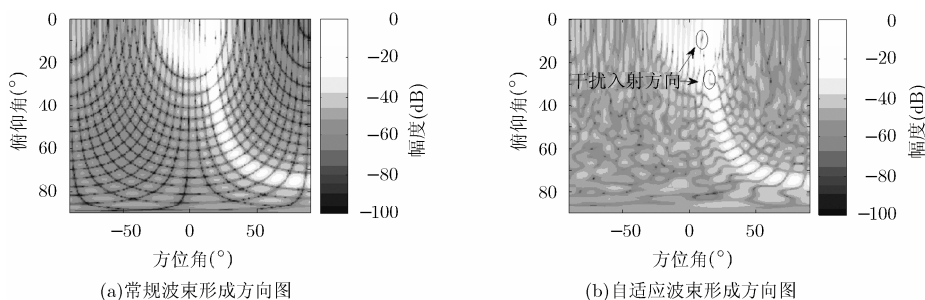


图5 2维波束形成方向图

到两个方向性干扰分别与路径 1 的方位角或俯仰角相等, 这说明 2 维 ADBF 能有效地抑制空域干扰, 即使干扰方位角或俯仰角有一者与主瓣相同。

4.4 预测回波强度

对每个待选频点 f 第 l 条路径, 采用 w_{fl} 处理返回散射数据 \tilde{y}_f 得到时延距离-幅度图, 然后从图中读取距离 R_{fl} 对应幅度 P_{fl} 。依然以 $f=15.000$ MHz 为例, 为方便观察覆盖率, 图 7 描绘各俯仰角度扫描的处理结果。两条虚线标识俯仰角 9.77° 和 5.62° 的时延距离-幅度特性。对照路径 1 参数可读取 $P_{f1}=11.4$ dB; 对照路径 2 参数可读取 $P_{f2}=12.4$ dB。

对所有可选频点 $f \in F$ 进行以上类似处理、读取和记录, 可得在各频点路径的回波强度 P_{fl} 如图 8 中虚线, 分别代表 E 层和 F1 层路径。可见在不同电离层, 预测返回强度随频率变化, 那么不可避免地会影响信噪比。

4.5 预测 SNR 选频

由式(10)预测各频点路径在 ADBF 和脉冲压缩后信噪比。LFM 信号频谱幅度 $|S_f(\omega)|$ 在各频点相同, $f - B/2 < \omega < f + B/2$ 。将干扰噪声功率谱 $Z_{fl}(\omega)$, 预测回波强度 P_{fl} 和 $|S_f(\omega)|$ 代入式(10), 预测各频点路径的信噪比, 如图 8 中两条实线, 分别表示 E 层和 F1 层路径。可以看到, 实线变化趋势呈

现出一致性, 与图 7 中 ADBF 后干扰噪声功率包络特性趋势相反。受回波强度因素的影响, 最优信噪比出现在 15 MHz 在 E 层返回路径, 约为 15 dB。因此, 选择 OTHR 工作频点为 15.000 MHz。

最后对选频方法运算时间作一点说明: 第 1 步处理扫频数据用时较长, 可独立于其它步并行完成, 第 2 步亦可; 第 3, 第 4 和第 5 步属于顺序关系, 直接影响选频工作时长, 可采用高性能计算机或优化算法以提高运算速度, 控制运算时间在 1 s 内, 以保持所录取干扰数据的可参考性。

5 结论

本文提出了 2 维阵列天波超视距雷达自适应选择工作频率的方法。针对任务区域, 考虑各频点散射回波强度及干扰噪声的自适应抑制和特性, 选择工作频点优化信号处理后预期信噪比。对选频方法的具体流程进行了仿真, 结果表明选频方案可行。此外, 关于 2 维波束形成有两点说明。(1)如果待选频段范围较窄, 同电离层反射路径的俯仰角参数相近, 待选频点对同层路径可采用相同的波束形成权向量, 以减少运算量。(2)如不考虑空域维干扰抑制, 以常规波束形成代替自适应波束形成, 同样适用于本选频方法。

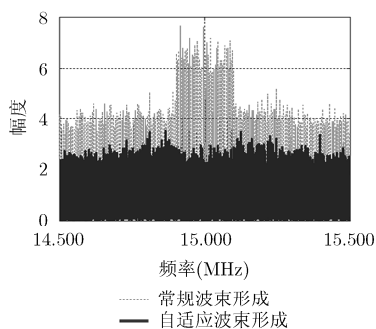


图6 常规和自适应波束形成后的干扰频谱比较

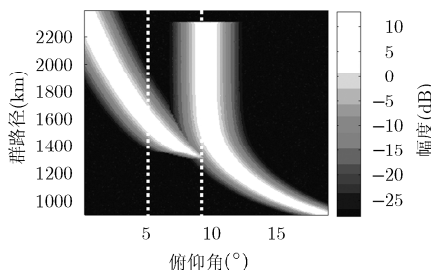


图7 频点15.000 MHz俯仰角群时延特性图

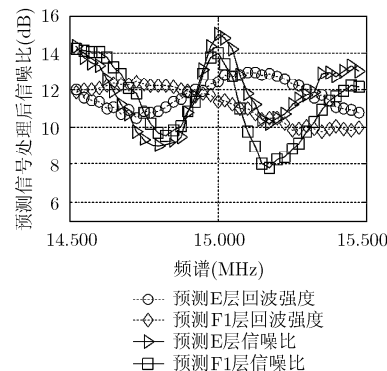


图8 各频点路径预测返回强度和信噪比

参考文献

- [1] 周文瑜, 焦培南. 超视距雷达技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008: 7-10.
Zhou Wen-yu and Jiao Pei-nan. Technology in Over The Horizon Radars[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008: 7-10.
- [2] Earl G and Ward B. Frequency management support for remote sea-state sensing using the JINDALEE skywave radar[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1986, 11(2): 164-173.
- [3] 苏洪涛, 保铮, 张守宏. 天波超视距雷达工作频率点的自适应选择[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(2): 254-277.
Su Hong-tao, Bao Zheng, and Zhang Shou-hong. Adaptive operating frequency selection for SKW-OTHR[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(2): 254-277.
- [4] Saverino A L, Capria A, Berizzi F, et al.. Frequency management in HF-OTH skywave radar: ionospheric propagation channel representation[J]. *Progress In Electromagnetics Research B*, 2013, 50: 97-111.
- [5] Bazin V, Molinie J P, Munoz J, et al.. NOSTRADAMUS: an OTH radar[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2006, 21(10): 3-11.
- [6] 吴瑕, 陈建文, 鲍拯, 等. 新体制天波超视距雷达的发展与研究[J]. 宇航学报, 2013, 34(5): 671-678.
Wu Xia, Chen Jian-wen, Bao Zheng, et al.. Development and research on the new system sky-wave over-the-horizon radar[J]. *Journal of Astronautics*, 2013, 34(5): 671-678.
- [7] Saillant S, Auffray G, and Dorey P. Exploitation of elevation angle control for a 2D HF sky wave radar[C]. Proceedings of the International Radar Conference, Adelaide, Australia, 2003: 661-666.
- [8] Frazer G J, Abramovich Y I, and Johnson B A. Use of adaptive non-causal transmit beamforming in OTHR: experimental results[C]. Proceedings of the International Radar Conference, Adelaide, Australia, 2008: 311-316.
- [9] Abramovich Y I, Frazer G J, and Johnson B A. Principles of mode-selective MIMO OTHR[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2013, 49(3): 1839-1868.
- [10] Benito E, Bourdillon A, Saillant S, et al.. Inversion of HF backscatter ionograms using elevation scans[J]. *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, 2008, 70(15): 1935-1948.
- [11] 王世凯, 焦培南, 柳文. 改进的 Kriging 技术实时重构区域电离层 foF2 的分布[J]. 电波科学学报, 2006, 21(2): 166-171.
Wang Shi-kai, Jiao Pei-nan, and Liu Wen. Improved Kriging technique of ionospheric parameter foF2 instantaneous mapping[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2006, 21(2): 166-171.
- [12] Jiang C, Yang G, Zhao Z, et al.. A method for the automatic calculation of electron density profiles from vertical incidence ionograms[J]. *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, 2014, 107: 20-29.
- [13] 姚宜斌, 汤俊, 张良, 等. 电离层三维层析成像的自适应联合迭代重构算法[J]. 地球物理学报, 2014, 57(2): 345-353.
Yao Yi-bing, Tang Jun, Zhang Liang, et al.. An adaptive simultaneous iteration reconstruction technique for three dimensional ionospheric tomography[J]. *Chinese Journal of Geophysics*, 2014, 57(2): 345-353.
- [14] Papazoglou M. Matched-field altitude estimation for over-the-horizon radar[D]. [Ph.D. dissertation], Duke University, 1998.
- [15] 游伟, 何子述, 胡进峰. 基于匹配场处理的天波雷达高度估计算法[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(2): 401-405.
You Wei, He Zi-shu, and Hu Jin-feng. Skywave radar altitude estimation algorithm based on matched-field processing[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(2): 401-405.
- [16] Li J, Du L, and Stoica P. Fully automatic computation of diagonal loading levels for robust adaptive beamforming[C]. Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing (ICASSP), Las Vegas, USA, 2008: 2325-2328.
- [17] Hunsucker D R. An atlas of oblique-incidence high-frequency backscatter ionogram of the midlatitude ionosphere[R]. ESSA Technical Report, U.S. Department of Commerce, Environmental Science Services Administration, Institute for Telecommunication Sciences, 1970.
- 罗忠涛: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为超视距雷达、多输入多输出(MIMO)雷达信号处理。
- 何子述: 男, 1962年生, 博士, 教授, 博士生导师, 目前主要从事天波超视距雷达技术、宽带 MIMO 数字阵雷达技术的研究。
- 卢 琨: 男, 1977年生, 博士, 高级工程师, 主要从事雷达系统总体设计。
- 陈绪元: 男, 1963年生, 高级工程师, 研究方向为雷达系统技术、相控阵雷达技术、特种体制雷达技术等。