

# 岸-舰双基地波超视距雷达直达波抑制方法及性能分析

陈多芳<sup>1</sup>, 陈伯孝<sup>2</sup>, 秦国栋<sup>2</sup>

(1. 西安电子科技大学生命科学技术学院, 陕西西安 710071;

2. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘 要:** 岸-舰双基地波超视距雷达采用岸基阵列发射、舰载单根全向天线接收, 且各发射阵元所用载频不同. 本文首先分析了该雷达直达波特性, 分析表明直达波可看成来自特定距离、特定方位的干扰, 具有特定的多普勒频率, 据此提出时域、距离-方位域以及多普勒域直达波抑制方法. 从运算量、处理增益、输出信干噪比等方面对三种方法的性能进行了分析, 计算机仿真以及实测数据结果表明直达波抑制方法的有效性.

**关键词:** 岸-舰双基雷达; 地波超视距雷达; 直达波干扰抑制

**中图分类号:** TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 03-0611-06

## Direct-Path-Interference Suppression and Performance Analysis for Coast-Ship Bistatic SWOTHR

CHEN Duo-fang<sup>1</sup>, CHEN Bai-xiao<sup>2</sup>, QIN Guo-dong<sup>2</sup>

(1. School of Life Sciences and Technology, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. National Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract:** Bistatic Surface-Wave Over-the-Horizon Radar (SWOTHR) uses a coast-located array to transmit signals and a ship-carried omnidirectional antenna to receive echoes. In the transmit array, different element utilizes different carrier frequency. The analysis of the direct-path-interference leads to the conclusion that the direct wave is a kind of interference at a position and with a Doppler frequency. Based on the conclusion the interference suppression in time, range-angle and Doppler domain respectively is presented. These three methods for direct wave suppression are evaluated from the aspects of computation complexity, processing gain and output SINR. Finally the simulation and real data results are given to prove the effectivity of these methods.

**Key words:** coast-ship bistatic radar; surface-wave over-the-horizon radar; direct-path-interference suppression

### 1 引言

岸-舰双基地波超视距雷达工作在高频波段, 岸基发射站采用多个天线同时辐射不同载频的调频中断连续波(FMICW)信号以保证各向同性照射, 即不形成发射方向图, 舰载接收站采用一个全向天线接收. 该雷达通过对各个无方向发射天线的信号进行编码, 接收端进行分离-调相-求和处理, 得到特定方向的窄脉冲回波, 即在接收端对接收信号进行综合脉冲孔径处理得到等效的发射方向图. 该雷达兼备高频雷达和双基地雷达的优点, 如工作在谐振区, 可以获得较大的雷达目标截面积, 能够有效探测低空、超低空飞行目标; 由于接收站不辐射能量, 所以具有良好的抗电子侦察、抗有源定向干扰、抗反辐射导弹(ARM)的能力<sup>[1,2]</sup>.

众所周知, 双基地雷达存在的一个重要问题是直达

波干扰很强, 传统的直达波抑制方法有通过自适应天线的干扰置零以及设置参考通道进行旁瓣对消<sup>[3~5]</sup>等. 由于在发射端采用异频发射, 接收端的多路等效接收信号存在距离与角度的耦合, 接收端分离后的各路发射信号分量对应的空间导向矢量与距离和角度有关; 并且由于单个天线接收以及接收平台运动, 不能直接采用已有的发射置零、旁瓣对消等技术抑制岸-舰双基地波超视距雷达中的直达波干扰.

文献[6]对该雷达系统中的直达波抑制进行了初步探讨, 本文进一步深入. 首先结合该雷达特点, 对直达波特性进行分析. 根据分析结果, 提出时域、距离-方位域以及多普勒域三种直达波抑制方法. 文中对三种直达波抑制方法进行详细介绍, 对其性能进行分析, 并给出计算机仿真及实测数据结果.

## 2 信号模型

岸-舰双基地波超视距雷达在发射站采用  $K$  元等距线阵, 雷达与目标的几何关系如图 1 所示. 图中,  $T_x$  为发射阵中心,  $R_x$  为接收站,  $T$  为目标;  $L$  为基线,  $R_a$  和  $R_b$  分别为目标到发射站和接收站的距离,  $\beta$  为双基地角; 以发射阵切线方向为参考,  $\theta_l$  和  $\theta_r$  分别为目标和接收站相对发射阵的方位角. 各阵元发射不同载频的 FMICW 信号, 其中

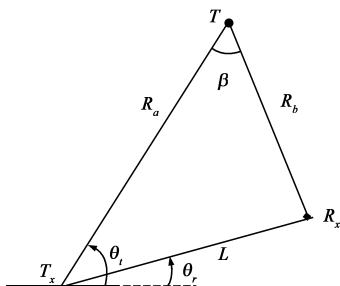


图1 发射站、接收站与目标几何关系示意图

第  $k$  路信号的时频关系如图 2 所示. 图中, 脉冲宽度为  $T_e$ , 脉冲重复周期为  $T_r$ , 频率调制周期为  $T_m$ ,  $T_m = N_m T_r$ ,  $N_m$  为一个调制周期内的脉冲

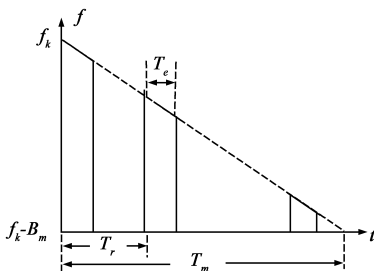


图2 FMICW的时频关系示意图

数; 调频带宽  $B_m = \mu T_m$ ,  $\mu$  为调频斜率. 为描述方便, 信号均以解析形式表示. 理想情况下, 第  $k$  个天线单元在一个调制周期内的发射信号为:

$$s_{ek}(t) = g(t) e^{j2\pi(f_k t - 0.5\mu t^2)}, 0 \leq t < T_m, k = 1, \dots, K \quad (1)$$

其中  $g(t)$  为脉冲调制信号或称门控信号,  $g(t)$

$$= \sum_{m=0}^{N_m-1} \text{rect}(t - mT_r), \text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_e \\ 0, & T_e \leq t \leq T_r \end{cases}; f_k = f_0 + \Delta f_k = f_0 + c_k \cdot \Delta f \text{ 为第 } k \text{ 个天线单元发射信号的载频, } c_k \text{ 为频率编码, 且 } c_k \in \{k - (K+1)/2\}. \text{ 该雷达的工作原理以及发射波形设计见文献[7].}$$

以单个目标为例, 假设目标回波幅度为 1, 则利用直达波进行同步后的接收信号 (包括直达波和目标回波) 可近似表示为

$$\begin{aligned} r(m, t) &= \sum_{k=1}^K \underbrace{\beta_r s_k(t - \tau_{rk}) e^{j2\pi f_d m T_m}}_{\text{直达波}} + \underbrace{s_k(t - \tau_{tk}) e^{j2\pi f_d m T_m}}_{\text{目标回波}} \\ &= g(t) \sum_{k=1}^K \beta_r e^{j2\pi[f_k(t + mT_m - \Delta\tau_{rk}) - 0.5\mu(t - \Delta\tau_{rk})^2]} e^{j2\pi f_d m T_m} \\ &\quad + g(t - \tau_t) \sum_{k=1}^K e^{j2\pi[f_k(t + mT_m - \tau_{tk}) - 0.5\mu(t - \tau_{tk})^2]} \\ &\quad \cdot e^{j2\pi f_d m T_m}, m = 0, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (2)$$

式中,  $\Delta\tau_{rk} = -d_k \cos\theta_r / c$ ,  $\theta_r$  为接收站相对发射阵的方位角,  $c$  为光速,  $f_d$  为直达波信号的多普勒频率, 取决于

接收站相对发射站的运动速度;  $\tau_{tk} = \tau_t + \Delta\tau_{tk}$ ,  $\tau_t = R_t / c$ ,  $\Delta\tau_{tk} = -d_k \cos\theta_t / c$ ,  $R_t$  为以基线长度作参考的目标距离和 (即目标距离和减去基线长度),  $\theta_t$  为目标相对发射阵的方位角,  $f_d$  为目标回波多普勒频率, 与目标速度以及接收平台速度有关. 需要注意的是, 由于由载频差引起的带宽远小于中心载频, 即  $(K-1)\Delta f \ll f_0$ , 式 (2) 中忽略了不同载频对应的多普勒频率差异.

## 3 直达波抑制方法

### 3.1 时域直达波抑制方法

通常,  $R_t > L$ , 直达波与目标回波时延不同. 某调频周期内, 直达波与目标回波时域包络示意图如图 3 所示. 由于发射信号参数精确已知, 故可直接在时域对直达波置零, 对直达波进行抑制. 抑制直达波后的接收信号可表示为

$$\begin{aligned} \tilde{r}(m, t) &= [1 - g(t)] r(m, t) \\ &= [1 - g(t)] g(t - \tau_t) \\ &\quad \cdot \sum_{k=1}^K e^{j2\pi[f_k(t + mT_m - \tau_{tk}) - 0.5\mu(t - \tau_{tk})^2]} e^{j2\pi f_d m T_m} \end{aligned} \quad (3)$$

该方法简单易行, 但当目标回波与直达波有部分重合时, 在对直达波置零的同时, 也对部分目标回波置零, 从而造成目标回波能量损失.

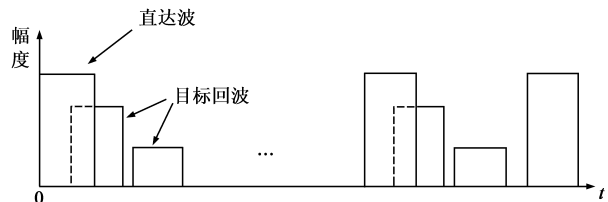


图3 直达波与目标回波时域包络

### 3.2 距离-方位域直达波抑制方法

考虑噪声, 对式 (2) 所示接收信号进行混频、低通滤波, 再进行距离维 FT,  $K$  个通道的 FT 输出可用矢量表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(m, R) &= \mathbf{a}(0, \theta_r) s_r(m, R) + \mathbf{a}(R_t, \theta_t) s_t(m, R) + \mathbf{n}_1(m, R) \end{aligned} \quad (4)$$

式中,

$\mathbf{a}(0, \theta_r) = [e^{-j2\pi f_d \Delta\tau_{r1}}, \dots, e^{-j2\pi f_d \Delta\tau_{rK}}]^T$  为直达波空间导向矢量.

$\mathbf{a}(R_t, \theta_t) = [e^{-j2\pi f_d(\tau_t + \Delta\tau_{t1})}, \dots, e^{-j2\pi f_d(\tau_t + \Delta\tau_{tK})}]^T$  为目标回波空间导向矢量.

$s_r(m, R) = \beta'_r(R) e^{j2\pi f_d m T_m}$  为直达波复包络,  $\beta'_r(R)$  为与直达波参数有关的处理增益.

$s_t(m, R) = \beta'_t(R) e^{j2\pi f_d m T_m}$  为目标回波的复包络,  $\beta'_t(R)$  为与目标参数有关的处理增益.

$\mathbf{n}_1(m, R)$  为高斯白噪声.

由式 (4) 知, 直达波可看成来自特定方向、特定距

离上的干扰,借鉴自适应干扰置零技术可将直达波干扰抑制。

自适应波束形成中,最小范数特征相消器(Minimum Norm Eigencanceler, MNE)的权值位于噪声子空间<sup>[8]</sup>,且满足

$$\min \mathbf{w}^H \mathbf{w} \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{Q}_i^H \mathbf{w} = \mathbf{0} \text{ and } \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f} \quad (5)$$

解得

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{\text{opt}} &= (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_i \mathbf{Q}_i^H) \mathbf{C} [\mathbf{C}^H (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_i \mathbf{Q}_i^H) \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{f} \\ &= \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{C} [\mathbf{C}^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{f} \end{aligned} \quad (6)$$

式中,  $\mathbf{C}$  由期望信号导向矢量构成;  $\mathbf{f}$  为期望信号位置处的增益;  $\mathbf{Q}_n$  为噪声子空间;  $\mathbf{Q}_i$  为干扰子空间; 且

$$\mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H + \mathbf{Q}_i \mathbf{Q}_i^H = \mathbf{I} \quad (7)$$

记非期望信号即直达波干扰加噪声的协方差矩阵为  $\mathbf{R}_u$ , 则

$$\mathbf{R}_u = E[\mathbf{x}_u \mathbf{x}_u^H] = \mathbf{Q}_i \mathbf{\Lambda}_i \mathbf{Q}_i^H + \mathbf{Q}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{Q}_n^H \quad (8)$$

式中,  $E$  表示期望;  $\mathbf{x}_u$  为非期望信号矢量;  $\mathbf{\Lambda}_i$  为  $\mathbf{R}_u$  的大特征值构成的对角阵, 其对应的特征向量构成干扰子空间  $\mathbf{Q}_i$ ;  $\mathbf{\Lambda}_n$  为小特征值构成的对角阵, 其对应的特征向量构成噪声子空间  $\mathbf{Q}_n$ 。

若  $\mathbf{C} = \mathbf{a}(R_i, \theta_i)$ ,  $\mathbf{f} = 1$ , 则

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \xi \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{a}(R_i, \theta_i) = \xi (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_i \mathbf{Q}_i^H) \mathbf{a}(R_i, \theta_i) \quad (9)$$

式中,  $\xi = [\mathbf{a}^H(R_i, \theta_i) \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{a}(R_i, \theta_i)]^{-1}$

$= [\mathbf{a}^H(R_i, \theta_i) (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_i \mathbf{Q}_i^H) \mathbf{a}(R_i, \theta_i)]^{-1}$  为常数。

$K \times K$  维矩阵  $\mathbf{P}_1 = \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H = \mathbf{I} - \mathbf{Q}_i \mathbf{Q}_i^H$  为噪声子空间投影矩阵, 也即直达波子空间的正交投影矩阵。将接收信号投影到直达波正交子空间, 可抑制直达波。直达波抑制的关键是获取协方差矩阵  $\mathbf{R}_u$ , 以不同调频周期的零距离通道数据作为快拍, 可得到  $\mathbf{R}_u$  的最大似然估计

$$\hat{\mathbf{R}}_u = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{x}_1(m, 0) \mathbf{x}_1^H(m, 0) \quad (10)$$

对  $\hat{\mathbf{R}}_u$  进行特征值分解, 取最大特征值对应的特征向量  $\hat{\mathbf{e}}_u$ , 则直达波子空间的正交投影矩阵为

$$\hat{\mathbf{P}}_1 = \mathbf{I} - \hat{\mathbf{e}}_u \hat{\mathbf{e}}_u^H \quad (11)$$

投影到直达波正交子空间的接收信号可表示为

$$\mathbf{y}_1(m, R) = \hat{\mathbf{P}}_1 \cdot \mathbf{x}_1(m, R) \quad (12)$$

对其进行相干积累、发射综合等处理可获得目标等效速度、方位等信息。

### 3.3 多普勒域直达波抑制方法

由式(2)可以看到, 若一个积累周期内接收平台运动速度不变, 则零距离通道的直达波信号为一单频信号。滤除此频率信号, 则直达波被抑制。与距离-方位域抑制直达波相似, 多普勒域抑制直达波亦采用正交投影方法。

将每一通道距离维 FT 后一个相干积累周期内数据以矢量表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_2(k, R) &= \mathbf{b}(f_{dr}) z_r(k, R) + \mathbf{b}(f_{dt}) z_t(k, R) + \mathbf{n}_2(k, R), \\ 1 \leq k \leq K \end{aligned} \quad (13)$$

式中,

$\mathbf{b}(f_{dr}) = [1, e^{j2\pi f_{dr} T_m}, \dots, e^{j2\pi f_{dr} (M-1) T_m}]^T$  为直达波时间导向矢量。

$\mathbf{b}(f_{dt}) = [1, e^{j2\pi f_{dt} T_m}, \dots, e^{j2\pi f_{dt} (M-1) T_m}]^T$  为目标回波时间导向矢量。

$z_r(k, R) = \beta'_r(R) e^{-j2\pi f_{dr} \Delta \tau_k}$  可看作直达波复包络。

$z_t(k, R) = \beta'_t(R) e^{-j2\pi f_{dt} (\tau_t + \Delta \tau_k)}$  可看作为目标回波复包络。

与小节类似, 构造不期望信号数据协方差矩阵, 对其进行特征值分解, 取最大特征值对应的特征向量, 可得  $M \times M$  维直达波子空间正交投影矩阵  $\hat{\mathbf{P}}_2$ 。将式(13)所示数据矢量投影到直达波正交子空间, 从而抑制直达波。投影到直达波正交子空间的接收信号可表示为

$$\mathbf{y}_2(k, R) = \hat{\mathbf{P}}_2 \cdot \mathbf{x}_2(k, R) \quad (14)$$

对投影后的信号进行相干积累、发射综合等处理, 获得目标等效速度、方位等信息。

## 4 直达波抑制方法性能分析

### 4.1 运算量

前面介绍了三种直达波抑制方法, 即分别从时域、距离-方位域以及多普勒域抑制直达波干扰。下面分析各种方法的运算量。

时域抑制直达波可通过对原始接收信号乘以一窗函数实现, 该窗函数在直达波位置为 0, 其余位置取 1。因此, 一个调频周期内的乘法次数为  $N_m = f_s \cdot T_m$  即一个调频周期内的采样点数,  $f_s$  为采样率。若一个相干积累周期内有  $M$  个调频周期, 则所需乘法次数为

$$q_1 = MN_m \quad (15)$$

距离-方位域抑制直达波涉及的运算包括求解数据协方差矩阵、特征值分解和投影。考虑到  $K \times K$  维数据协方差矩阵具有共轭对称性, 只需估计该矩阵的上三角元素, 元素个数为  $K(K+1)/2$ , 则快拍数为  $M$  时需要  $MK(K+1)/2$  次复乘运算和  $(M-1)K(K+1)/2$  次复加运算; 特征值分解运算量为  $O(K^3)$ ; 投影需要  $MN_R K^2$  次复乘运算和  $MN_R K(K-1)$  次复加运算,  $N_R$  为距离单元数。因此, 总运算量为

$$\begin{aligned} q_2 &= (2M-1)K(K+1)/2 + MN_R K^2 + MN_R K(K-1) \\ &\quad + O(K^3) \end{aligned} \quad (16)$$

多普勒域抑制直达波运算量计算与距离-方位域抑制直达波类似, 运算量为

$$\begin{aligned} q_3 &= (2KL-1)M(M+1)/2 + KN_R M^2 + KN_R M(M-1) \\ &\quad + O(M^3) \end{aligned} \quad (17)$$

通常情况下,  $K < M$  且  $N_m < N_R K^2$ , 故 3 种方法运算量有如下关系

$$q_1 < q_2 < q_3 \quad (18)$$

## 4.2 处理增益

采用上述三种方法对直达波干扰进行抑制后, 目标回波功率与抑制前相比有所变化. 定义处理增益为抑制后与抑制前的目标回波功率之比, 下面进行分析.

由于直达波脉宽为  $T_e$ , 时域抑制直达波对时延  $\tau_i \geq T_e$  的目标回波无影响, 故功率无损失. 若目标回波时延  $\tau_i < T_e$ , 则淹没在直达波中的目标回波时宽为  $T_e - \tau_i$ . 直达波抑制后目标回波平均幅度为抑制前的  $\tau_i/T_e$ , 故抑制后与抑制前的目标回波功率之比即处理增益为

$$g_1 = \begin{cases} (\tau_i/T_e)^2, & \tau_i < T_e \\ 1, & \tau_i \geq T_e \end{cases} \quad (19)$$

采用距离-方位域方法抑制直达波时, 理想情况下, 直达波子空间的正交投影矩阵为  $\mathbf{P}_1 = \mathbf{I} - \frac{1}{K} \mathbf{a}(0, \theta_r) \mathbf{a}^H(0, \theta_r)$ ,  $\mathbf{a}(0, \theta_r)$  为直达波导向矢量. 设目标回波为  $\mathbf{a}(R_i, \theta_i) s_i$ ,  $\mathbf{a}(R_i, \theta_i)$  为目标回波导向矢量, 将其投影到直达波正交子空间,  $K$  路输出功率之和为

$$\begin{aligned} p &= E[(\mathbf{P}_1 \mathbf{a}(R_i, \theta_i) s_i)^H (\mathbf{P}_1 \mathbf{a}(R_i, \theta_i) s_i)] \\ &= E[|s_i|^2] \mathbf{a}^H(R_i, \theta_i) \mathbf{P}_1 \mathbf{a}(R_i, \theta_i) \\ &= (1 - \alpha^2) K E[|s_i|^2] \end{aligned} \quad (20)$$

式(20)利用了正交投影矩阵的幂等厄米特性<sup>[9]</sup>, 即

$\mathbf{P}_1^H \mathbf{P}_1 = \mathbf{P}_1$ . 式中,  $\alpha = \frac{1}{K} |\mathbf{a}^H(0, \theta_r) \mathbf{a}(R_i, \theta_i)|$ . 而投影前  $K$  路目标回波功率之和为  $p_0 = K E[|s_i|^2]$ , 故处理增益为

$$\begin{aligned} g_2 &= p/p_0 = \frac{1}{K} \mathbf{a}^H(R_i, \theta_i) \mathbf{P}_1 \mathbf{a}(R_i, \theta_i) \\ &= 1 - \alpha^2 \end{aligned} \quad (21)$$

需要注意的是, 若目标距离  $R_i = nc/\Delta f$ ,  $n = 1, 2, \dots$ , 有  $\alpha = \frac{1}{K} |\mathbf{a}^H(0, \theta_r) \mathbf{a}(R_i, \theta_i)| = 1$ , 处理增益  $g_2 = 0$ , 目标被抑制. 针对这种情况, 可将时域和距离-方位域方法结合, 即在距离  $R \geq c/\Delta f$  区采用时域方法抑制直达波, 而在距离  $R < c/\Delta f$  区距离-方位域方法抑制直达波, 尽量避免由抑制直达波造成的目标回波信号损失.

与距离-方位域抑制直达波类似, 多普勒域抑制直达波方法处理增益为

$$g_3 = \frac{1}{M} \mathbf{b}^H(f_{dr}) \mathbf{P}_2 \mathbf{b}(f_{dr}) = 1 - \beta^2 \quad (22)$$

式中,  $\beta = \frac{1}{M} |\mathbf{b}^H(f_{dr}) \mathbf{b}(f_{dr})|$ .

这里定义的处理增益是指投影后各通道信号与投影前各通道信号功率之比, 没有考虑正交投影后发射

综合或相干积累带来的增益. 由式(21)和(22)可以看到, 在直达波干扰位置处, 理论增益为 0, 与干噪比无关.

## 4.3 直达波抑制后的信干噪比(SINR)

时域抑制直达波可将直达波完全抑制, 同时抑制叠加在直达波上的噪声, 故直达波抑制后噪声功率约为直达波抑制前的  $(1 - D)$ ,  $D$  为占空比. 若目标回  $\tau_i \geq T_e$  波时延, 目标回波无损失, 则直达波抑制后的信干噪比为  $SINR_o = SINR_i/(1 - D)$ ,  $SINR_i$  为输入信噪比. 若目标回波时延  $\tau_i < T_e$ , 部分目标回波被置零, 则直达波抑制后的信干噪比为  $SINR_o = (\tau_i/T_e)^2 \cdot SINR_i/(1 - D)$ . 因此, 时域抑制直达波后, 输出  $SINR$  为

$$SINR_o = g_1 \cdot SINR_i/(1 - D) \quad (23)$$

采用距离-方位域方法抑制直达波时, 由于将接收信号向直达波正交子空间(噪声子空间投影)投影, 故投影后直达波干扰和噪声的功率分别为

$$p_r = E[(\mathbf{P}_1 \mathbf{a}(0, \theta_r) s_r)^H (\mathbf{P}_1 \mathbf{a}(0, \theta_r) s_r)] = 0 \quad (24)$$

$$p_n = E[(\mathbf{P}_1 \mathbf{n})^H (\mathbf{P}_1 \mathbf{n})] = E[\mathbf{n}^H \mathbf{n}] \quad (25)$$

即正交投影后, 干扰功率为 0, 噪声功率不变. 因此, 抑制直达波后, 输出  $SINR$  为

$$SINR_o = g_2 \cdot SINR_i \quad (26)$$

同理, 采用多普勒域方法抑制直达波后, 输出  $SINR$  为

$$SINR_o = g_3 \cdot SINR_i \quad (27)$$

通过本节分析讨论可以看到, 时域抑制直达波运算量最小, 且对较远距离目标( $\tau_i \geq T_e$ )回波无损失. 采用距离-方位域或多普勒域正交投影方法时, 若目标回波导向矢量与直达波导向矢量正交, 远近目标回波均无损失.

## 5 计算机仿真及实测数据结果

本节通过计算机仿真和实测数据验证各种直达波抑制方法的有效性及其性能.

仿真参数如下: 发射阵元个数  $K = 16$ , 雷达工作中心频率  $f_0 = 6.75 \text{ MHz}$ ,  $T_m = 0.45 \text{ s}$ ,  $T_r = 3 \text{ ms}$ ,  $T_e = 1 \text{ ms}$ ,  $B_m = 60 \text{ KHz}$ . 阵元位置  $d_k = 22(k - 8.5) \text{ m}$ ,  $k = 1, \dots, K$ . 接收平台相对发射站的径向速度为  $10 \text{ m/s}$ , 方位为  $72^\circ$ , 直达波信噪比也即干噪比取  $72 \text{ dB}$ .

### 5.1 正交投影类方法增益

距离-方位域和多普勒域直达波抑制方法基于正交投影, 其增益分别如图 4(a) 和 4(b) 所示. 各种方法中的数据协方差矩阵均采用最大似然方法估计得到. 可以看到, 两种方法在干扰处零点较深, 可以抑制直达波干扰.

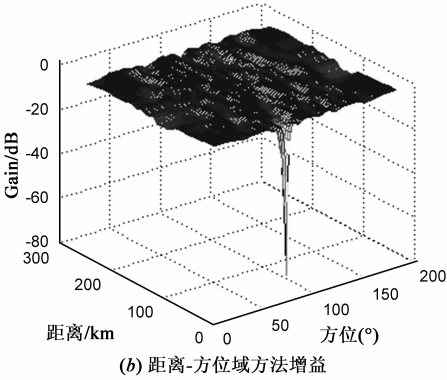
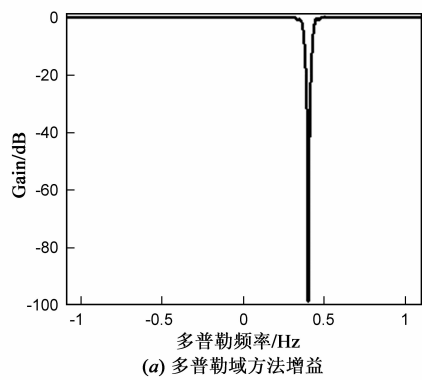


图4 投影类方法增益

5.2 时域与距离-方位域方法结合

接收平台参数同上,假设存在两个目标,目标 1 距离为 50km,等效速度为 10m/s,方位为 90°;目标 2 距离为 300km,等效速度为 18m/s,方位为 72°,两目标回波信噪比均为 -20dB. 将时域方法与距离-方位域方法结合,远距离区 ( $R_t \geq cT_e = 300\text{km}$ ) 采用时域方法抑制直达波,近距离区 ( $R_t < cT_e = 300\text{km}$ ) 采用距离-方位域方法

抑制直达波.图 5 所示为采用时域方法、距离-方位域方法以及二者结合抑制直达波后在目标位置处的距离维切面图.可以看到,由于目标 1 距离较近,采用时域方法抑制直达波将对该目标回波造成部分损失.而目标 2 方位同接收平台,距离等于  $c/\Delta f = cT_e$ ,故距离-方位域方法在抑制直达波的同时也将抑制目标 2. 将时域与距离-方位域方法结合,两目标回波基本无损失.

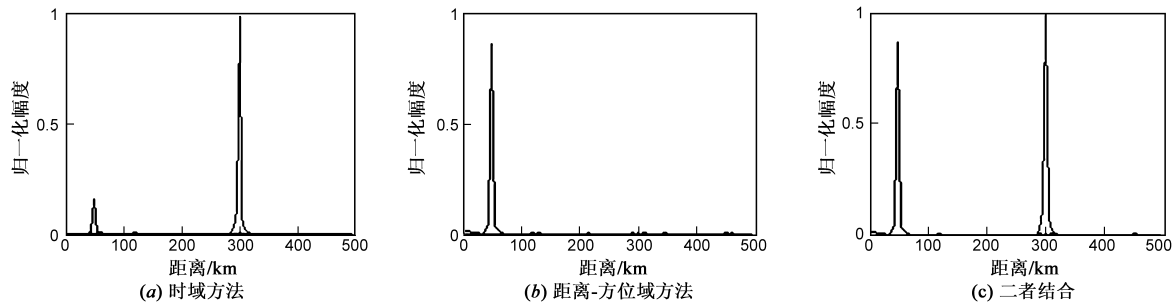
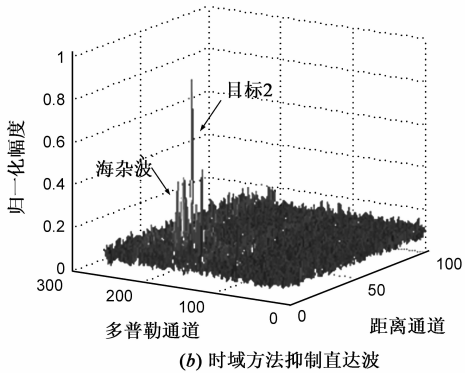
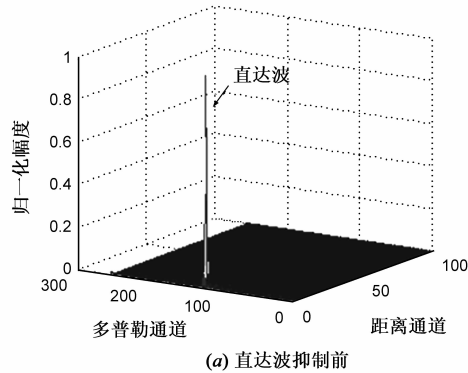


图5 直达波抑制后距离维切面图

5.3 实测数据结果

图 6 所示为雷达实测数据 1229. dat 加两个仿真目标回波处理结果. 仿真目标 1 位于第 6 距离通道、第 82 多普勒通道,仿真目标 2 位于第 30 距离通道、第 191 多普勒通道. 目标距离大于等于第 18 距离通道时,目标回波与直达波无重合. 图中,1 个距离单元对应 5km,1 个多普勒单元对应 7.8mHz. 直达波抑制前,以直达波幅度进行归一化;直达波抑制后,以三种处理方法结果中的

最大值进行归一化. 图 6(a)为直达波抑制前处理结果,直达波很强.图 6(b~d)分别为采用时域方法、距离-方位域方法以及多普勒域方法对直达波进行抑制后的相干积累结果.图中位于第 100 和 170 多普勒通道、存在于多个连续距离单元的为海杂波. 图 6(b)中,由于仿真目标 1 距离较近,回波损失较大. 可以看到,各种方法均可以对直达波干扰进行有效抑制.



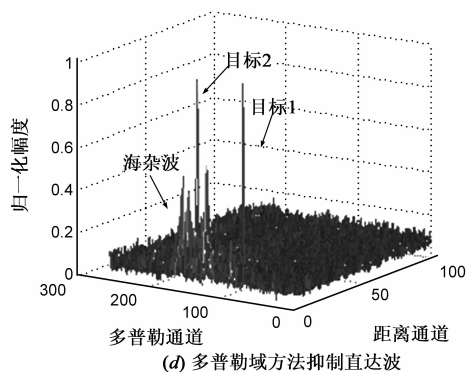
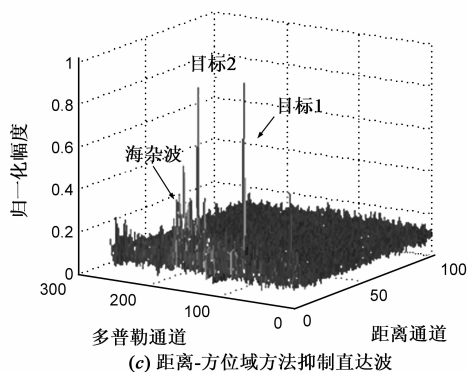


图6 实测数据+仿真目标处理结果

## 6 小结

结合岸-舰双基地波超视距雷达直达波特点,本文提出分别从时域、距离-方位域以及多普勒域抑制直达波干扰。时域方法直接在原始接收信号中对直达波置零;距离-方位域和多普勒域方法则是构造直达波子空间的正交投影矩阵,对数据进行投影,从而抑制直达波。

对三种方法的性能进行了分析,其中,时域方法简单易行,运算量最小,但对近距离目标回波有抑制。距离-方位域方法运算量较大,等效发射方向图可能畸变,目标回波有部分损失;且在与接收站方位相同、距离相差  $R_i = nc/\Delta f$ ,  $n = 1, 2, \dots$  处形成零点,目标被抑制。多普勒域方法运算量最大,若目标回波多普勒频率与直达波多普勒频率有一定差异,则目标回波与理论值相差很小,基本没有损失。仿真数据和实测数据结果表明,各种方法可以有效抑制直达波。

### 参考文献:

- [1] 陈伯孝,许辉,张守宏.舰载无源综合脉冲孔径雷达及其若干关键问题[J].电子学报,2003,31(12):1776-1779.  
Chen Bai-xiao, Xu Hui, Zhang Shou-hong. Ship-based passive synthetic impulse and aperture radar and some key questions [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1776-1779. (in Chinese)
- [2] 刘春波.岸-舰双基地高频地波 SIAR 系统及其相关技术研究[D].西安:西安电子科技大学,2008.
- [3] 朱家兵,陶亮,许得刚,等.基于非合作照射源的无源雷达直达波抑制技术[J].雷达与对抗,2006,26(1):4-8.  
Zhu Jia-bing, Tao Liang, Xu De-gang, et al. A non-cooperative illumination based suppression of direct wave interference for passive radars[J]. Radar and Countermeasures, 2006, 26(1): 4-8. (in Chinese)
- [4] J R T. Compton. Adaptive arrays-concepts and performance [M]. Englewood Cliff, NJ: Prentice-Hall, 1988. 75-153.
- [5] 王俊,赵洪立,张守宏,等.非合作连续波雷达中存在强直达波和多径杂波的运动目标检测方法[J].电子学报,2005,33(3):419-422.

- Wang Jun, Zhao Hong-li, Zhang Shou-hong, et al. Detection of moving targets in commercial illuminator based radar system with strong direct signal and multipath clutters presented[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(3): 419-422. (in Chinese)
- [6] 陈多芳,陈伯孝,刘春波,等.基于子空间投影的双基地地波超视距雷达直达波抑制方法[J].电子与信息学报,2008,30(11):2702-2705.  
Chen Duo-fang, Chen Bai-xiao, Liu Chun-bo, et al. Subspace-projection based direct-path-interference suppression in bistatic GWOTHR[J]. Journal of Electronics & Information Technology. 2008, 30(11): 2702-2705. (in Chinese)
- [7] 陈伯孝,孟佳美,张守宏.岸-舰多基地地波超视距雷达的发射波形及其解调[J].西安电子科技大学学报,2005,32(1):7-11.  
Chen Bai-xiao, Meng Jia-mei, Zhang Shou-hong. The transmit waveform and its demodulation in coast-ship multistatic ground-wave over the horizon radar[J]. Journal of Xidian University, 2005, 32(1): 7-11. (in Chinese)
- [8] A Haimovich. The Eigencanceler: Adaptive radar by eigenanalysis methods[J]. IEEE Trans on AES, 1996, 32(2): 532-542.
- [9] 程云鹏. 矩阵论[M]. 西安:西北工业大学出版社,2004. 290-294.

### 作者简介:



**陈多芳** 女,1983 年生于安徽,讲师,主要研究方向为岸-舰双基地波超视距雷达系统及信号处理方法。

E-mail: chenduofang@yahoo.com.cn

**陈伯孝** 男,1966 年生于安徽,1997 年获西安电子科技大学博士学位,现任西安电子科技大学教授,博士生导师,研究方向包括新体制雷达系统设计、雷达信号处理、阵列信号处理、精确制导与目标跟踪等,发表论文 90 余篇。 E-mail: bxchen@xidian.edu.cn