

利用返回散射系统监测海洋回波

孙广俊, 齐东玉, 李铁成

(中国电波传播研究所, 河南新乡 453003)

摘要: 本文对用电离层返回散射探测系统监测海洋回波做了详细的描述, 给出了该探测系统的基本结构及海洋回波的信号处理方法, 并对获得的实验数据进行了分析, 通过与 Barrick 关于 Doppler 频移的公式进行了比较, 验证了本次实验结果的正确性与该探测系统监测海洋回波的可行性。

关键词: 返回散射探测系统; 脉冲压缩; 海洋回波; 谱分析

中图分类号: TN958.3, TN957.52 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2005)07-1334-04

Sea Echo Detection with the System of Ionospheric Backscatter Sounding

SUN Guang-jun, QI Dong-yu, LI Tie-cheng

(China Research Institute of Radiowave Propagation, Xinxiang, Henan 453003, China)

Abstract: In this paper, sea echo detection using the system of ionospheric backscatter sounding is described in detail. Sounding system structure and the methods of signal processing to sea echo are proposed. The acquisitive results are analyzed in full. Comparison with the Barrick expression of Doppler shift shows that the proposed experiment results are proper and sea echo detection using the sounding system is feasible.

Key words: the system of backscatter sounding; pulse compression; sea echo; spectrum analysis

1 引言

HF 海态的监测分类方法主要有两种, 依据雷达回波的传播方式可分为天波和地波(表面波)雷达; 依据雷达波束的宽度又分为窄波束雷达和宽波束雷达。窄波束雷达的波束集中, 方向性强, 电波与海浪之间相互作用机理比较简单, 也容易解释、分析、处理回波信号, 但形成窄波束的代价是必须配置庞大的发射天线阵和接收天线阵。由于宽波束雷达电波与海浪相互作用的机理比较复杂, 其数据采集与分析处理软件的设计工作比较艰巨。

美国等发达国家的研究人员为解释海面回波 Doppler 谱及其在海洋监测中的应用付出了巨大的努力, 得到了许多成果。已经应用地波 HF 雷达海面一阶回波峰的 Doppler 频移来测量海流速度^[1]。国内利用地波 HF 雷达监测海洋回波的主要单位有哈尔滨工业大学和武汉大学^[2], 但是利用天波超视距雷达进行海洋监测还未见过报道, 我们利用电离层返回散射探测设备(其实就是一部小型 HF 天波超视距雷达)进行此方面的工作其目的就是为今后用窄波束天波超视距雷达监测海洋及探测海上目标做准备。

2 电离层返回散射探测系统

2.1 系统结构

发射的雷达信号经电离层传播到距离发射站 1000km~3000km 的地、海面散射点, 由地物、海浪或舰船目标反射后又

经电离层返回到接收站。该探测系统收、发同站, 位于新乡。发射机功率为 1kw, 发射天线为菱形天线, 朝向东偏南 45°, 方向增益是 13dB, 天线方位覆盖 20°, 接收天线为菱形天线, 方向增益为 12dB, 天线方位覆盖 23°。

图 1 是返回散射探测系统框图。它主要有三大部分组成: (1) 发射部分子系统; (2) 模拟接收部分子系统; (3) 时序控制及信号处理子系统。实质上, 该系统类似于一部工作于高频段的多谱勒雷达。由于采用了直接数字频率合成(DDS)技术, 使系统的频率控制更为灵活, 可以依据电离层的情况及探测性能的要求灵活地设置脉冲宽度(2~6ms)及信号带宽(5~30kHz)。接收机采用二次混频的超外差高频接收机, 带宽为 30kHz。时序控制部分的功能主要是控制系统的时序, 使该系统严格相参。信号处理部分主要完成正交 I、Q 两路信号的形成、数字滤波、脉冲压缩、谱分析等工作。

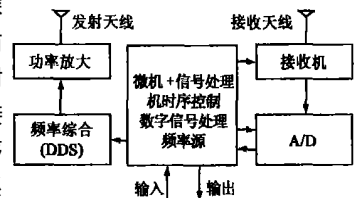


图 1 返回散射探测设备原理框图

图 1 是返回散射探测系统框图。它主要有三大部分组成: (1) 发射部分子系统; (2) 模拟接收部分子系统; (3) 时序控制及信号处理子系统。实质上, 该系统类似于一部工作于高频段的多谱勒雷达。由于采用了直接数字频率合成(DDS)技术, 使系统的频率控制更为灵活, 可以依据电离层的情况及探测性能的要求灵活地设置脉冲宽度(2~6ms)及信号带宽(5~30kHz)。接收机采用二次混频的超外差高频接收机, 带宽为 30kHz。时序控制部分的功能主要是控制系统的时序, 使该系统严格相参。信号处理部分主要完成正交 I、Q 两路信号的形成、数字滤波、脉冲压缩、谱分析等工作。

2.2 信号处理

2.2.1 信号形式 考虑到该探测系统收、发同站, 故采用的信号形式为线性调频脉冲, 选用的脉冲宽度为 4ms, 发射脉冲重复频率为 15Hz, 信号带宽为 10kHz。众所周知, 采用有效带宽越宽的信号, 实际距离分辨力就越高, 但是由于电离层的

影响限制了信号的带宽,再加上短波段的干扰比较严重,因此可利用的信号带宽是比较窄的,经过实验验证及综合考虑,我们选用 10kHz 的信号带宽。

2.2.2 信号处理方法 图 2 是该系统的信号处理原理框图。

为了减少 A/D 采集器对

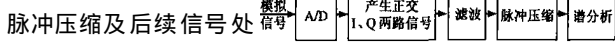


图 2 信号处理原理框图

脉冲压缩及后续信号处

理的影响,选取 A/D 采集器的分辨力为 14 位^[3]. A/D 采样在接收机二中频 (1.4MHz) 上进行,采样频率为 5.6MHz.

(1) 数字正交采样

由于正交(I,Q)的不平衡对功率谱有影响^[4],以前通常的做法是采用模拟相位检波器得到 I、Q 信号,由于幅相误差引入的镜像功率大约为 -34dB,这限制了信号处理性能的提高.为此,本系统采用对低中频采样,利用数字信号处理的方法获得 I、Q 两路信号.使用此技术,可使正交输出的镜像功率低于 -65dB.

假定模拟接收机输出的二中频信号由式(1)表示:

$$s(t) = a(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \quad (1)$$

若以 $T_s = 1/f_s$ 为采样间隔对 $s(t)$ 进行采样得样本序列 $s(nT_s)$, 则有:

$$s(nT_s) = a(nT_s) \cos[2\pi f_0 \cdot nT_s + \varphi(nT_s)] \quad (2)$$

从理论上分析^[5],只要采样率 f_s 与 f_0 中频满足关系: $f_s = 4f_0 / (2M - 1)$ (M 为非零正整数),通过适当的数字处理就可以得到如式(3)所示的正交 I、Q 信号:

$$s(nT_s) = a(nT_s) \cos\left[2(M-1)\frac{nT_s}{2} + \varphi(nT_s)\right] = \begin{cases} (-1)^{n/2} I(n), & n \text{ 为偶数} \\ (-1)^{(n+1)/2} Q(n), & n \text{ 为奇数且 } M \text{ 为奇数} \\ (-1)^{(n-1)/2} Q(n), & n \text{ 为奇数且 } M \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可以看出,在同一时刻数字正交输出仅有 I 路或 Q 路分量,为了得到奇数次采样的 I 值($I(t_{2n+1})$)和偶数次采样的 Q 值($Q(t_{2n})$),并考虑到实际上低中频信号还包含有噪声,我们选用最小二乘法^[6]恢复出 $I(t_{2n+1})$ 和 $Q(t_{2n})$.

假设在时刻 $t_i = t_0 + i \cdot T_s$ 对被逼近函数 $f(t)$ 进行采样,采样值记为 f_i ,逼近函数采用

$$\phi(t) = a_0 + a_1 \cdot (t_i - t_0) + a_2 \cdot (t_i - t_0)^2$$

在 t_i 时刻的逼近误差为: $\varepsilon_i = \phi_i - f_i$,为使逼近均方误差最小,由最小二乘法可得:

$$\sum f_i = \sum \phi_i \quad (4)$$

$$\sum i \cdot f_i = \sum i \cdot \phi_i \quad (5)$$

$$\sum i^2 \cdot f_i = \sum i^2 \cdot \phi_i \quad (6)$$

对 f_i 的 $2m$ 个采样点,不失一般性,假设 $i = 2k - 1$; $k = -m + 1, \dots, m$, 则式(4)~(6)可化简为:

$$\sum_{k=-m+1}^m f_{2k-1} = 2m \cdot a_0 + \sum_{k=-m+1}^m (2k-1)^2 \cdot a_2 T_s^2 \quad (7)$$

$$\sum_{k=-m+1}^m (2k-1) f_{2k-1} = \sum_{k=-m+1}^m (2k-1)^2 \cdot a_1 T_s \quad (8)$$

$$\sum_{k=-m+1}^m (2k-1) f_{2k-1} = \sum_{k=-m+1}^m (2k-1)^2 \cdot a_0 + \sum_{k=-m+1}^m (2k-1)^4 \cdot a_2 T_s^2 \quad (9)$$

由式(7)、(9)可解出:

$$a_0 = \sum_{k=-m+1}^m C_{2k-1} \cdot f_{2k-1} \setminus (2m \cdot b_1 - b_2^2) \quad (10)$$

其中: $C_{2k-1} = b_1 - (2k-1)^2 \cdot b_2$;

$$b_1 = \sum_{k=-m+1}^m (2k-1)^4;$$

$$b_2 = \sum_{k=-m+1}^m (2k-1)^2.$$

显然 $\phi(t_0) = a_0$, 估计误差为: $\varepsilon_0 = a_0 - f_{t_0}$, 可得到:

$$I(2n+1) = \sum_{k=-m+1}^m C_{2k-1} \cdot I(t_{2n+2k}) \setminus (2m \cdot b_1 - b_2^2) \quad (11)$$

$$Q(2n) = \sum_{k=-m+1}^m C_{2k-1} \cdot Q(t_{2n+2k-1}) \setminus (2m \cdot b_1 - b_2^2) \quad (12)$$

(2) 脉冲压缩

我们采用频域 FFT 方法实现脉冲压缩,在返回散射探测中,由于回波信号来自广延的地面或海面散射,那么强回波旁瓣电平过高会淹没弱小的回波主峰,因此抑制脉冲压缩旁瓣显得尤为重要,在该系统中利用切比雪夫窗来抑制脉压旁瓣.

(3) 谱分析

采用经典的 FFT 方法对各个距离门上的 512 次(相干积累时间大约为 34s)回波做谱分析,为了减少谱的旁瓣泄露,引入了加权处理,使用的权函数为切比雪夫窗.

3 实验结果及分析

高频海杂波最主要的特征是 Bragg 谱线,它是海浪和电磁波谐振产生的散射. Bragg 谱线的 Doppler 频移如公式(13)所示,随雷达工作频率的平方根而改变.海杂波谱随工作频率、风向、风速、当地海浪和洋流状态而改变.这些特征可用于获得海流、风向、风速、主要海浪高度和海洋表面方向性频谱.根据 Barrick 导出的在深水中且无表面流的情况下雷达一阶海面回波的 Doppler 频移表达式^[5]为:

$$f_{B1} = 0.102 \sqrt{f_0} \quad (13)$$

实际应用时, f_0 表示雷达探测频率,单位为 MHz, f_{B1} 表示 Bragg 散射频率,单位为 Hz. 当没有表面流时,一阶海面回波的两个峰出现在 $\pm f_{B1}$ 处,当有表面流时,一阶海面回波的两个峰会偏离 $\pm f_{B1}$, 偏移量为 $\Delta f = 2f_0 v / c$, 即反映径向表面流的速度.

图 3 是利用返回散射探测系统测得的多个距离单元上地、海杂波谱的情况. 实验时所用的工作频率为 18.328MHz, 信号带宽为 10kHz, Doppler 分辨力大约为 0.03Hz. 图 3(a) 表示与返回散射探测系统相距 1100km(群路径)的距离单元上的回波谱,由于此距离单元上的回波来自地物,所以其频谱图呈现为单峰,从图 3(a) 还可以看出,谱峰位置并不在 0Hz 处,而是位于 -0.05Hz 处,这是由于电离层的影响造成了 Doppler 谱的偏移. 图 3(b)、(c)、(d)、(e) 说明了处于陆、海交界处的回波情况,由于实验时所用的天线波束较宽,距离分辨力较低

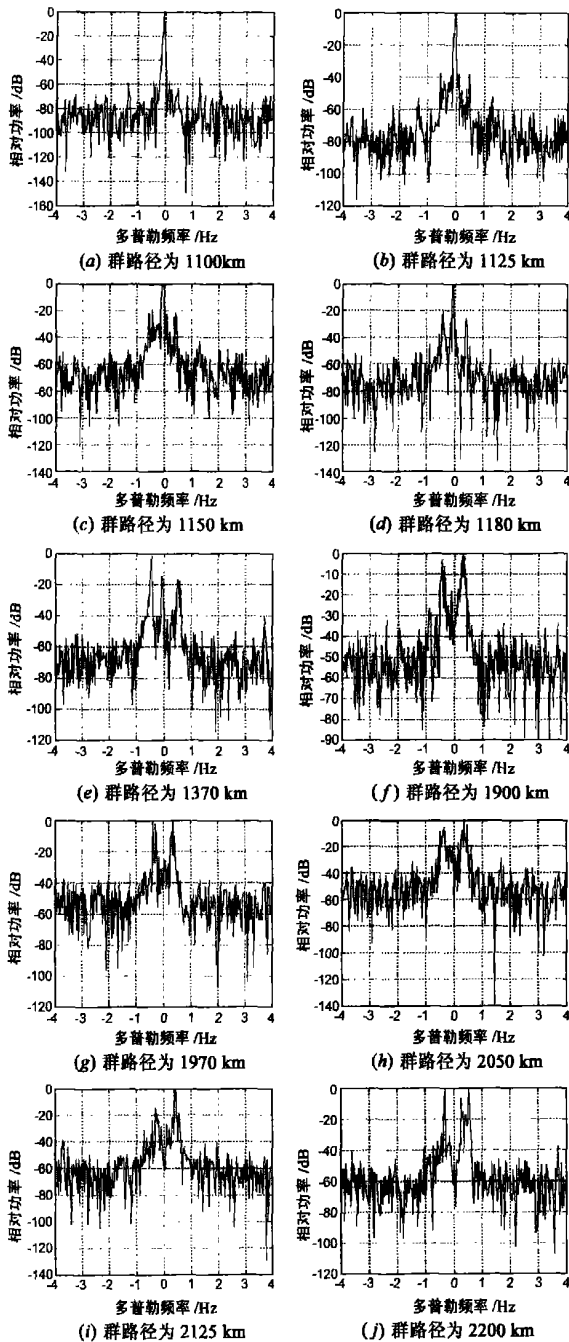


图3 频率 $f=18.328\text{MHz}$ 时陆、海杂波谱

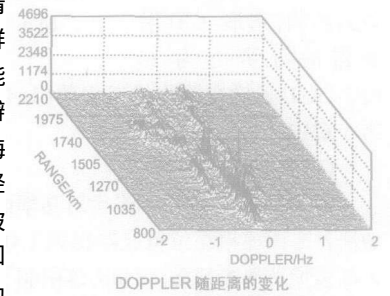
(15km),且天线朝上海方向,故回波中既有地物回波也有海洋回波,图3(b)所示的回波主要来自地物回波,海洋回波占很少一部分,随着距离的延伸,回波中地物回波的成分越来越少,海面回波所占的比例越来越多,图3中位于 -0.05Hz 处的峰代表陆地回波的谱,其两边是 Bragg 谱线,它是海杂波对无线电波一次或多次反射的过程中形成的,分别称为一次散射或多次散射,从图3中可以看出,在 -0.45Hz 和 0.44Hz 处形成两个 Bragg 峰,这与由公式(13)得出的 $f_{B1}=0.437\text{Hz}$ 非常接近,在峰的两边散布着高阶散射回波谱.随着距离的增加,陆地或岛屿的回波逐渐消失,返回散射探测系统收到的回波主

要来自海洋,在回波谱中表现为在 $\pm 0.437\text{Hz}$ 附近出现两个 Bragg 峰,这可以从图3(f)、(g)、(h)、(i)、(j)看出.另外,从图3还可以看到在 Bragg 谱线之间及外围由海杂波引起的噪声基底抬高了,在 Bragg 谱线外远处,海杂波基底逐渐减小,此时噪声基底主要由背景噪声决定.

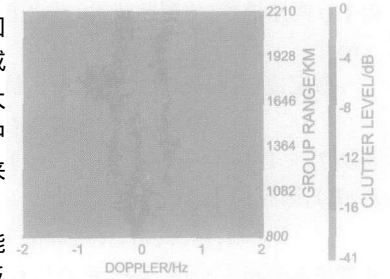
从图4中可以清楚地看出 Doppler 随群路径变化的趋势,并能根据 Doppler 大致分辨出陆地、陆海交界、海洋的分界线.当群路径小于 1150km 时,回波谱呈现出单峰,表明回波来自陆地;群路径为 $1150\text{km}-1580\text{km}$ 时,谱图中有三个峰,说明回波来自地、海交界处或岛屿、海洋;群路径大于 1580km 时,谱图中有二个峰,说明回波来自海洋.

由于电离层不能提供稳定的“镜面”反射,所以地、海杂波谱经过电离层传播时必然受到电离层的污染,电离层的三维电子浓度

分布可以提供多种不同的并随时间变化的雷达路径(它们具有相同的群路径),但是各个路径上电子浓度的瞬时波动都会引起多普勒的漂移,而且平均多普勒频移与随时间变动的各个路径有关.固定的点目标经过电离层这一“介质”传播时,其回波中就会含有一组相互叠加的多普勒频移,如果是运动的广延目标(例如海洋),那么经过电离层传播,其回波谱就是目标的多普勒谱与电离层引起的多普勒谱的“叠加”.另外,电离层的多径与采用的天线波束宽度有关^[7],利用宽波束天线接收到的回波受到电离层的多径污染远较窄波束天线严重.经研究发现,回波谱的展宽不仅与波束宽度有关,而且与相干积累时间等也有关系,当波束宽度由 0.5° 扩大到 4° 时,谱宽就会展宽30%,积累时间由51s增加到256s时,回波谱的展宽约为33%^[7],当然,这一结论与当时电离层的情况及传播模式等因素有关.由于我们使用的天线波束比较宽,该探测系统的距离分辨力又较低,在此情况下,电离层的多径污染更为严重,回波谱展宽的更多,并且照射地、海面的面积更大,此时海洋的作用机理变得更为复杂.有时,杂波的展宽只发生在 Doppler 谱的一边而不影响另一边的检测,这些因素都是造成图3、图4的探测结果与理论值有一定误差的原因.一般来说,由于 Doppler 谱中一阶 Bragg 谱线的相对幅度较强,所以它受电离层污染的较轻,但是二阶谱的能量一般不到一阶能量的10%,并且又由于二阶谱峰距离一阶 Bragg 谱峰非常近,大



(a) Doppler随群路径变化的三维图



(b) Doppler随群路径变化的二维图
用颜色的深浅表示回波能量的大小

图4 Doppler随群路径的变化情况

约为: $(\sqrt{3}-\sqrt{2}) * 0.437 = 0.14\text{Hz}$, 那么由于电离层的污染等因素引起的一阶 Bragg 谱的展宽(大约 15%)就会严重的影响二阶谱的特性, 所以我们从回波谱上很难看到二阶峰。

4 结束语

本文只是尝试性地利用返回散射探测系统监测陆、海回波, 实验结果与理论值吻合的比较。但是由于所采用的探测系统的距离分辨力较低, 波束又较宽, 在此情况下该探测系统照射的地、海面的面积比较大, 电波与海浪相互作用的机理较复杂, 电离层效应对海面探测信号的频谱影响也相当严重, 所以要想利用该实验平台分析海情比较困难, 但是该次实验为今后利用窄波束的天波超视距雷达监测海洋及探测海上目标打下了基础。

参考文献:

- [1] James R Bamun. Ship detection with high resolution HF sky-wave radar[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1986, 11(2): 196-209.
- [2] 杨子杰, 吴世才, 等. 高频地波雷达总体方案及工程实施的几个主要问题[J]. 武汉大学学报(理学版), 2001, 47(5): 513-518.
YANG Zi jie, WU Shi cai, et al. Some problems in general scheme for HF ground wave radar engineering[J]. Journal of Wuhan University (Natural Science Edition), 2001, 47(5): 513-518.
- [3] 张群英, 杨学贤, 等. A/D 量化误差对脉冲压缩结果的影响[J]. 现代雷达, 2000, 22(2): 63-68.
ZHANG Qun yin, YANG Xue xian, et al. Effect of A/D quantization error on the result of pulse compression[J]. Modern Radar, 2000, 22(2): 63-68.
- [4] 杨子杰, 文必洋, 等. 海态监测分析雷达中的 I 分量与 Q 分量[J]. 武汉大学学报(理学版), 1994, 海洋探测专刊: 97-102.
YANG Zi jie, WEN Bi yang, et al. I & Q components in OSMAR[J]. Journal of Wuhan University (Natural Science Edition), 1994, (Special Issue): 97-102.
- [5] 马晓岩, 向家彬, 等. 雷达信号处理[M]. 湖南: 湖南科学技术出版社, 1999. 24-26.
MA Xiao yan, XIANG Jia bin, et al. Radar signal processing[M]. Hunan: Hunan Science and Technology Press, 1999, 24-26.
- [6] 杜永强. 直接中频采样数字正交输出的最小二乘实现[J]. 系统工程与电子技术, 2000, 22(9): 8-10.
DU Yong qiang. The least squares implementation of direct IF sampling[J]. Systems Engineering and Electronics, 2000, 22(9): 8-10.
- [7] Barick D E. First order theory and analysis of MF/HF/VHF scatter from the sea[J]. IEEE trans Antennas Propagation, 1972, AP 20: 2-20.
- [8] T M Georges. The effects of space and time resolution on the quality of sea echo Doppler spectra measured with HF sky wave radar[J]. Radio Science, 1979, 14(3): 455-469.

作者简介:



孙广俊 男, 1968 年 6 月出生于河南民权县, 中国电波传播研究所高级工程师, 1989 年毕业于桂林电子工业学院自动控制专业, 1996 年获哈尔滨工业大学硕士学位, 已发表论文数篇, 研究方向为: 雷达系统设计, 信号处理. E-mail: sun guangjun16@tom.com.



齐东玉 男, 1978 年 10 月出生于河南封丘县, 中国电波传播研究所助理工程师, 2000 年毕业于空军第一航空学院电子工程专业, 主要从事数字信号处理硬、软件设计.

李铁成 男, 1963 年 3 月出生于河南武陟县, 中国电波传播研究所高级工程师, 从事雷达系统设计, 收、发技术研究.