

高频地波舰载超视距雷达的双零点波束测角方法

王 新, 袁业术

(哈尔滨工业大学电子工程技术研究所, 黑龙江哈尔滨 150001)

摘 要: 在高频地波舰载超视距雷达中, 雷达平台的运动导致了一阶海浪谱(Bragg谱线)的展宽. 提取和检测落入此展览区的目标是舰载条件下面临的主要困难. 本文分析了 Bragg谱线展宽的原因, 提出了用单零点波束提取目标并用分裂的双零点波束测角的具体方法. 在文章中用计算机对该种方法进行了仿真, 仿真结果证明该方法作为高频地波舰载超视距雷达目标检测方法是有效的.

关键词: 超视距雷达; 天线阵; 目标检测

中图分类号: TN959.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2002)03-0305-04

Detecting Method of Targets Direction with Pair Null Beam for HF Ground-Wave Shipborne OTH Radar

WANG Xin, YUAN Ye-shu

(Institute of Electronic Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: In the HF ground wave OTH radar, the movement of the radar brings about the spreading of the first order Bragg lines. It is difficult to pick up and measure the ship targets of the cover up in the spread first order Bragg lines for the shipboard environment. In this paper, the causation of the spread spectrum are firstly analyzed, then it is suggested to use single null beam to pick up the ship targets and use pair null beam to detect targets direction. At last the method is simulated and the validity of detecting method of targets direction is attested for the HF ground wave OTH radar.

Key words: OTH radar; antenna; target detecting

1 引言

岸基高频地波超视距雷达是在强海浪背景下实现动目标检测的. 理论与实践上可以证明, 各方向谐振海浪回波的径向速度相同, 强后向散射的谐振海浪多普勒频率是集中在一个很窄的频带内, 二维 FFT 处理后, 形成强后向散射的一阶海浪谱(Bragg谱线). 由于目标回波的径向速度与各方向谐振海浪回波的径向速度不同, 因此两者的多普勒频率也不同. 目标回波的多普勒谱线落在一阶海浪谱(Bragg谱线)外. 通常可以用测量目标回波的多普勒频率来直接确定目标的径向速度, 用接收天线阵的水平波束来测定目标的水平方位角. 当目标的径向速度与各方向谐振海浪回波径向速度相同时, 目标回波将被淹没在强后向散射的一阶海浪谱下, 改变雷达的工作波长后, 同样可以用上述方法实现该种目标的径向速度和水平方位角的检测.

将岸基高频地波超视距雷达移植到军舰上后, 由于舰载的运动, 使各方向谐振海浪回波的径向速度受到了舰载运动的影响而导致了一阶海浪的频谱展宽. 同时目标回波的径向速度也将受到舰载运动的影响, 使其与舰载运动速度、目标回波的方位等因素有关. 二维 FFT 处理后, 被探测目标回波的多

普勒谱线可能被淹没在展宽的一阶海浪谱中, 因此用岸基雷达的目标探测方法很难发现淹没在一阶海浪谱下的目标.

高频地波舰载超视距雷达目标探测的主要任务是将淹没在展宽的一阶海浪中的目标分离出来, 然后确定目标的方位及目标的径向速度. 假定在同一距离某一方向上有一目标回波存在, 且目标的径向速度与谐振海浪的径向速度不同, 那么受到舰载运动速度调制后目标的径向速度与目标所在方向调制后的海浪的径向速度不同, 因此两者的多普勒频率也不同. 但由于海面是连续的散射表面, 由雷达平台运动引起的整个海浪回波的多普勒频谱很宽, 在一般的雷达系统参数和雷达平台正常运动状态下, 海面回波展宽谱的宽度远大于目标回波的多普勒频谱宽度, 因此目标回波的多普勒谱线的可能被淹没在展宽的一阶海浪谱中.

上面的分析告诉我们: 当与目标回波相重合的谐振海浪回波的多普勒谱线与目标回波方位不同时, 我们能在空域水平面内设置一个波束零点, 那么展宽的一阶海浪谱的幅度将受到该波束的加权. 由于波束零点所指的方向谐振海浪回波的能量最小, 所以在展宽的一阶海浪谱中, 该方向谐振海浪回波的多普勒谱线的幅度最低, 因此在展宽的一阶海浪谱中将

出现凹口. 在 $0 \sim 180$ 度内扫描该波束零点, 凹口的位置将随波束零点指向不同而不同.

如有目标回波存在, 与目标回波相重合的谐振海浪回波的多普勒谱线可能与目标回波的方位不同, 当波束零点指向该谐振海浪回波的方向时, 海浪回波被波束零点抑制, 在凹口的位置上将出现目标回波的多普勒谱线. 用上述单零点波束扫描的方法我可以在展宽的一阶海浪谱中发现被淹没的目标, 但到目前为止, 我们即不能通过波束零点的方位指向来确定目标的方位, 也不能通过测量目标回波的多普勒频率来直接确定目标的速度.

为了确定目标的方位和速度, 我们可以用单零点波束扫描的方法来发现淹没在展宽的一阶海浪谱中的目标, 然后将单零点波束分裂成双零点波束, 让其中的一个零点始终指向与目标回波相重合的谐振海浪回波的方向. 扫描该波束的另一零点, 当该零点指向目标回波的方向时, 被提取的目标谱线受到该零点的抑制而消失, 展宽的一阶海浪谱的幅度被双零点波束加权出现双凹口, 这时第二零点的指向就是目标回波的方向. 最后我们可以用测量被淹没目标回波的多普勒频率和测得的目标方位来计算目的标真实径向速度.

为了进一步说明上述双零点波束测角的原理, 本文以一个发射天线和一个三元接收线阵为例, 用计算机对上述方法进行了仿真. 仿真以发射天线为参考并假定 $0 \sim 180$ 度的来自各方向谐振海浪和某一方向上目标与发射天线的初始距离相等且等于常数. 同时假定在采样和信号处理期间, 载舰和目标舰的速度不变, 这样可突出和简化仿真内容.

2 三元接收阵回波信号的仿真

首先考虑仅有一发、一收两天线的情形, 且收、发天线沿载舰运动方向一字排开, D 是收、发天线的间距 (见图 1)

2.1 目标回波的仿真

如果在距发射天线 R_0 处有一目标, 由发射天线发出的电磁波经目标散射达到接收天线的初始距离 R_T 为:

$$R_T = 2R_0 - D \cos A \quad (1)$$

式中 A 是以载舰运动方向为参考目标回波的水平方位角. 设载舰运动速度为 V_S , 其方向是由发射天线指向接收天线. 在 $V_S = 0$ 时, 若目标相对发射天线的径向速度为 $\pm V_{i0}$, 正号表示目标的相对径向速度的方向是从目标指向发射天线, 负号表示目标的相对径向速度的方向与上述方向相反. 当载舰运动时 (即 $V_S \neq 0$), 目标受载舰调制后的相对径向速度为 V_i 且有:

$$V_i = \pm V_{i0} - V_S \cos A \quad (2)$$

从发射天线 \vec{r} 目标 \vec{r} 接收天线的瞬时距离为:

$$R_i = 2(R_0 \pm V_{i0}t) + (V_S t - D) \cos A \quad (3)$$

当仅有目标回波存在时, 接收天线对目标回波响应的复包络 $U_{i\pm}$ 为:

$$U_{i\pm} = E_0 \exp(-jkR_i) = E_0 \{ \exp[-j2k(R_0 \pm V_{i0}t)] \cdot \exp[-jk(V_S t - D) \cos A] \} \quad (4)$$

式中 $k = 2\pi/\lambda$, λ 是雷达的工作波长, E_0 是目标回波幅度, 当接收天线的方向图与水平方位角 A 无关时 E_0 是常数, 否则

E_0 是水平方位角 A 的函数.

2.2 关于海浪回波的仿真

为了使仿真简单明了, 在海浪回波的仿真过程中我们作了如下假设:

(1) 由于本文仅叙述在一阶海浪谱下的目标提取与方位角检测方法, 所以不对各高阶谐振海浪回波进行仿真.

(2) 为了防止目标探测的双向模糊, 该雷达的发射天线必需具备单向辐射特性, 所以海浪回波的仿真范围是在 $0 \sim 180^\circ$ 之间.

(3) 用间隔为 1° 的射线在 $0 \sim 180^\circ$ 范围内, 将给定的距离分辨单的海浪回波分成 180 个散射单元, 并假设每个散射单元有相同的后向散射强度 $E_0(A)$, 且假设 $E_0(A) = 1$.

如果在距发射天 R_0 处有从 $0 \sim 180^\circ$ 任何方向的谐振海浪回波存在, 当 $V_S = 0$ 时, $0 \sim 180^\circ$ 的各方向谐振海浪相对发射天线的径向速度为 $\pm V_{w0}$, 正负号的定义与 V_0 前的正负号定义相同. 而且:

$$V_{w0} = \sqrt{g\lambda/4\pi} \quad (5)$$

其中: $g = 9.8 (\text{m/s}^2)$ 是重力加速度, λ 是雷达的工作波长.

在上述假设的前提下, 可以将同一距离分辨单元的海浪回波看成是同时存在的 180 对正、反两个方向行进点目标. 这样用上述目标回波的分析方法, 我们能得到仅有谐振海浪回波存在时, 接收天线对谐振海浪回波响应的复包络 $U_{w\pm}$ 为:

$$U_{w\pm} = \{ \exp[-j2k(R_0 \pm V_{w0}t)] \cdot \sum_{A=0}^{180} \exp[-jk(V_S t - D) \cos A] \} \quad (6)$$

当 $V_S = 0$ 时, 上式中

$$\sum_{A=0}^{180} \exp[-jk(V_S t - D) \cos A] = \sum_{A=0}^{180} \exp[jkD \cos A] = U_0 \quad (7)$$

在 kD 是常数时, U_0 是常数. 式(6)可写成:

$$U_{w\pm}(V_S = 0) = U_0 \exp(-j2kR_0) \cdot \exp(\pm j2kV_{w0}t) \quad (8)$$

当仅存在双方向的谐振海浪回波时, 接收天线对谐振海浪回波复包络的响应 U_w 为:

$$U_w = U_{w+} + U_{w-} = U_0 \exp(-j2kR_0) [\exp(j2kV_{w0}t) + \exp(-j2kV_{w0}t)] = 2U_0 \cos(2kV_{w0}t) \exp(-j2kR_0) \quad (9)$$

当 $V_S \neq 0$ 时, 式(6)可写成:

$$U_{w\pm} = \sum_{A=0}^{180} \{ \exp[-jk(2R_0 - D \cos A)] \cdot \exp[-jk(\pm 2V_{w0} + V_S \cos A)t] \} \quad (10)$$

当仅存在双方向的谐振海浪回波时, 接收天线对谐振海浪回波复包络的响应 U_w 为:

$$U_w = U_{w+} + U_{w-} = \sum_{A=0}^{180} \exp[-jk(2R_0 - D \cos A)] \{ \exp[-jk(2V_{w0} + V_S \cos A)t] + \exp[-jk(-2V_{w0} + V_S \cos A)t] \} \quad (11)$$

下面考虑一个发射天线和一个三元接收线阵的情形, 设各天线沿载舰运动方向一字排开, 各天线间的位置关系如图 1 所示. 图 1 中 D 是发射天线到三元接收阵中心的距离, d 是接收阵任意相邻阵元之间的距离.

当仅有目标回波存在时, 根据式(4), 可以直接写出图 1 中, 三元接收阵各接收天线对目标回波的响应 $U_{0\pm}$, $U_{1\pm}$,

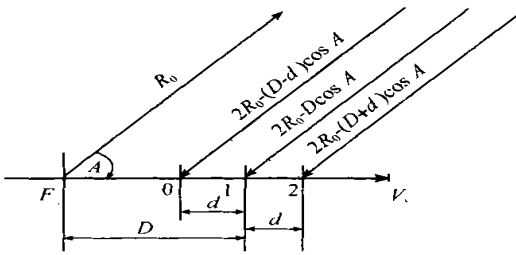


图 1 各天线间的位置, F 是发射天线, $0, 1, 2$ 是三个接收天线

$U_{i2\pm}$ 为:

$$\begin{aligned}
 U_{i0\pm} &= E_0 \{ \exp[-j2k(R_0 \pm V_0 t)] \cdot \exp[-jk(V_0 - (D-d)\cos A)] \} \\
 U_{i1\pm} &= E_0 \{ \exp[-j2k(R_0 \pm V_0 t)] \cdot \exp[-jk(V_0 - D)\cos A] \} \\
 U_{i2\pm} &= E_0 \{ \exp[-j2k(R_0 \pm V_0 t)] \cdot \exp[-jk(V_0 - (D+d)\cos A)] \}
 \end{aligned} \quad (12)$$

当仅有 $0^\circ \sim 180^\circ$ 任何方向的双向谐振海浪回波存在时, 根据式(11), 可以直接写出图 1 中, 三元接收阵各接收天线对谐振海浪回波的响应 U_{w0} 、 U_{w1} 、 U_{w2} , 这些表达式由式(13)给出.

$$\begin{aligned}
 U_{w0} &= \sum_{A=0}^{180} \exp[-jk(2R_0 - (D-d)\cos A)] \{ \exp[-jk(2V_0 + V_S \cos A)t] \\
 &+ \exp[-jk(-2V_0 + V_S \cos A)t] \} \\
 U_{w1} &= \sum_{A=0}^{180} \exp[-jk(2R_0 - D\cos A)] \{ \exp[-jk(2V_0 + V_S \cos A)t] \\
 &+ \exp[-jk(-2V_0 + V_S \cos A)t] \} \\
 U_{w2} &= \sum_{A=0}^{180} \exp[-jk(2R_0 - (D+d)\cos A)] \{ \exp[-jk(2V_0 + V_S \cos A)t] \\
 &+ \exp[-jk(-2V_0 + V_S \cos A)t] \}
 \end{aligned} \quad (13)$$

最后我们可以根据各种不同需要, 用式(12)、(13)的不同组合得到目标和正、负方向谐振海浪同时存在时各接收天线的舰载仿真信号.

3 雷达目标检测方法的仿真

地波舰载超视距雷达是工作在高频波段的调频连续波体制雷达. 为简化和突出仿真内容, 雷达目标检测仿真被选在一维 FFT 的距离处理后进行.

首先来考虑单个接收天线的情况, 假设该天线方向图与水平方位角无关. 当仅存在双方向的谐振海浪回波时, 用式(9)、(11)产生双向谐振海浪回波的仿真信号, 如果我们以 $0.789s$ 的时间间隔对 U_w 采样且样本数为 $N = 256$, 即在 FFT 信号处理前我们能得到 256 个复数数据, 其中的每一个复数数据表示在 $0.789s \times n$ 时刻天线接收到的仅存在双方向谐振海浪回波的舰载仿真信号 ($n = 0, 1, 2 \dots 255$). 对这些复数数据作复数 FFT 信号处理后可以得到两种情况的幅度频谱包络曲线. 为了将岸基雷达和舰载雷达的双向谐振海浪回波频谱进行比较, 图 2 给出两种情况的幅度频谱包络曲线. 在图中, 横坐标是复数 FFT 处理后第 n 个多普勒频率分辨单元, 对于 $N = 256$ 时, 中心位置是第 127 点, 该点对应于零多普勒频率, 小于该点的目标为正向, 大于该点的目标为负向, 窗口宽度是从第 50~200 点. 我们能看到当 $V_S = 0$ 时, 强后向散射的谐振海

浪多普勒频率是集中在一个很窄的频带内, 此时与岸基高频地波超视距雷达的情况相同, 当 $V_S = 5m/s$ 时, 由于载舰的运动使谐振海浪回波的频谱展宽. 由式(4)产生正向目标回波 U_{i+} , 同时用式(9)产生双向谐振海浪回波将两者求和可得到 $V_S = 0$ 的雷达仿真信号.

依照上述方法采样并对这些数据作复数 FFT 信号处理后, 可以得到仿真信号的幅度频谱. 图 3 是 $V_S = 0$ 、 $V_t = 2m/s$ 时, 谐振海浪和目标回波的多普勒幅度频谱.

在图中能看到当 $V_S = 0$ 时, 由于 V_t 与 V_{w0} 不同, 目标回波的多普勒谱线落在一阶海浪谱 (Bragg 谱线) 外. 此时对应于岸基目标探测的情况, 可以用测量目标回波的多普勒频率来直接确定目标的径向速度.

我们知道单个接收天线当 $V_S = 0$ 时无法确定目标回波的方位, 且在 $V_S \neq 0$ 时, 被测目标回波的多普勒谱线可能被淹没在展宽的一阶海浪谱中, 甚至无法提取目标, 为此考虑一个发射天线和一个三元接收阵的情形. 当有一正向目标和 $0^\circ \sim 180^\circ$ 任何方向的双向谐振海浪回波同时存在时, 由式(12)产生三元接收阵各阵元天线的正向目标回波 U_{i0+} 、 U_{i1+} 、 U_{i2+} , 由式(13)产生三元接收阵各阵元天线的 $0^\circ \sim 180^\circ$ 任何方向的双向谐振海浪回波 U_{w0} 、 U_{w1} 、 U_{w2} . 将每个阵元的目标和海浪回波相加, 可得到三元接收阵各阵元天线的雷达仿真信号. 依照上述方法采样, 在雷达目标检测方法的仿真处理前, 能得到来自各阵元天线的 3×256 的复数阵列数据.

按图 4 的目标检测方法的仿真原理框图, 首先用这些复数阵列数据完成单零点和分裂双零点的数字波束形成, 然后作复数 FFT 信号处理来得到仿真信号的幅度频谱.

图 5 给出了数字波束形成后仿真信号的幅度频谱, 该波束是零点指向 180° 的单零点波束. 由于波束零点的存在, 它与图 2 中单天线的展宽谱相比, 其幅度被接收天线的方向图加权了. 在图 5 中, 一个 $V_t = 2(m/s)$ 、 $A = 110^\circ$ 的正向目标被载舰以 $V_S = 5(m/s)$ 运动而引起的一阶海浪展宽谱淹没了, 因此目前从图 5 我们无法判断展宽谱中有无目标存在. 扫描波束零点, 由于接收天线的方向图对展宽谱幅度的加权作用使展宽谱中出现凹口, 凹口随波束零点的移动而移动. 如有目标回波存在, 与目标回波相重合的谐振海浪回波的多普勒谱线可能与目标回波的方位不同. 当波束零点指向该谐振海浪回波的方向时, 海浪回波被波束零点抑制, 在凹口的位置上将出现目标回波的多普勒谱线. 从图 6 能看到此种情形, 图 6 中左面展宽谱的凹口中出现了目标回波的谱线, 图中波束零点指向 51° .

用上述单零点波束扫描的方法可以在展宽的一阶海浪谱中发现被淹没的目标. 但到目前为止, 我们既不能通过波束零点的方位指向来确定目标的方位, 也不能通过测量目标回波的多普勒频率来直接确定目标的速度.

为了确定目标的方位和速度, 可以用单零点波束扫描的方法来提取淹没在展宽的一阶海浪谱中的目标, 然后将单零点波束分裂成双零点波束, 让其中的一个零点始终指向与目标回波相重合的谐振海浪回波的方向.

扫描该波束的另一零点, 当该零点指向目标回波的方向

时,被提取的目标谱线受到该零点的抑制而消失. 展宽的一阶海浪谱的幅度被双零点波束加权出现双凹口, 这时第二零点的指向就是目标回波的方向.

从图 7 能看到目标回波的谱线被第二零点抑制后的一阶海浪展宽频谱的包络. 图中第一波束零点仍指向 51° , 而第二

波束零点的指向是 110° 在这种情况下该零点的指向恰好是目标回波的方位角. 知道了目标的方位和图 6 凹口处被展宽一阶海浪谱淹没的目标回波的多普勒频率就可以计算出目标的真实径向速度.

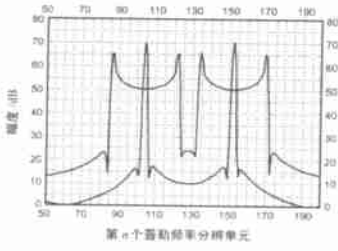


图 2 $V_s = 0$ 和 $V_s = 5\text{m/s}$ 一阶海浪的频谱比较

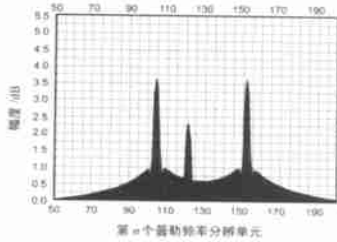


图 3 $V_s = 0, V_t = 2\text{m/s}$ 谐振海浪和目标回波的幅度频谱

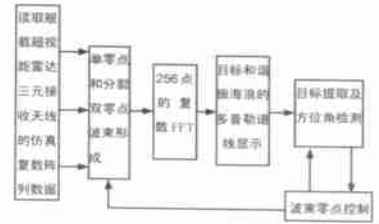


图 4 舰载超视距雷达目标检测方法仿真原理框图

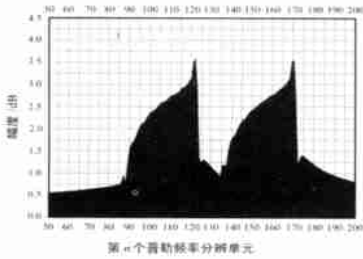


图 5 数字波束形成后仿真信号的幅度频谱

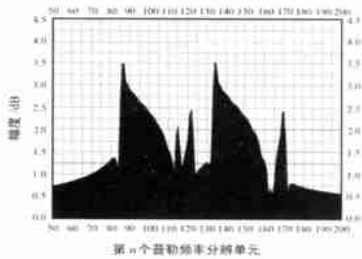


图 6 展宽的一阶海浪谱中提取被淹没的目标

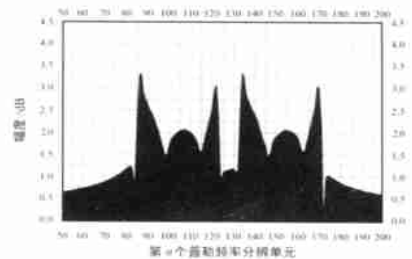


图 7 测量目标方位后的一阶海浪谱

4 结论

在高频地波舰载超视距雷达中, 雷达平台的运动导致了一阶海浪谱(Bragg 谱线)的展宽. 提取并检测落入此展宽区的目标是困难的. 本文根据高频地波舰载超视距雷达的特点, 提出了用扫描单零点波束提取目标并用分裂的双零点波束测角的方法. 该方法可作为高频地波舰载超视距雷达的目标检测方法, 仿真结果证明了该方法的有效性.

参考文献:

[1] Barrick D E. First order theory and analysis of MF/ HF/ VHF scatter from the sea [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, January 1972, AP-20: 2- 10.

[2] 谢俊好, 等. 高频地波舰载超视距雷达中的空时处理 [J]. 系统工程与电子技术, 1998, (2): 30- 36.

[3] 高兴斌, 宗成阁, 袁业术. 高频地波舰载超视距雷达的海杂波对消 [J]. 电子学报, 2000, (3): 5- 8.

作者简介:



王 新 男, 1950 年 6 月出生于黑龙江省哈尔滨市. 1977 年毕业于哈尔滨工业大学无线电工程系. 1993 年获哈尔滨工业大学通信与电子系统学科硕士学位. 主要研究方向: 微波技术与天线. 目前从事高频地波舰载 OTH 雷达的研究工作.



袁业术 男, 1951 年出生于黑龙江省绥化地区. 1978 年毕业于哈尔滨工业大学无线电工程系雷达专业. 1993—1994 年在英国 Leeds 大学访问学者. 主要研究方向: 雷达总体技术, 雷达信号处理与检测. 目前从事高频地波舰载 OTH 雷达的研究工作.