

高频超视距雷达 译文集

HIF
OTH
RADAR

西南电子电信技术研究所

2003年10月

序 言

高频超视距雷达是近海监视的一种重要手段,近年来已被一些国家采用或试用。作为一种目标探测监视手段,高频超视距雷达具有的超视距探测能力、主动监视方式是雷达探测、电子通信侦察监视的有效补充,对近海防御、预防和打击海上犯罪都有十分重要的意义。了解和研究国外的超视距雷达技术现状,对于建立和完善我国的海上目标监视体系具有重要的借鉴作用。

本译文集以高频表面波雷达为主,共选译各类英文资料 18 篇,对高频超视距雷达理论、系统和技术进行了全面介绍,对加拿大雷声公司、美国 CODAR 公司、日本通信综合研究所等公司的产品和技术进行了系统介绍。第 1~7 篇文章详细讲述了加拿大综合海上监视系统的构成、理论和技术;第 8~12 篇文章介绍 CODAR 公司 SeaSonde 雷达及其应用;第 13~16 篇文章论述高频超视距雷达的有关理论;第 17 篇文章介绍日本远洋雷达系统的开发情况;最后一篇较长的文章论述天波超视距雷达中的目标定位与轨迹关联。

该译文集由欧阳升高级工程师进行材料的收集和选编,平良子高工负责技术审校,内容丰富,针对性、可读性强,具有较大的参考价值。

西南电子电信技术研究所 总工程师

郑 辉



200421197

200421197

¥198.-

目 录

1. 基于高频表面波雷达的综合海上监视系统

第 1 部分 理论背景与数值仿真.....卢炳忠译 平良子校 (1)

第 2 部分 工作状况与系统性能.....陆 芳译 平良子校 (27)

2. 基于高频雷达的综合海上监视系统.....陆 芳译 平良子校 (49)

3. 电磁问题和数值仿真技术.....赵 松译 平良子校 (59)

4. 用高频地波雷达实现目标探测与跟踪.....欧阳升译 平良子校 (70)

5. 利用高频表面波雷达

对 200 海里专属经济区的监视.....马华山译 欧阳升校 (85)

6. 基于高频表面波雷达的海上综合监视系统的

目标反射性与 RCS 相互作用卢炳忠译 平良子校 (93)

7. 雷声公司 SWR-503 高频表面波监视雷达.....陆 芳译 (117)

8. SeaSonde 高频雷达简介及其安装调试卢炳忠译 平良子校 (120)

9. 用 CODAR 与多频高频地波雷达系统定位船只卢炳忠译 欧阳升校 (149)

10. 在蒙特里海湾用 SeaSonde 高频雷达

进行船只跟踪实验马华山译 欧阳升校 (153)

11. HF 雷达海流绘图的发展历史、现状与前景卢炳忠译 欧阳升校 (157)

12. 专属经济区监视的新选择——小型 HF 雷达卢炳忠译 欧阳升校 (163)

13. 基于奇异值分解(SVD)的高频

雷达海杂波抑制方法马华山译 周德川校 (170)

14. 高频雷达的海洋杂波模型马华山译 周德川校 (178)

15. 一种高频超视距雷达目标探测的

高分辨谱估计方法——杂波对消法马华山译 周德川校 (192)

16. FMICW 雷达的目标分辨率卢炳忠译 欧阳升校 (200)

17. 日本远程海洋雷达系统的开发卢炳忠 卢良安译 平良子校 (205)

18. 采用统计电离层模型的超视距雷达中的目标定位与轨迹关联

第1章——引言罗来源译 平良子校 (213)

第2章——超视距(OTH)雷达信号处理唐福宽译 平良子校 (220)

第3章——电离层的传播建模唐福宽译 平良子校 (229)

第4章——单目标定位张 政译 平良子校 (244)

第5章——多目标定位和模式连接张 政译 平良子校 (259)

第6章——结论唐福宽译 平良子校 (287)

基于高频表面波雷达的综合海上监视系统

第1部分 理论背景与数值仿真*

摘要: 本文分为两部分,介绍了一种基于高频表面波雷达(HFSWR)的综合海上监视(IMS)系统。IMS能对200海里专属经济区(EEZ)内大范围海区进行低成本、全天时、实时、超视距监视。系统能被用于搜索与救援行动的定位,也可用于打击走私、贩毒、非法倾卸污染物以及其它一些异常事件。应用HFSWR的主要挑战有:(i)它使用拥挤的HF频段;(ii)如何在高环境噪声、海洋杂波、电离层杂波以及其它不利干扰源条件下保持有效工作。第1部分介绍系统概貌,同时阐述了这些难题。所介绍的数值仿真即随机建模,用于揭示系统相关的物理学理论。

关键词: 综合海上监视 HF 雷达 海上雷达 雷达应用 雷达干扰 雷达目标识别 雷达截面 搜索雷达 HF 无线电传播 电磁表面波 海面电磁散射 相控阵雷达 脉冲多普勒雷达

1 引言

联合国海洋法会议(UNCLOS)给予了沿海国家200海里(nm)的海洋主权,即众所周知的专属经济区(EEZ)。同时,各国应当在这个比以前12nm领海限制大很多倍的新边境范围内建立并维持相应的管辖、执法与环境保护等行动。

什么样的传感器能用于监视这种新边境呢?传统的陆基微波雷达仅限于在视距内工作;即使提升雷达平台的高度,其最大作用距离也只有50~60km。一定数量的机载雷达能覆盖EEZ,但它们只能对EEZ范围内的某一具体情况进行“快照”。天波高频雷达能用于此目的,但它们需要大型装置,造价昂贵,对表面目标的探测仍受到限制。卫星提供的空间与时间分辨率则都达不到实时监视的必要水平。

雷声系统(加拿大)股份有限公司与加拿大国防部联合研制的综合海上监视(IMS)系统是一种理想的解决方案。图1所示为安装在加拿大东海岸的一套标准IMS系统。有效的监视需要综合来自大量互补传感器的数据。主传感器是一个由多套远程高频表面波雷达(HFSWR)组成的网络,它能同时跟踪200nm范围内的海面与空中目标。由自动辅助监视(ADS)系统得到的目标识别,以及从巡逻艇、通信、强制报告程序等获得的信息,可增强雷达数据。这些信息与雷达跟踪数据关联,便能提供EEZ内各种活动的完整实时图像。

本文第1部分介绍一些重要的有关理论与实践;第2节给出了HFSWR的雷达(作用)距离方程式;第3节略述HFSWR的有关物理知识,其中重点是电磁(EM)波传播、

* 卢炳忠 译自《IEEE Antennas and Propagation Magazine》, Vol. 43, No.4, August 2001

平良子 校

电磁波-海浪交互作用、目标反射率、频谱占用率以及干扰特性与统计信息等；第4节讨论了 HFSWR 信号环境的随机建模，介绍了 HFSWR 中的目标探测与跟踪的仿真；第5节为结论。

2 HFSWR 方程式

用于远程监视的 HFSWR 是一项正在不断发展的技术[1, 2]，它已经展现了在多方面应用中的卓越性能，如船只与飞机的远程警戒[3]、冰山远距离探测[4]以及海洋环境遥感[5-9]等。它工作于 HF 频段低端，使其能通过表面波达到 200nm 以上的距离，在这一频段因为海水的高传导性使得垂直极化无线电波的衰减相对较低[10, 11]。对于一个单基地 HFSWR，其从某目标接收到的功率可定义为：

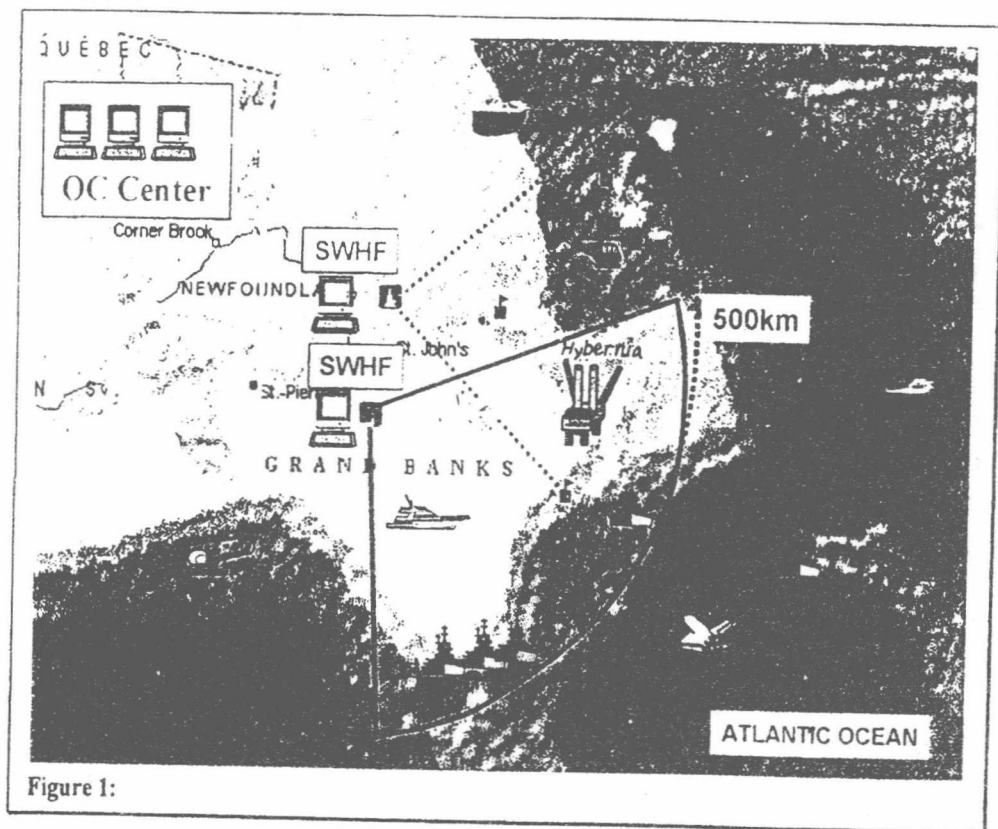


图1 两部 HFSWR 雷达与海上监视系统原理

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \sigma A^4 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L_s} \quad (1)$$

其中：

P_r 接收的峰值功率；

P_t 发射的峰值功率；

G_t 发射机天线增益;

G_r 接收机天线增益;

σ 目标的雷达截面 (RCS);

λ 雷达波长;

R 目标距离;

L_s 系统损耗;

A 距离 R 处的诺顿表面波 (Norton SW) 衰减系数 ($A < 1$)

可以看到, HFSWR 的距离方程式与微波雷达不同, 因为存在一个表面波衰减系数 A 。表面波衰减系数通常与自由空间传播损耗结合在一起, 得到一个总的单向传播损耗 L_p :

$$L_p = \left(\frac{4\pi R}{\lambda A'} \right)^2 \quad (2)$$

其中 A' 为修正的表面波衰减系数, 其中包括了表面粗糙度损耗[11, 12]。

对于微波雷达, 主要的噪声源是接收机热噪声, HFSWR 则以外部噪声为主。因此其雷达距离方程式可以用回波与多个脉冲相干积分后的信噪比 (SNR) 表示, 即:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_{av} G_t G_r \sigma T_i 4\pi}{L_p^2 L_s \lambda^2 N_0} \quad (3)$$

其中:

P_{av} 平均发射功率; T_i 相干积分时间; N_0 噪声密度。

2.1 天线增益

使用该雷达方程式确定天线增益与目标 RCS 时会产生很大的混乱[13]。在计算 G_t 与 σ 的本征值时, 有两种效应必须考虑。一是“地平面效应”, 指的是当天线沿一个完美导电 (PEC) 平面辐射时, 场强将加倍或功率通量密度增强为 4 倍。这能提高天线增益 6dB; 第 2 种效应为“近地效应”, 指的是随着天线与导电面距离的减小, 天线 (或目标) 与其映射 (image) 的互耦合会导致天线增益 (或 RCS) 的下降。当天线 (或目标) 位于导电面上时, 天线增益将下降 3dB (或目标 RCS 下降 6dB)。

HFSWR 方程式中经常被忽视的另外一点是在外部噪声限制条件下的天线增益本征值。多数 HFSWR 使用由众多垂直极化天线单元组成的接收阵列。各单元方向图的方位角很宽, 峰值增益则出现在零仰角上。若外部噪声 (包括银河噪声、大气噪声及人为噪声) 电平大大高于接收机噪声, 则接收天线元增益对系统的 SNR 没有影响。因此, 对于 HFSWR 的接收阵列, 只与阵列增益相关。

2.2 海洋杂波

从海面返回的杂波具有典型的多普勒频谱, 其中起主要作用的是朝向或远离雷达站作径向运动的半个雷达波长的海浪。按照这些海浪传播速度的不同, 其回波显示出两种不同的多普勒频率[15]:

$$f_D = \pm \sqrt{\frac{g}{\pi \lambda}} [Hz] \quad (4)$$

其中 λ 为雷达波长, g 为重力加速度。此外, 高阶散射会带来额外的峰值, 以及布拉格线之间的连续[8]。正是这种连续往往会制约对小型、低速目标的探测。给定多普勒的二阶连续程度会随雷达频率与海况增加。

杂波系数可以用信号与杂波比 (SCR) 来描述:

$$SCR = \frac{\sigma_t}{\sigma_c}; \sigma_c = \sigma_0 A [m^2] \quad (5)$$

其中 σ_c 是杂波 RCS 的平均值; σ_0 为每单位面积的横截面 (后向散射系数); A 为目标距离上杂波片的面积。对于表面波传播, σ_0 一般假定为约 -32dB 且与频率无关[15]。对于已知的距离 d , 面积 A 可由接收阵列波束的方位宽度 $\Delta\theta$ 与有效脉冲宽度 τ 计算得到, 即:

$$A = d \frac{c\tau}{2} \Delta\theta [m^2] \quad (6)$$

3 HFSWR 的重要特征

第2节介绍了在目标回波经过时间 T_i 的相干积分后, 用 SNR 表示的 HFSWR 方程式。其中的关键参数是雷达载频, 因为该频率决定着传播损耗、噪声密度、目标反射率与天线增益。

3.1 表面波传播

方程式 (3) 中传播损耗 L_p 的一个主要成分正是表面波衰减系数 A' 。Norton 已经计算出了平滑球形地球表面情况下的该值[10]; Barrick 则将该理论延伸覆盖了粗糙表面的情形, 从而能说明更高等级的海况。作为示例, Barrick 推算出, 海况 5 级时 (风速 20 节, 浪高 2.5~3m), 有关频率范围内 500km 处的附加损耗为 3~10dB 之间。

要计算表面粗糙引起的额外路径损耗, 可以在反射系数中加进与浪高相关的项[11], 或者直接对海浪谱建立模型[14]。用实际数据对这两种模型结果的比较表明, 达到 5 级海况时仍具有良好的一致性。现在仍需要进一步研究, 以找到适用于更高等级海况 (如强风暴) 的合理模型, 因为较高非线性影响, 更高等级海况条件下额外损耗可能会急剧增加。

总之, 表面波衰减与载频成正比, 表面粗糙度导致的附加损耗也如此。因此, 要使衰减最小, 就必须雷达工作于 HF 频段的低端。

表面波衰减问题是一个相当老的难题[16, 18], 目前仍在进行研究, 试图获得能精确计算表面波传播特性的有效程序。最近, 有人提出了一种名为 *WAVEPROB* 的强大程序用于计算表面波传播特性[11], 其中包括将射线表示法[10]与模式表示法[18]“杂交”而成的多重混合路径 (方法)。

3.1.1 混合路径传播

以下的两个例子有助于更好地理解混合路径传播效应。第1个例子是考虑 500km 径向距离时的传播损耗，该路径上有两个岛屿。岛的径向长度为 20km 和 50km，分别距离发射机 50km 与 170km。图 2 表示了两个工作频率上（3.5MHz 与 5.5MHz）表面波路径损耗与距离的函数变化关系；虚线表示相应的均匀海面路径（没有岛屿）。陆地与海面的传导常数与相对介电常数可分别取值为 $\sigma_l=0.003\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$ ， $\epsilon_{rl}=15$ ； $\sigma_s=5.0\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$ ， $\epsilon_{rs}=80.0$ 。可以看到，在海面-陆地与陆-海转换的位置出现了急剧增加与复原的情况。这就是有名的“米林顿效应”（Millington effect）。

第2个例子的径向传播路径上有5个岛屿，其径向长度分别为 10km、5 km、20 km、10 km、10 km，与信号源的径向距离分别为 10 km、25 km、50 km、80 km、100 km。此情况的实验结果如图 3 所示。已经建立了许多多重混合路径传播方案，并计算出了额外路径损耗。

总之，关于多重混合路径传播可以观察到如下情况：

- 传播路径上的岛屿会增加路径损耗；
- 雷达工作于更低频率可使额外损耗最小化；
- 在上述两例中，岛屿导致的额外损耗为 5~15dB；
- 附近岛屿比远方岛屿带来的损耗更多；
- 混合路径损耗的关键参数是岛屿的径向长度和岛屿之间的距离。

要注意的是，上述两个例子都是极端情况。即便如此，HFSWR 仍能对 EEZ 进行有效监视。

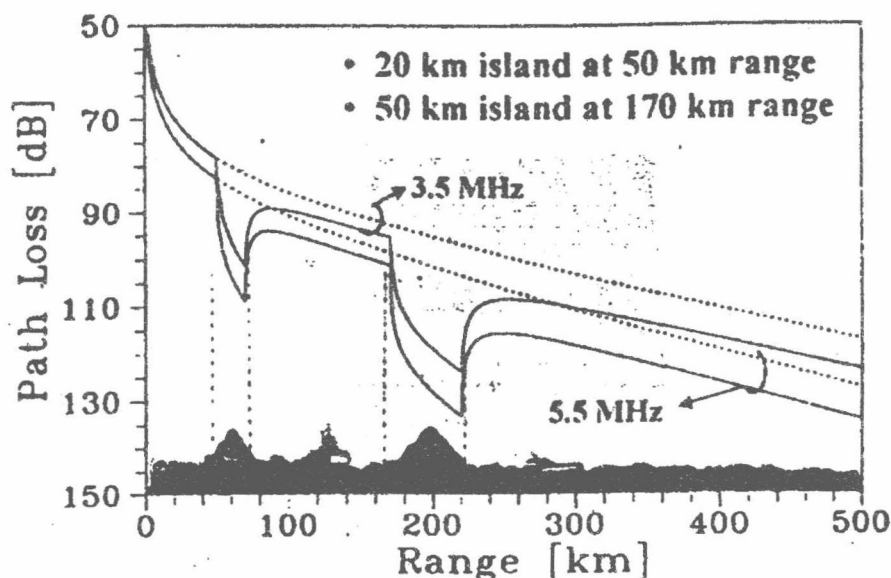


图 2 两个工作频率上（3.5MHz 与 5.5MHz）表面波路径损耗与距离的函数变化关系，对比了平滑海面与包含两个岛屿（50km、170km 距离处的岛分别长 20km、50km）的两种路径情况。虚线表示经过平滑海面的路径损耗（陆地： $\sigma_l=0.003\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$ ， $\epsilon_{rl}=15$ ；海面： $\epsilon_{rs}=80.0$ ）。

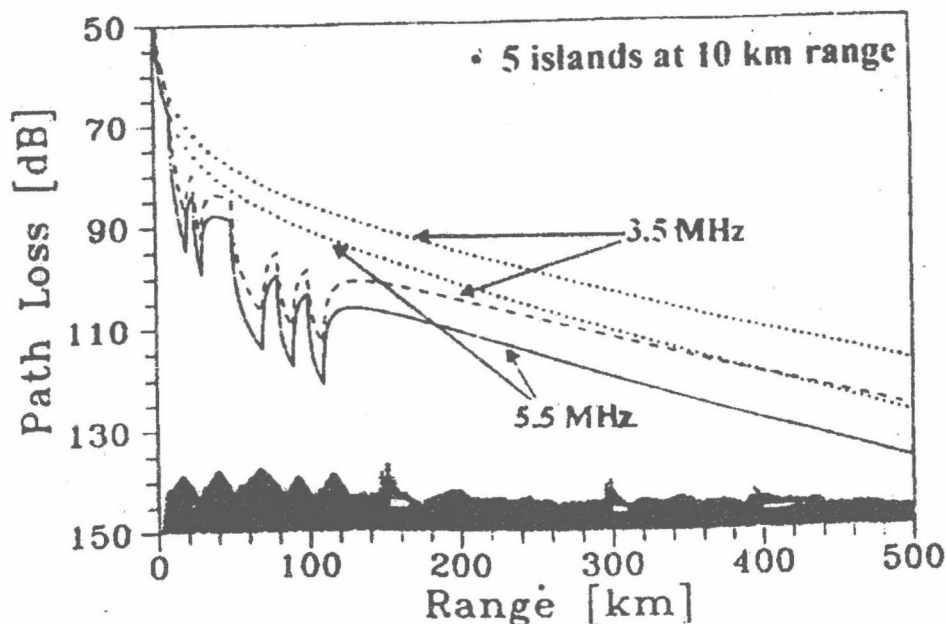


图 3 两个工作频率上 (3.5MHz 与 5.5MHz) 表面波路径损耗与距离的函数变化关系, 对比了平滑海面与包含 5 个岛屿 (10km、20km、30km、45km、55km 距离处的岛分别长 8km、3km、10km、5km、5km)。虚线表示经过平滑海面的路径损耗。陆地及海洋参数与图 2 相同。

3.2 噪声密度

影响 HFSWR 性能的下一个参数是噪声密度 N_0 。如前文第 2 节中所述, 方程式 (2) 定义的情形是目标回波经过了时间间隔 T_i 的相干积分。由于相干积分将 (恒速度) 目标能量集中于一个特定的多普勒筐 (Doppler bin) 中, N_0 的值指的是目标多普勒频率上组合 (杂波+噪声+干扰) 过程的功率密度。

若目标多普勒频率远离海面杂波为主的范围, 则 N_0 就是外部噪声密度; 若目标多普勒频率落于海面杂波范围, 则 N_0 就是杂波与外部噪声的综合密度 (假设无干扰)。

3.2.1 外部噪声

HF 雷达的探测性能最终受到外部噪声的限制[21, 24]。外部噪声分为三类: 大气噪声、银河噪声与人为噪声。频率低于 10MHz 时, 通常以大气噪声为主。在 HF 频段低端, 外部噪声电平大约比热噪声高 40~60dB, 且与昼夜及季节变化有关[21]。图 4 为在正午与午夜测量的 HF 频谱[22], 实线与虚线分别表示用 10kHz 带宽的平均值检波器与峰值检波器的测量结果; 同时标注了 CCIR 的预测噪声电平 (点线) [21]。长途通信系统使用天波传播路径, 并占用着整个 HF 频段 (3MHz~30MHz)。HF 频段低端在夜里的活动性将增强, 这与 E 层消失及 F1、F2 层的合并有关。

总之, 大气噪声与频率成反比, 即在 HF 低端, 大气噪声更大。

3.2.2 电离层自干扰

HFSWR 的最重大干扰源之一是电离层, 潜在的干扰路径如图 5 所示。著名的软件仿真程序包 ICEPAC[23] 已经用于研究电离层随月份、日期变化而对 HFSWR 性能的影响。图 5 同时表示了表面波与天波的单向传播时延, 以及潜在的传播路径。对于一个可能目标, 100km、250km 和 500km 标准距离对应的双向时延分别为 0.66ms、1.66ms 和 3.32ms。ICEPAC 的计算结果表明, 对于前 100~150km 距离, 最有效的自生干扰路径是路径 A (双向天波路径) 和路径 B (发射机-电离层-目标-发射机, 或反方向)。

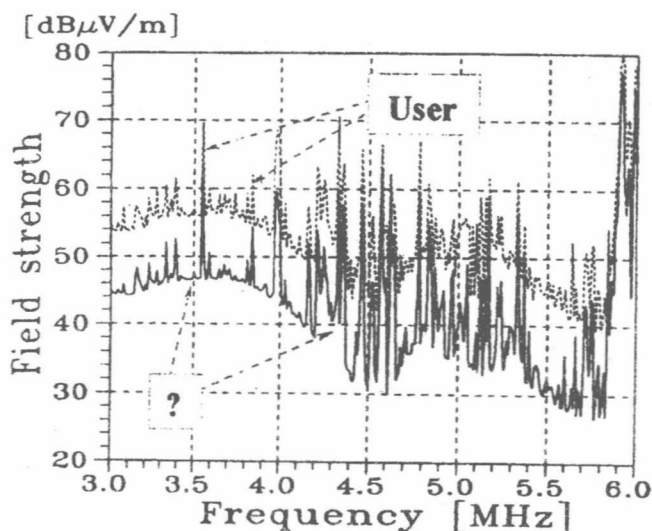


图 4a 午夜时典型的 HF 频段低端频谱 (1996 年 7 月, 0 点测于土耳其)。测量 IF 带宽为 10kHz, 实线表示平均值检波器。也绘出了 CCIR 曲线。奇异的宽带相应表明出现了问题 (必须在雷达安装之前进行分析)。

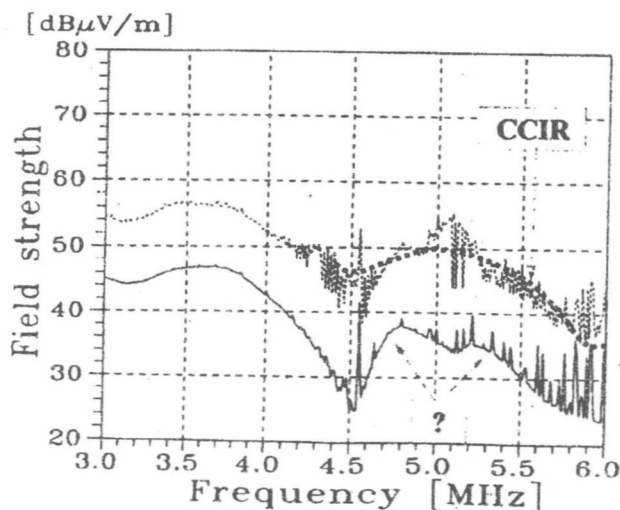


图 4b 正午时典型的 HF 频段低端频谱 (1996 年 7 月, 12 点测于土耳其)。其它信息参见图 4a 的标题。

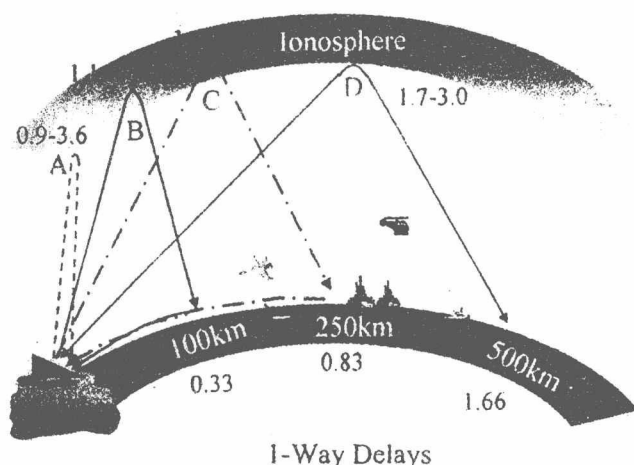


图5 HFSWR 雷达的有效区域、可能的有害电离层信号路径及地波与天波的典型传播延迟。

典型的 ICEPAC 结果如图 6 所示, 其中考虑的是近垂直入射 (NVI) 情形, 且计算 3.5MHz 的天波路径时延。图 6a 与 6b 分别表示 1998 年 9 月和 1998 年 1 月的平均传播时延。当支持 E 层传播时, 天波传播时延会出现一个急剧的减小。可以看到, 1 月时仅支持 1F2 层的天波传播, 所以其时延超过 2ms。另一方面, 9 月份的下午还支持 1F2 和 1E 层传播模式, 这使得时延减小到 1.7ms。对于 HFSWR 操作而言, 这些时延意味着在某可预测的距离上会出现自生天波干扰。只要出现多模式传播, 便可预期 150km 以外距离会出现电离层干扰。若仅支持 1F2 模式, 则 250km 以外距离会出现干扰。图 6c 与 6d 在表明天波传播路径损耗随相同周期内一天内各时段的变化情况。

为减轻这种电离层杂波的干扰, 最理想的情况是发射与接收天线系统提供一个更深、更宽的零值 (null), 以阻止信号到来时近垂直入射。此外, 白天时, 雷达可以工作于天波辐射能量将被 D 层吸收的临界频率 (CF) 上; 或者选择最大可用频率 (MUF) 以上的工作频率, 此时通过天波模式传播的能量将穿透电离层而不返回地面。

需要说明的是, ICEPAC 程序包应用了许多半分析、半经验、半统计的公式, 只能用于理解可能的天波路径及路径损耗。尽管如此, 可以看出, 良好的发射机与接收机天线阵列设计, 是减小这种近垂直入射自生电离层干扰的有效方法之一, 即如 3.5 节将要介绍的那样, 要有较深的头顶方向零点 (overhead null)。

3.3 频谱占用率

雷达设计人员不能直接控制所有这些干扰源, 但适当地应用雷达频率可以将干扰减轻到一定程度, 难题是要在已经拥挤的频谱中找到可用的空闲频率。因此, HFSWR 应用的一个重要问题就是频谱管理。

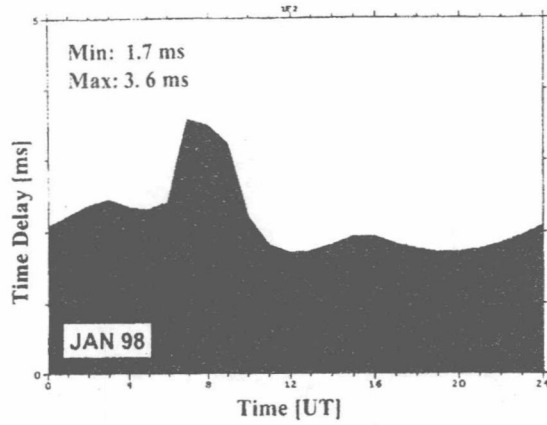


图 6a 不同模式近垂直入射的天波传播路径延迟的月平均值 (1998 年 1 月的一天内各时段, 用 ICEPAC 预测程序包计算)

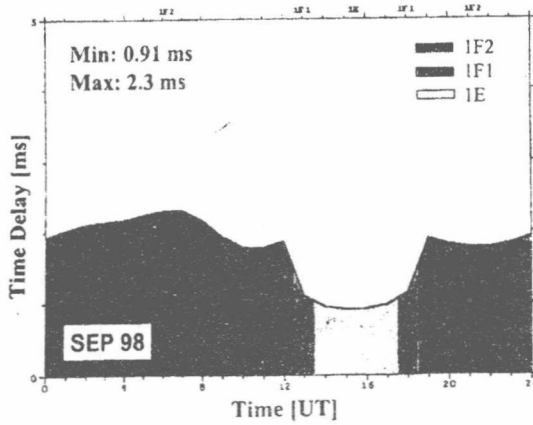


图 6b 不同模式近垂直入射的天波传播路径延迟的月平均值 (1998 年 9 月的一天内各时段, 用 ICEPAC 预测程序包计算)

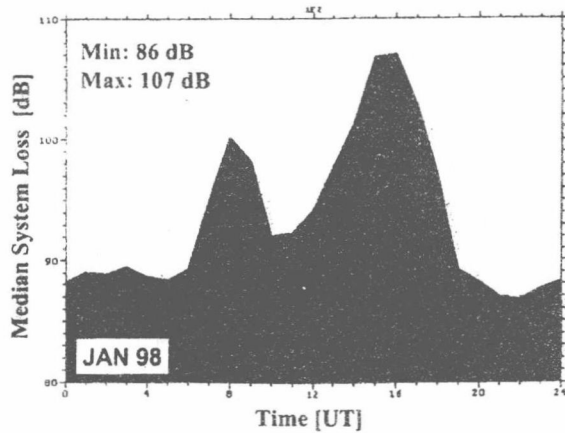


图 6c 近垂直入射情形下天波传播路径损耗的月平均值 (1998 年 1 月一天内各时段, 用 ICEPAC 预测程序包计算)

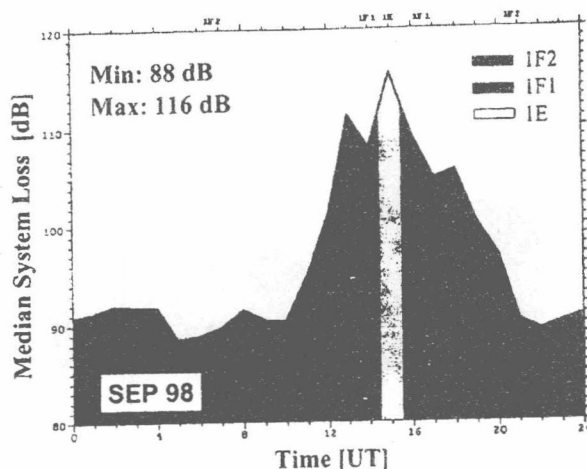


图 6d 近垂直入射情形下天波传播路径损耗的月平均值(1998 年 9 月一天内各时段, 用 ICEPAC 预测程序包计算)

3.4 目标反射率

目标反射率是用雷达截面 (RCS) 衡量的。一个目标的 RCS 与目标大小 (l) (相对所用雷达波长 (λ) 而言) 密切相关。有 3 个截然不同的 RCS 区域, 即瑞利区、共振区和光学区, 分别对应 $\lambda \ll l$, $\lambda \approx l$, $\lambda \gg l$ [25]。目标的垂直高度与雷达载频波长相当时, 则位于共振区; 波长大于目标高度时, RCS 位于瑞利区, 其中 RCS 将随着雷达波长的增加而迅速减小; 在光学区对船只与飞行器的雷达截面进行了广泛研究, 但对于 HF, 这些目标的大小要求在瑞利与共振区都计算得到 RCS。

在光学区, 一个复合目标的各个分量可以进行单独处理; 但在共振区, 目标必须建模为一个整体。在光学区, 各种分析渐进技术, 如几何光学 (GO)、物理光学 (PO) 和衍射均衡理论 (Uniform Theory of Diffraction, UTI) 等被用于预测 RCS 特征。共振区则必须应用各种数值方法, 如瞬间法 (MoM) [26] 和有限差分域 (FDTD) 分析。

下文举两个例子说明共振区的目标 RCS 特征 [28, 29]。第一个例子采用 FDTD 技术, 其中三维目标位于一个矩形容器中, 近场用一个 FDTD 码仿真; 同时使用 Huygen 等价原理推断出远场 [29]。应用脱机离散傅立叶分析以获得 RCS 特征。图 7 绘制了三个频率上的 45m 水面目标的水平与垂直的自由空间双站 RCS。该例的选择与 [30, 31] 一致, 但后者 RCS 的计算主要通过 MoM (即商用 NEC2 软件包 [32]) 进行。可以看到, 这两种方法的结果非常一致。不管形状与照射角如何, 该目标很象一个较低频率上的各向同性散射体 (如瑞利区预期的那样)。随着频率上升到共振区, 目标的 RCS 特征将变得复杂而几乎不可预测。可以看到, 较低频率时以反向散射 RCS 为主, 但随着频率增加, 前向散射开始占据支配地位。

图 8 表示照射方向对 RCS 特征的影响, 其中有 3 种不同的照射角。可以看到, 根据照射角的不同, 目标 RCS 有 10dB 的波动。

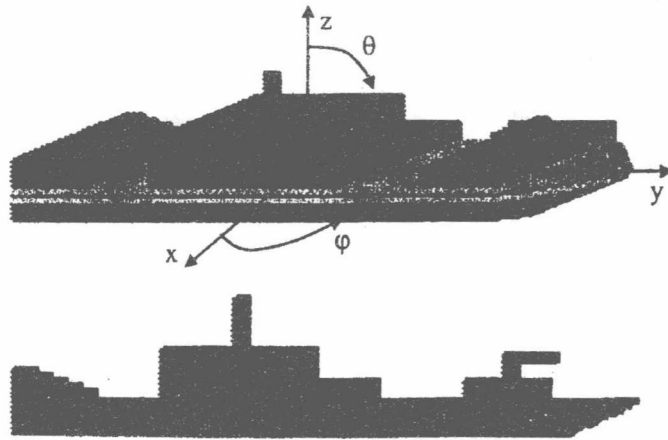


图 7a 典型 45m 海军护卫舰的 FDTD 模型

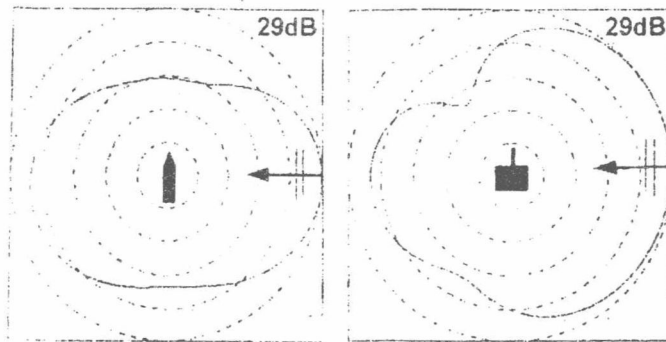


图 7b 图 7a 中护卫舰的归一化水平（左）与垂直（右）双站 RCS 方向图 ($l=\lambda$)。标记表示该频率上的最大值。动态范围为 30dB，在虚线圆圈之间有 6dB 的增量。

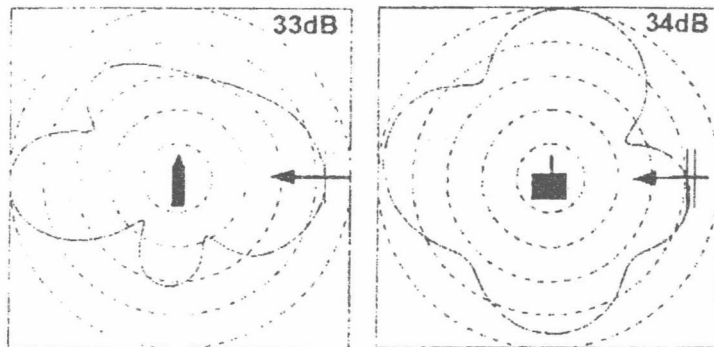


图 7c 图 7a 中护卫舰的归一化水平（左）与垂直（右）双站 RCS 方向图 ($l=2\lambda$)。其它信息同图 7b。

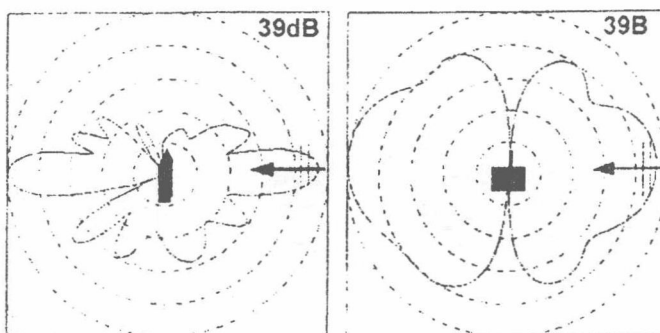


图 7d 图 7a 中护卫舰的归一化水平 (左) 与垂直 (右) 双站 RCS 方向图 ($l=4\lambda$)。其它信息同图 7b。

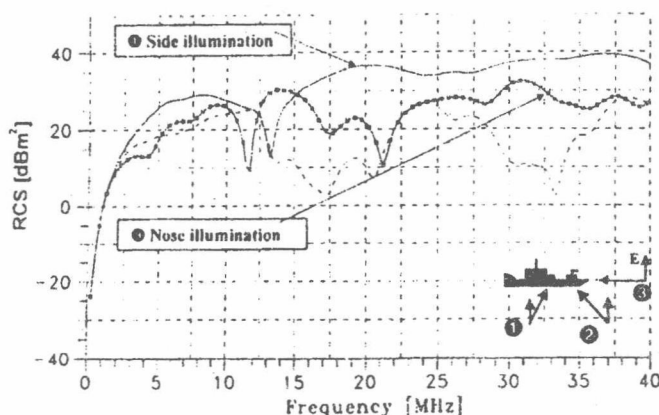


图 8 3 种不同照射角时图 7a 目标反向散射 RCS 随频率的变化——实线: $\theta=90^\circ$ 、 $\phi=0^\circ$ (侧面照射); 虚线: $\theta=90^\circ$ 、 $\phi=45^\circ$; 符号: $\theta=90^\circ$ 、 $\phi=90^\circ$ (前端照射)。

3.4.1 RCS 交互作用

由于 HFSWR 具有相对较大的空间分辨元 (cell), 必须考虑彼此靠近的目标间 RCS 的相互影响。想像一艘穿梭油船出现在石油平台的情形, 可以很好地理解这种影响, 而这在加拿大东海岸是很常见的, 那里有 Hibernia 采油平台[33]。RCS 交互作用导致后向散射信号强度的明显波动[34]。观测到的效应已经应用 MoM 和 FDTD 方法进行了研究, 其中考虑了代表采油平台和穿梭油船的两个物体(对应 x、y、z 三维值分别为 $20\text{m} \times 100\text{m} \times 20\text{m}$ 与 $20\text{m} \times 20\text{m} \times 80\text{m}$)。图 9 表示了单站雷达情形下目标 RCS 特征与频率的关系。图中, 实线属于孤立的测试目标 T2, 带符号实线则表示两个目标同时出现的情形。由于带大量程序的 MoM 计算很费时间, 只对一部分频率进行了分析, 这在图中用符号表示。两种方法的结果非常吻合。可以看到, RCS 交互作用导致 6~8dB 的波动。当照射角与目标间距变化时, 这种情形将更加复杂。图 10 表示了三个不同距离上的两个测试目标的频率变化, 可以看到 RCS 波动高达 10dB。

相互 RCS 作用的另一个例子如图 11 所示, 其中表示了两个不同频率上双站 RCS 的方位变化(用 FDTD 与 MoM 方法进行了计算)。图中可明显看出, 由于相互 RCS 作用的

存在,出现了强大的反射与深度零位(空值)。该图有助于解释,为什么在相同距离/方位/多普勒元的结构中,有时会看到信号差异很大。

由于本研究中采用的数值方法很难包含粗糙海面效应,图中表示的目标反射率与 RCS 作用的计算都在自由空间完成。在不同的海况条件下, RCS 对视界角与 RCS 对频率等特征将更加复杂。不过,当两个目标占据相同的距离、方位和多普勒空间时,有望得到 RCS 的波动情况。

3.5 天线要求

HF 雷达天线系统的设计应满足许多条件。发射天线必须提供指定频段上的高增益,能量必须在所需监视区内均匀分布;接收阵列必须与海岸线平行,对整个监视区域具有很高的且均等的阵列增益,且对来自其它方向的信号最不敏感。发射与接收阵列都必须提供较深、较宽近垂直入射零位。在预测发射与接收阵列的性能时,必须考虑本地站点地形和地面条件的影响。

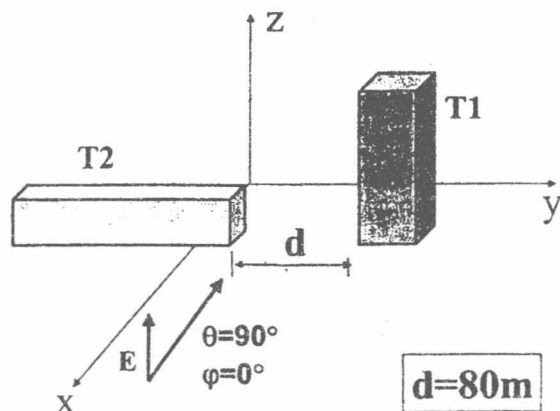


图 9a FETD 与 MoM 测试目标。T1: 80m×20m×20m; T2: 100m×20m×20m; $d=80\text{m}$ 。

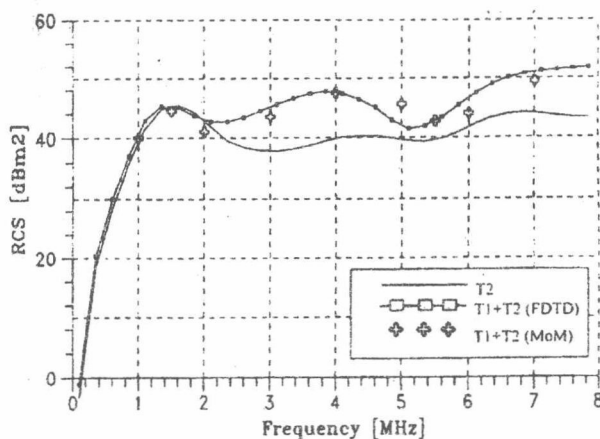


图 9b 用 FDTD 与 MoM 方法计算的图 9a 中耦合目标的频率变化。