

## 舰载无源综合脉冲孔径雷达干扰抑制

张雅斌<sup>①②</sup> 陈伯孝<sup>①</sup> 张守宏<sup>①</sup> 尚海燕<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

<sup>②</sup>(陕西气象局 西安 710016)

**摘要:** 该文对舰载无源综合脉冲孔径雷达工作中的射频与非平稳多径干扰性质进行了分析。在此基础上,根据射频干扰相关性质,使用拉伸处理后部分正距离单元和所有负距离单元内的回波数据,利用距离余弦加权估算待检单元内射频干扰统计特性,然后根据干扰功率强于雷达回波的先验信息,对待检单元回波进行特征分解后滤除干扰成分。同时,针对多径传播产生的非平稳干扰,在保持海杂波主成分统计特性不变条件下,通过构造空域与快时间域的二维滤波器对非平稳干扰进行抑制。最后,实测数据结果表明了分析与方法的正确有效性。

**关键词:** 舰载无源综合脉冲孔径雷达; 相关矩阵; 干扰抑制

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)01-0206-05

## Interference Suppression for Ship-Based Passive Synthetic Impulse and Aperture Radar

Zhang Ya-bin<sup>①②</sup> Chen Bai-xiao<sup>①</sup> Zhang Shou-hong<sup>①</sup> Shang Hai-yan<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

<sup>②</sup>(ShaanXi Meteorological Bureau, Xi'an 710016, China)

**Abstract:** Interference statistic characteristics are analyzed in ship-based passive synthetic Impulse and Aperture Radar (SIAR). After estimating covariance matrix at range bin interested using data from some positive and all negative frequency bins with cosine weights, eigen-decomposition is applied to interested data for co-channel interference suppression provided that its power is stronger than target echoes. Meanwhile, improved suppression approach to nonstationary interference from multipath propagation is proposed by forming adaptive STAP in fast-time domain and maintaining slow-time statistical properties of the first order sea clutter output approximately unperturbed by filter fluctuation. Analysis and suppression approach are verified by real data.

**Key words:** Ship-based passive SIAR; Covariance matrix; Interference suppression

### 1 引言

舰载无源综合脉冲孔径雷达<sup>[1,2]</sup>工作在高频(3-30MHz)波段,采用多发单收的双基体制,除具有双基地雷达反隐身、抗有源定向干扰和抗反辐射导弹等方面的独特优点外,安装在移动平台上的接收端使其具有了更强的机动性能。与其它高频雷达一样,干扰是恶化其检测性能的重要因素。高频干扰主要源于广播电台与短波通讯,以及大自然中的闪电和流星余迹现象。文献[3,4]对上述两种自然干扰提出了相似的抑制方法:先由海杂波主成分的近似特性将其滤除后,根据自然干扰的时域突变特征将其置零滤除,最后由自回归(AR)模型恢复置零区间的目标回波成分。文献[5,6]对单基地高频雷达射频干扰性质进行了研究并提出了抑制方法。舰载无源综合脉冲孔径雷达,发射端多路同时独立地发射频率编码相互正交的线性调频信号,接收端使用一全向天线通过软件无线电方法对多路发射信号回波进行数字分离,然后完成目标检

测。该体制雷达接收端对各路发射相位差补偿匹配后所得的等效发射方向图为单程方向图,宽于常规的单基高频雷达波束,难以空域波束形成抑制干扰。同时,射频干扰源发射信号经过周围地形的一次或多次反射漫射后将接收端全向天线接收,形成非平稳的多径干扰,这也是以上研究未涉之处。本文首先对舰载无源综合脉冲孔径雷达干扰特性进行了分析,然后根据平稳射频干扰相关性质与实测检验结果提出了有效抑制方法,于接收端等效数字波束形成前将其时域滤除。同时,针对舰载无源综合脉冲孔径雷达工作中多径传输产生的非平稳干扰,借鉴文献[7,8]提出了改进的抑制算法。最后,使用该体制雷达实测数据进行了验证。

### 2 干扰性质

#### 2.1 平稳干扰性质

舰载无源综合脉冲孔径雷达采用多发单收双基体制,发射端  $n$  路天线独立同步发射相互正交的线性调频中断连续波信号,对频率编码使各路载频存在一定差异,接收端为一根全向天线,信号处理原理流程可概括为:由于  $n$  路发射载

频互异,可将接收端回波分离为与发射对应的  $n$  路信号。对每路信号进行脉内拉伸(stretch)处理得到距离信息,再对拉伸后同一频点(距离元)的数据做脉间频率分析提取多普勒信息。因  $n$  路发射信号在观测范围内经某反射单元至接收端时,各路信号将存在一与该反射单元对应的相位差矢量(即导向矢量),由各路信号的阵列快拍加权搜索补偿该导向矢量,当空间参数匹配对准该反射单元时各路信号矢量和最大,即在接收端完成了发射波束形成(综合)。

设发射端第  $m$  路工作载频为  $f_m$ ,调频斜率为  $k$ ,调频周期为  $T$ ,则每个调频周期内该路发射信号可表示为

$$s_m(t) = \text{rect}(t/T)e^{j2\pi(f_m t + \frac{1}{2}kt^2)}, -T/2 < t < T/2 \quad (1)$$

其中  $\text{rect}(t/T)$  为宽度为  $T$  的矩形脉冲。定义第  $i$  个窄带干扰为

$$j_i(t) = n_i(t)e^{j2\pi f_i t}, -\infty < t < \infty, i = 1, \dots, I \quad (2)$$

其中  $n_i(t)$  为第  $i$  个窄带干扰的包络,匹配函数  $h(u) = e^{-j2\pi(f_m u + \frac{1}{2}ku^2)}$  滤波后,  $m$  路中第  $p$  个调频周期  $t$  时刻干扰时域输出为

$$\begin{aligned} n_{\text{out}}(t, p) &= \int_{-T/2}^{T/2} \sum_{i=1}^I n_i(u + pT) e^{j2\pi f_i (u + pT)} \\ &\quad \times e^{-j2\pi f_m (t - \mu) - j\pi k (t - u)^2} du \\ &= \sum_{i=1}^I e^{j2\pi f_i pT} \int_{-T/2}^{T/2} n_i(u + pT) \\ &\quad \times e^{j2\pi f_i u - j2\pi f_m (t - u) - j\pi k (t - u)^2} du \\ &\triangleq \sum_{i=1}^I e^{j2\pi f_i pT} \varphi(t, p, k, f_m, f_i) \end{aligned} \quad (3)$$

其中由雷达工作参数与干扰性质确定的函数  $\varphi(t, p, k, f_m, f_i)$  只随快时间  $t$  变化,随慢时间  $pT$  近似不变。由式(3)可以看出射频干扰匹配滤波后在慢时间  $pT$  (对应多普勒)和快时间  $t$  (对应距离)上的分布特征:沿某一固定的距离,干扰本身的带宽使其在多普勒方向上存在一定宽度,但位置不随距离变化;沿某一固定多普勒频率,随着距离变化其强度受函数  $\varphi$  调制而起伏。图1给出了一个调频周期内经本振混频与低通滤波处理前后干扰与目标信号频率随快时间的变化,其中纵坐标频点与经拉伸处理后距离单元对应。图中,平直与倾斜细实线分别对应处理前某一干扰和目标的回波;倾斜和平直粗实线分别对应经混频和截止频率为  $f_L$  (由最大探测距离确定)的低通滤波器后的干扰和目标信号。距离变换后,目标功率分布在某一距离单元对应的频点上,而干扰功率分布在整个滤波通带上,即所有探测距离单元。

上述匹配滤波过程在线性调频信号处理中一般由混频低通和距离变换实现,这里表示第  $i$  个干扰与第  $m$  路发射信号混频后经截止频率为  $f_L$  的低通滤波器  $h_i(t)$  后的输出为

$$\begin{aligned} \left[ n_i(t) \text{rect}(t/T) e^{j2\pi(f_i t - f_m t - \frac{1}{2}kt^2)} \right] \otimes h_i(t) \\ \triangleq (n_i(t) q_i(t)) \otimes h_i(t) \end{aligned} \quad (4)$$

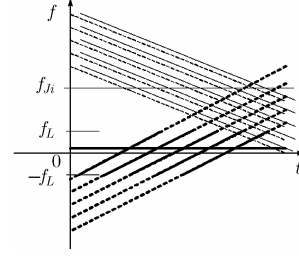


图1 回波快时间域处理过程

若函数  $n_i(t)$ ,  $q_i(t)$  和  $h_i(t)$  的傅里叶变换分别为  $N_i(f)$ ,  $Q_i(f)$  和  $H_i(f)$ , 则拉伸(stretch)处理后距离频点  $f$  处干扰  $i$  为

$$J_i(f) = (N_i(f) \otimes Q_i(f)) H_i(f) \quad (5)$$

其中  $Q_i(f) = \int_{-T/2}^{T/2} e^{j2\pi(f_i t - f_m t - \frac{1}{2}kt^2)} e^{-j2\pi f t} dt$ 。令  $k\tau = f - f_i + f_m$ , 则  $Q_i(k\tau) = \frac{e^{j\pi k\tau^2}}{\sqrt{2k}} \{ [C(x_1) + jS(x_1)] - [C(x_2) + jS(x_2)] \}$ , 其中  $S(x)$  与  $C(x)$  分别是正弦和余弦核的菲涅尔积分函数,  $x_1 = \sqrt{2k}(T/2 + \tau)$ ,  $x_2 = \sqrt{2k}(-T/2 + \tau)$ 。一般情况下,例如  $k = 60\text{kHz/s}$ ,  $T = 0.5\text{s}$ , 有近似关系  $Q_i(k\tau) \approx \frac{1+j}{\sqrt{2k}} e^{j\pi k\tau^2}$ 。则第  $i$  个干扰分量在距离单元  $\tau_1$  与  $\tau_2$ , 即频率  $f_1 = k\tau_1$  与  $f_2 = k\tau_2$  间的相关系数为<sup>[5]</sup>

$$\begin{aligned} R_{J_i}(f_1, f_2) &= E[J_i(f_1)J_i^*(f_2)] \\ &= \frac{e^{j\pi(f_1^2 - f_2^2)/k}}{k} H_i(f_1)H_i^*(f_2)R_{n_i}\left(\frac{f_2 - f_1}{k}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

其中  $R_{n_i}$  表示第  $i$  个干扰包络的时域自相关函数,进一步考虑存在  $I$  个相互独立的干扰时,有

$$E\left[\sum_{i=1}^I J_i(f_1) \left(\sum_{i=1}^I J_i(f_2)\right)^*\right] = E\left[\sum_{i=1}^I J_i(f_1)J_i^*(f_2)\right] \quad (7)$$

则由式(6)和式(7),所有接收到的干扰在距离单元  $R_1$  与  $R_2$  之间的相关系数可以表示为

$$R_J(f_1, f_2) = \frac{e^{j\pi(f_1^2 - f_2^2)/k}}{k} H_i(f_1)H_i^*(f_2) \sum_{i=1}^I R_{n_i}\left(\frac{f_1 - f_2}{k}\right) \quad (8)$$

由式(8)看出,各距离单元间干扰的相关程度由相距远近及其自身特性决定。若干扰的时域相关函数支撑时间分别为  $\tau_{n_i}$ ,  $i = 1, \dots, I$ , 当满足关系  $|f_0/k - f/k| < \max(\tau_{n_1}, \dots, \tau_{n_I})$  时,待检距离单元  $f_0/k$  处接收回波中的部分干扰将与  $f/k$  距离处包含的干扰存在一定的相关性。进一步,当  $|f_0/k - f/k| < \min(\tau_{n_1}, \dots, \tau_{n_I})$  时,待检距离单元  $f_0/k$  处接收回波中的所有干扰成分将与  $f/k$  距离处所含相应干扰完全建立相关关系。

## 2.2 非平稳干扰性质

舰载无源综合脉冲孔径雷达接收端为一全向天线,工作中除了上述直达射频干扰影响外,也存在干扰经周围地物多次反射和漫射后形成的多径干扰。研究<sup>[7,8]</sup>表明,这种多径干扰的快时间采样序列是非平稳变化过程,匹配滤波输

出后各个距离上的分量不再具有相似相关特性,且幅度比直达干扰弱。原则上,可在空间和快时间域采样后通过构造空时二维滤波对这种非平稳干扰进行自适应抑制,最后进行脉冲积累在慢时间域提取反射回波的多普勒信息。当反射回波为若干孤立反射点回波组成时,上述非平稳干扰的空时二维滤波处理可以通过空间波束约束来保持反射点方向上增益不随慢时间变化,消除快时间域滤波处理对其后反射回波多普勒信息的影响。舰载无源综合脉冲孔径雷达工作时,连续分布的海面反射点使得系统缺乏足够的空间自由度来进行方向约束。

### 3 干扰抑制

#### 3.1 平稳干扰抑制

在地波超视距雷达接收信号中,点目标雷达回波在距离单元间不具有相关性,而海杂波和地杂波本质上是连续分布的点目标形成的反射回波,各个距离单元间可近似认为是独立的<sup>[7]</sup>,相关性小。上节对射频干扰功率谱和相关特性的分析看出,其在整个低通滤波器正负通带对应的距离上都存在输出,并且在这些距离单元存在一定的相关性,而杂波和目标回波只存在于有限个距离单元上,并且在距离域上不存在相关特性。因此,可以选取临近单元的回波数据来估计待检单元快时间域干扰成分的相关性质。选择原则是尽可能多地选取仅有干扰的距离单元,一方面可以使估算结果更精确接近其期望值,另一方面可以使目标与杂波影响趋近于零而防止有用目标相消。下面给出平稳射频干扰的抑制方法。

由式(8)看出,一般当 $|f_0 - f_1| < |f_0 - f_2|$ 时 $|R_r(f_0, f_1)| > |R_r(f_0, f_2)|$ 。即两个距离单元越近其干扰成分的相关性就越强,因此在求干扰相关矩阵时考虑引入随距离变化的加权因子。记第 $m$ 个距离单元在 $N$ 个调频周期内的回波为 $\mathbf{X}_m = [x(0), \dots, x(N)]^T$ 。选取若干距离单元数据估计第 $r$ 个待检单元相关矩阵时,记其左侧 $M_l$ 个单元对应回波由近及远排列记为 $\mathbf{X}_l = [\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_{M_l}]$ ,其右侧 $M_r$ 个类似记为 $\mathbf{X}_r = [\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_{M_r}]$ 。构造左右加权矩阵分别记为 $\mathbf{V}_l = \text{diag}\{v_1, \dots, v_{M_l}\}$ , $\mathbf{V}_r = \text{diag}\{v_1, \dots, v_{M_r}\}$ ,其中引入的余弦距离加权因子为 $v_m = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\frac{m-1}{M_l + M_r} \pi)$ 。 $\mathbf{X}_l$ 中包

括了负距离单元和直达波未到达前若干正距离单元的回波数据。理论实验<sup>[9]</sup>表明,加窗距离脉压引起的主瓣展宽使待检单元内存在的目标出现在其左右临近的两个保护距离单元,因此估计待检距离单元相关矩阵时不使用其保护单元的回波数据,防止目标相消,以上影响主要在处理最近与最远检测距离单元时予以考虑。最后,第 $r$ 个距离单元干扰相关矩阵估算如下:

$$\mathbf{R}_r = \frac{1}{M_l} \mathbf{X}_l \mathbf{V}_l \mathbf{V}_l^H \mathbf{X}_l^H + \frac{1}{M_r} \mathbf{X}_r \mathbf{V}_r \mathbf{V}_r^H \mathbf{X}_r^H \quad (9)$$

一般情况下,目标反射回波和内外噪声的功率明显小于干扰功率。由式(9)估计待检单元干扰相关矩阵后,对待检单元回波作特征分解,其中几个明显大的特征值对应的特征矢量为干扰成分,将其置零即可实现干扰滤除。待检距离单元上的干扰抑制分别针对舰载无源综合脉冲孔径雷达接收端分离出的每路信号进行,然后针对某一方位,计算补偿该方位对应的各路回波相位差,搜索完成该方位等效的发射波束综合。

#### 3.2 非平稳干扰抑制

平稳射频干扰抑制后,还需要对多径产生的非平稳干扰成分予以滤除。文献[7,8]研究了多径干扰及其抑制方法,其主要思想是在保持海杂波主要分量慢时间域统计特性条件下,构造空域和快时间的空时二维滤波器对待测距离单元的非平稳干扰进行时变自适应滤波。下面对文献方法予以简化,并结合舰载无源综合脉冲孔径雷达的特点给出非平稳干扰的具体抑制步骤。

(1)由分离出的 $M$ 路正交信号回波和快时间域上的 $Q$ 次采样构造 $MQ$ 维的空时二维快拍矢量 $\mathbf{Z}_{kt} (k=1, \dots, N; t=1, \dots, T-Q+1)$ ,其中 $k$ 和 $t$ 分别为慢时间和快时间序号。

(2)对应发射各路分离的回波在每个距离单元上,局部慢时域海杂波主分量近似为 $p-1$ 阶的AR过程。前后向滑窗 $2p$ 次求得 $p$ 阶相关矩阵 $\mathbf{R}$ ,由局部慢时域滤波 $w_p = \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{e}_p / \sqrt{\mathbf{e}_p^H \mathbf{R}_p^{-2} \mathbf{e}_p}$ 近似滤除海杂波主分量得到相应的空时序列 $\tilde{\mathbf{Z}}_{kt}$ 。

(3)由临近快时间域对应的 $\tilde{\mathbf{Z}}_{kt}$ 估计待检单元非平稳干扰的相关特性。以输出功率最小为目标函数,以搜索空间增益为1,海杂波主分量输出在局部慢时域统计特性近似不变为约束,构造线性约束最小方差问题解随慢时间变化的干扰自适应滤波器,得第 $k$ 调频周期第 $t$ 距离单元处于干扰滤波器为 $\tilde{\mathbf{w}}_{kt} = (\tilde{\mathbf{R}}_k)^{-1} \tilde{\mathbf{A}}_{kt}^z [\tilde{\mathbf{A}}_{kt}^{2H} (\tilde{\mathbf{R}}_k)^{-1} \tilde{\mathbf{A}}_{kt}^z]^{-1} \mathbf{e}_p$ ,其中 $\mathbf{e}_p$ 为首1的 $p$ 维矢量, $\tilde{\mathbf{R}}_k = \sum_{i=k-\text{int}[(p-1)/2]}^{k+\text{int}[p/2]} \sum_{t=1}^{T-Q+1} \tilde{\mathbf{Z}}_{it} \tilde{\mathbf{Z}}_{it}^H$ , $\tilde{\mathbf{A}}_{kt}^z = [\tilde{\mathbf{s}}(R, \theta) | (\mathbf{I}_{MQ} - \tilde{\mathbf{s}}(R, \theta) \tilde{\mathbf{w}}_{k-1, t}^H / \tilde{\mathbf{w}}_{k-1, t}^H) \tilde{\mathbf{s}}(R, \theta)] [\tilde{\mathbf{Z}}_{k-1, t} | \dots | \tilde{\mathbf{Z}}_{k+1-p, t}]$ , $\tilde{\mathbf{s}}(R, \theta) = [\mathbf{s}(R, \theta), 0, \dots, 0]^T$ ,在综合脉冲孔径雷达中导向矢量 $\mathbf{s}(R, \theta)$ 是距离和方位的函数<sup>[1,2]</sup>。

$Q$ 在构造空时二维滤波器时是一个重要参数。如果雷达工作时存在 $I$ 个干扰源,每个干扰源的多径传播路径不超过 $L$ 条,则只有满足 $MQ > I(L+Q-1)$ 时滤波器才可能有足够的系统自由度来滤除回波中的非平稳干扰。在局部慢时间域引入海杂波 $p-1$ 阶自回归模型约束后, $Q$ 的选取应满足关系 $MQ > pI(L+Q)$ 。

### 4 实测数据分析

2005年8月16日舰载无源综合脉冲孔径雷达于某一近海录取了实测数据,其工作调频带宽为60Hz,调频周期为

0.5s, 积累脉冲数为 512。图 2 为一个积累周期内接收数据的距离多普勒功率谱分布结果, 其中距离分辨单元为 2.5km, 多普勒分辨率为 0.004Hz。可以看出, 在 20km~160km 距离范围±0.26Hz 频率附近对应一阶 Bragg 峰, 零频附近为地杂波, 0.5~0.6Hz 和 -0.2~0Hz 存在明显的带状射频干扰。如上文分析, 干扰水平分布于所有距离单元。沿距离方向, 其位置固定不变, 但强度存在明显起伏; 沿着多普勒方向, 干扰存在一定宽度。在距离 72.5km 处加入多普勒频率为 -0.15Hz 的目标, 由图 2 看出其被干扰完全淹没。由于带状射频干扰具有很强的功率, 上文方法可对其进行抑制。

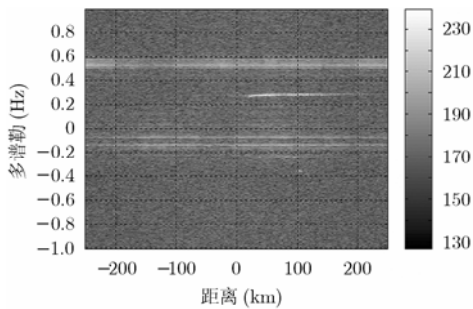


图 2 干扰抑制前回波距离多普勒功率谱

由于负距离单元只包含干扰信息, 通过这些单元的实测数据可以验证干扰的距离相关特性。图 3 给出了某路 100 个负距离单元与其中第 50 个距离单元回波的相关系数, 如上分析, 射频干扰总体上随相距距离增加而相关性减弱。图 4 中细虚线与细实线分别为目标距离单元回波干扰抑制前后对应的多普勒功率谱, 干扰相关矩阵估计时选取了第 1~7 个和第 75~100 个正距离单元无距离加权的数据。可以看出, 处理前 -0.15Hz 处被干扰淹没的目标得到了显露, 地杂波和海杂波未受影响, 干扰整体上得到抑制, 但一些频段仍然存在明显剩余: -0.15Hz 与 0.5Hz 周围的干扰得到了有效抑制, 但 -0.05Hz~ -0.09Hz 的干扰仍存在很大剩余, 最大功率和平均功率分别为 189dB 与 180dB。同时, 图 4 中粗实线为目标距离单元处使用本文方法在相关矩阵估计时引入负距离单元数据并做余弦距离加权后进行干扰抑制后的结果。可以看出, 除保持目标杂波信息并且整体抑制干扰外, -0.05Hz~ -0.09Hz 的干扰基本消除, 最大功率和平均功率分别为 180 dB 与 175dB。图 5 为两相邻距离单元接收回

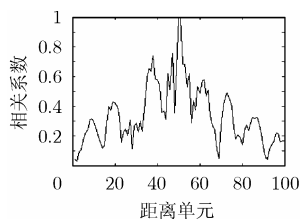


图 3 平稳干扰距离相关系数

波的时频分析结果, 为了清楚比较主要特征, 这里只显示正多普勒频率, 并取最大幅度的四分之一作为域值, 高值为 1 低值为 0 予以显示。可以看出, 两距离单元都存在位于 0.26Hz 的一阶海杂波。在 0.5Hz~0.6Hz 附近, 两距离单元都存在一条于 0~200s 时段内波动的回波, 其位置与形状基本相同, 对应为平稳的射频干扰成分。在平稳干扰时频回波周围存在着杂乱分布的非平稳干扰成分, 两个距离单元上存在明显差别。图 6 虚线与实线对应采用上文方法对非平稳干扰抑制前后的多普勒频谱结果, 可以看出, 分布于 0.5Hz~0.7Hz 的非平稳干扰平均降低约 6dB。虽然位于 0.19Hz 的真实目标回波和位于 -0.15Hz 的仿真目标回波增益有所下降, 但与干扰结果相比是可以接受的。当目标频率接近于一阶 Bragg 峰时, 上节海杂波预滤波器对目标的影响尚需进一步考虑。

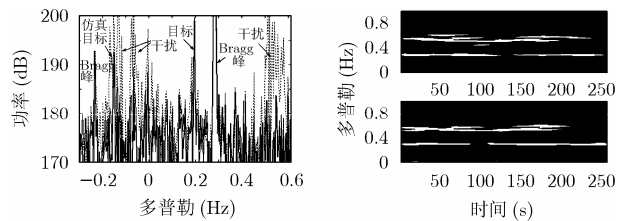


图 4 平稳干扰抑制前后目标单元功率谱

图 5 临近距离单元回波时频结果比较

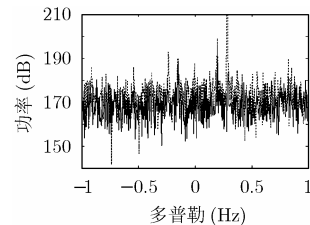


图 6 非平稳干扰抑制前后目标单元功率谱

### 5 结束语

本文对舰载无源综合脉冲孔径雷达工作中射频干扰经过接收端信号处理后的功率谱分布与相关特性进行了理论分析, 在此基础上提出了射频干扰抑制方法。然后, 对多径产生的非平稳干扰结合舰载无源综合脉冲孔径雷达工作特点提出了可行的抑制方法。最后, 实测数据结果说明本文分析与方法正确有效, 有利于该体制雷达后续目标检测与精确定位跟踪。

### 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 B X, Xu H, and Zhang Sh H. Ship-based passive synthetic impulse and aperture radar and some key questions [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(12): 1776-1779.

- [2] 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调制[J]. 西安电子科技大学学报, 2005, 32(1): 7-10.  
Chen B X, Meng J M, and Zhang Sh H. Design of transmitting waveforms and its demodulation in the coast-ship multi-static ground wave over-the-horizon radar[J]. *Journal of Xidian University*, 2005, 32(1): 7-10.
- [3] 邢孟道, 保铮, 强勇. 天波超视距雷达瞬态干扰抑制[J]. 电子学报, 2002, 30(6): 823-826.  
Xing M D, Bao Z, and Qiang Y. Transient interference excision in OTHR [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2002, 30(6): 823-826.
- [4] Turley M. Impulsive noise rejection in HF radar using a linear prediction technique [J]. *IEEE National Radar Conference*, 2003(9): 358-362.
- [5] Zhou H, Wen B Y, and Wu SH C. Dense radio frequency interference suppression in HF radars. *IEEE Signal Processing Letters*, 2005, 12(5): 361-364.
- [6] Wan X R, Ke H Y, and Wen B Y. Adaptive co-channel interference suppression based on subarrays for HFSWR. *IEEE Signal Processing Letters*, 2005, 12(2): 162-165.
- [7] Yuri I A, Nicholas K S, and Stuart J A. Stochastic-constraints method in nonstationary hot-clutter cancellation-Part II: Unsupervised training applications [J]. *IEEE Trans. on Aerospace And Electronic Systems*, 2000, 36(1): 132-147.
- [8] Fante R and Torres J A. Cancellation of diffuse jammer multipath by an airborne adaptive radar [J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 1995, 31(2): 805-820.
- [9] Xie Junhao, Yuan Yeshu, and Liu Yongtan. Super-resolution processing for HF surface wave radar based on pre-whitened MUSIC [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1998, 23(4): 313-321.
- 张雅斌: 男, 1976年生, 博士生, 研究方向为地波超视距雷达信号处理.
- 陈伯孝: 男, 1966年生, 教授, 博士生导师, 研究方向包括雷达系统设计、雷达信号处理、精确制导与目标跟踪等.
- 张守宏: 男, 1938年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, 长期从事雷达信号处理等领域的科研与教学工作.
- 尚海燕: 女, 1969年生, 博士生, 研究方向为信号与信息处理.