

非平稳海杂波背景下子带开关相干检测器

时艳玲

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏南京 210003)

摘 要: 海杂波由纹理分量调制散斑分量构成, 本文着重研究纹理分量和散斑分量的平稳特性. 首先, 通过 DFT 调制滤波器组将海杂波分解到各个子带, 提出两种一致性因子分别衡量各个子带海杂波的纹理分量和散斑分量的平稳性, 实验结果表明海杂波的非平稳特性主要体现在纹理分量上, 强杂波区的纹理分量体现出显著的非平稳性, 弱杂波区的纹理分量具有平稳特性. 进一步针对海杂波在不同多普勒频率分量上具有不同的平稳特性, 将纹理分量的一致性因子作为判断函数, 分别使用样本协方差矩阵和归一化样本协方差矩阵估计算法, 提出了子带开关自适应归一化匹配滤波(Adaptive Normalized Matched Filter, ANMF)检测器. 实测的海杂波数据实验结果表明, 子带开关 ANMF 检测器的性能优于对比算法.

关键词: 雷达目标检测; 非平稳海杂波; 平稳性度量; 一致性因子

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)10-1925-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.10.009

A Subband Switching Coherent Detector in Non-Stationary Sea Clutter

SHI Yan-ling

(College of Telecommunications & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China)

Abstract: Sea clutter is consist of a speckle component modulated by texture. The stationary properties of speckle and texture will be researched in the paper. By using the discrete Fourier transform(DFT) modulated filter bank to decompose sea clutter into low-rate subband signals, two consistency factors are proposed to analyze the stationary properties of speckle and texture of different subband signals, respectively. The results show that the non-stationary characteristics of sea clutter is mainly reflected in texture. Texture is significantly non-stationary in the strong clutter region, and vice versa. Considered that sea clutter in different Doppler frequency has different stationary property, by using the consistency factor of texture as a judge function, a subband switching adaptive normalized matched filter(ANMF) detector is proposed in the paper, where the covariance matrix estimator is sample covariance matrix(SCM) or normalized sample covariance matrix(NSCM), respectively. The experimental results show that, to detect targets in real sea clutter, the subband switching ANMF detector outperforms competitors.

Key words: radar target detection; non-stationary sea clutter; stationary measurement; consistency factor

1 引言

航海雷达的使命之一是检测海杂波环境中的空中运动目标. 高分辨海杂波具有空时非平稳特性^[1~3], 具体表现在, 在脉冲维, 它具有短期平稳性, 长期的非平稳性; 在距离维, 它具有局部平稳性, 全局非平稳性. 海杂波被认为是由纹理分量调制散斑分量构成^[4], 分析海杂波在脉冲维上的非平稳特性就需要分别分析纹理分量和散斑分量的非平稳特性. 文献[5]已经证明海杂波纹理分量的相关时间约为秒级, 散斑分量的相关时间约为 5 ~ 10ms.

目前检测海杂波背景下的运动目标多采用自适应相干积累检测器检测^[6~9], 它由自适应白化滤波和匹配接收两部分组成. 这类检测器在平稳的高斯噪声背景下具有良好的检测性能, 但是在非平稳的海杂波背景下, 性能有所下降, 究其原因是由于海杂波的非平稳特性导致无法准确的实现自适应白化.

为了使相干积累检测器获得更多的积累增益, 文献[10]提出了一种子带自适应归一化匹配滤波(Adaptive Normalized Matched Filter, ANMF)检测器, 它具有如下的优点: 首先, 它抑制了通带外的杂波; 其次, 它使子带 ANMF 检测器具有较长的积累时间; 最后, 它提高了杂

波的短期平稳性,使得子带杂波具有更长的近似平稳时间.文献[10]已经证明了在强杂波区,海杂波具有非平稳特性,其幅度用 K 分布拟合,在弱杂波区,海杂波由平稳的噪声组成,其幅度用 Rayleigh 分布拟合.由于海杂波是由纹理分量调制散斑分量构成,在分析海杂波的非平稳特性时,文献[10]并没有进一步给出海杂波的纹理分量和散斑分量的平稳特性.本文在文献[10]的基础上利用两种一致性因子进一步分别分析纹理分量和散斑分量的平稳性,并将纹理分量的一致性因子作为判断函数,提出了子带开关 ANMF 检测器,在强杂波区使用归一化样本协方差矩阵(Normalized Sample Covariance Matrix, NSCM)作为估计器,在弱杂波区使用样本协方差矩阵(Sample Covariance Matrix, SCM)作为估计器.该算法折中考虑了检测器的性能和计算复杂度,这对海事雷达具有理论指导意义.

本文的结构如下,首先作为预备知识介绍线性相位 DFT 调制滤波器组的设计;其次,对雷达接收回波数据进行子带分解,分析纹理分量和散斑分量的非平稳表征;然后,针对子带海杂波具有不同的平稳特性提出开关检测算法;最后通过实验验证检测器的性能,并分析实验结果;最终总结全文.

2 预备知识

我们通常使用多通道滤波器组来检测杂波环境中的动目标.本文使用线性相位 DFT 调制滤波器组实现子带分解,采用线性相位是为了保持目标回波的相位结构不发生改变,同时, DFT 调制滤波器组具有高的阻带抑制能力. DFT 调制滤波器组是由原型滤波器 $h(l)$ 调制而成, $2P+1$ 个通道的 DFT 调制滤波器组的结构如下:

$$H_p(\omega) = H\left(\omega - \frac{2p\pi}{2P+1}\right) \quad (1)$$

$$p = -P, -P+1, \dots, 0, 1, \dots, P$$

其中, $H(\omega)$ 是 $h(l)$ 的频域表达形式

$$H(\omega) = \sum h(l)e^{-j\omega l} \quad (2)$$

不失一般性,假定原型滤波器 $h(l)$, $l = 0, 1, \dots, 2L$, 是因果 $2L$ 阶线性相位的低通滤波器,且 $h(2L-l) = h(l)$, $h(l)$ 的通带位于 $[-\pi/(2P+1), \pi/(2P+1)]$, $h(l)$ 的设计形式为^[10]:

$$\begin{aligned} \min_y \left\{ \mathbf{y}^T \left[\int_{2\pi/(2P+1)}^{\pi} \mathbf{d}_L^T(\omega) \mathbf{d}_L(\omega) d\omega \right] \mathbf{y} \right\} \\ \text{s.t. } 1 - \epsilon \leq \mathbf{d}_L^T(\omega) \mathbf{y} \leq 1 + \epsilon, \omega \in [0, \pi/(2P+1)] \end{aligned} \quad (3)$$

其中,

$$\mathbf{y} = [h(0), h(1), \dots, h(L)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{d}_L(\omega) = [2\cos(L\omega), \dots, 2\cos(\omega), 1]^T \quad (5)$$

上标 T 表示转置,正数 ϵ 控制着通带震荡,一般 ϵ 是一

个很小的正数.本文中设 $P=8, L=25, \epsilon=0.1$.

在介绍了滤波器组的结构后,接下来将对接收回波信号进行子带分解.

3 数据模型和平稳性度量

3.1 数据模型

海杂波背景下动目标的检测可以归结为二元假设检验问题^[11]

$$\begin{cases} H_0: \mathbf{x} = \mathbf{c} \\ H_1: \mathbf{x} = \mathbf{a}\mathbf{v} + \mathbf{c} \end{cases} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{v} = [1, \exp(j2\pi f_d T_r), \dots, \exp(j2\pi(N-1)f_d T_r)]^T$ 是多普勒导向矢量, f_d 是多普勒频率, T_r 是雷达的脉冲重复时间, N 是脉冲积累时间, \mathbf{a} 是与目标的雷达截面积有关的未知常数. $\mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_K$ 是待检测单元周围的 K 个距离单元样本,称之为参考样本, K 为参考样本的个数.在海杂波建模方面,球不变随机向量^[4]模型被广泛认可和使用,其表达形式为

$$\mathbf{c} = \sqrt{z}\mathbf{u} \quad (7)$$

正随机变量 z 是纹理分量,反映海杂波功率在相干处理区间的随机变化; \mathbf{u} 是散斑分量,服从零均值复高斯分布,其协方差矩阵反映了杂波的局部相关性^[4].

纹理分量 z 可以用 NSCM 的归一化因子来表示

$$z = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^K \mathbf{r}_k^H \mathbf{r}_k \quad (8)$$

其中,上标 H 表示共轭转置.

由于 NSCM 将杂波功率进行了归一化处理,故可以认为 NSCM 反映了散斑分量的统计特性,其表达形式为

$$\mathbf{M} = \frac{N}{K} \sum_{k=1}^K \frac{\mathbf{r}_k \mathbf{r}_k^H}{\mathbf{r}_k^H \mathbf{r}_k} \quad (9)$$

将接收时间序列 \mathbf{x} 分解为 $2P+1$ 个子带信号,第 p 个子带的二元假设检验问题为如下形式^[10]

$$\begin{cases} H_0: \mathbf{x}_p = \mathbf{c}_p \\ H_1: \mathbf{x}_p = \tilde{\mathbf{a}}\mathbf{v} + \mathbf{c}_p \end{cases} \quad (10)$$

其中

$$\mathbf{x}_p(n) = h_p(l) * \mathbf{x}(n) \quad (11)$$

$$\mathbf{c}_p(n) = h_p(l) * \mathbf{c}(n) \quad (12)$$

其中, $\mathbf{x}_p(n)$, $\mathbf{c}_p(n)$ 和 $h_p(l)$ 分别表示第 p 个子带的接收回波数据,子带海杂波和子带滤波器,复常数 $\tilde{\mathbf{a}}$ 满足: $|\mathbf{a}|(1-\epsilon) \leq |\tilde{\mathbf{a}}| \leq |\mathbf{a}|(1+\epsilon)$, $*$ 表示卷积运算.

类似于式(8)和(9),同样可以提取子带海杂波的纹理分量和散斑分量.通过提取散斑和纹理分量,有利于随后对这两个分量进行平稳性分析.

3.2 散斑分量和纹理分量的平稳性分析

3.2.1 散斑分量的平稳性分析

借鉴文献[10]中的一致性因子 ρ 来评估散斑分量

的平稳性.取第 k 个距离单元连续 Q 个长度为 N 的回波时间序列,按时间顺序排列为:

$$\mathbf{r}_{1,k}, \mathbf{r}_{2,k}, \dots, \mathbf{r}_{q,k}, \dots, \mathbf{r}_{Q,k} \quad (13)$$

其中, q 对应于时间区间, $q = 1, 2, \dots, Q$, $\mathbf{r}_{q,k}$ 表示第 q 个时间区间第 k 个距离单元 $N \times 1$ 维向量.第 q 个时间区间反映散斑分量统计特性的协方差矩阵为

$$\mathbf{M}_q = \frac{N}{K} \sum_{k=1}^K \frac{\mathbf{r}_{q,k} \mathbf{r}_{q,k}^H}{\mathbf{r}_{q,k}^H \mathbf{r}_{q,k}} \quad (14)$$

为了进一步消去慢变的纹理分量对短期平稳性的影响,对式(14)进行功率归一化处理,得到归一化的协方差矩阵为

$$\bar{\mathbf{M}}_q = \frac{N\mathbf{M}_q}{\text{trace}(\mathbf{M}_q)} \quad (15)$$

引入一致性因子 $\rho(\tau)$

$$\rho(\tau) \equiv \frac{1}{Q-\tau} \sum_{q=1}^{Q-\tau} \frac{\|\bar{\mathbf{M}}_q - \bar{\mathbf{M}}_{q+\tau}\|_2}{\|\bar{\mathbf{M}}_q\|_2 + \|\bar{\mathbf{M}}_{q+\tau}\|_2}, \quad (16)$$

$$\tau = 1, 2, \dots, Q-1$$

来衡量邻近时间区间的散斑分量协方差矩阵之间的一致性,其中, $\|\cdot\|_2$ 是矩阵的 2 范数, τ 对应于时间区间. $\rho(\tau)$ 反映了散斑分量的短期平稳性, $\rho(\tau)$ 的值越小,时间区间上的协方差矩阵越一致,散斑分量的短期平稳性就越好.子带海杂波序列也可以用类似的方法获得一致性因子 $\rho_p(\tau)$, $p = -8, -7, \dots, 0, \dots, 8$.

利用 IPIX 雷达在网站上公开的数据来分析散斑分量的平稳性,提供数据的网址: <http://soma.mcmaster.ca/ipix.php>. 数据名为: 19980223-170435 (分辨率为 15m), HH 极化,该数据含有 60 000 个时间脉冲,34 个距离单元,删去 4 个含有目标的单元,剩下 30 个为纯海杂波单元.本文以下实验均采用这组数据,后文将不再一一强调.图 1 显示了原杂波和 17 个子带杂波的散斑分量在 $\tau = 1, 2, \dots, 50$ 的 $\rho(\tau)$ 值,其中参数设置为 $N = 8$, $K = 30$, $Q = 7500$.从图 1 中可以看出,很明显,原杂波散斑分量的 $\rho(\tau)$ 值较大,子带杂波散斑分量的 $\rho_p(\tau)$ 值较小,这说明,子带分解改善了散斑分量的平稳性,这

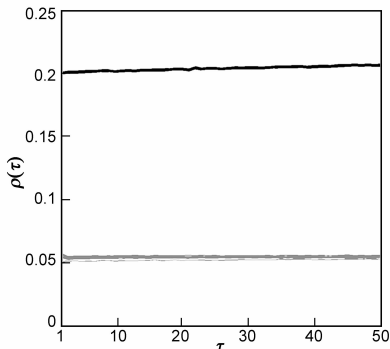


图1 原始杂波和子带杂波散斑分量的一致性因子,其中黑线是原杂波,灰线表示17个子带杂波

主要是因为 DFT 调制滤波器组将海杂波分解到不同的子带,弱杂波子带主要是由高斯噪声占据,体现出平稳特性,强杂波子带虽然由杂波占据,但是由于在提取散斑分量统计特性时进行了多次的功率归一化处理,将非平稳的海杂波分解成为了平稳的散斑分量和非平稳的纹理分量,这可以由下一节具体验证.另外,从图 1 中还可以看出,各个子带杂波散斑分量的 $\rho_p(\tau)$ 值很接近,这说明,无论是强杂波区的海杂波,还是弱杂波区的海杂波,它们的散斑分量具有近似相同的平稳特性,进一步地说明了海杂波的非平稳特性不是体现在散斑分量上,这为后续分析纹理分量的平稳性提供了前提.

3.2.2 纹理分量的平稳性分析

类似于散斑分量的分析,取第 k 个距离单元连续 T 个长度为 N_1 的回波时间序列,按时间顺序排列为:

$$\mathbf{r}_{1,k}, \mathbf{r}_{2,k}, \dots, \mathbf{r}_{t,k}, \dots, \mathbf{r}_{T,k} \quad (17)$$

其中, t 对应于时间区间, $t = 1, 2, \dots, T$. $\mathbf{r}_{t,k}$ 表示第 t 个时间区间第 k 个距离单元 $N_1 \times 1$ 维向量.第 t 个时间区间的纹理分量为

$$z_t = \frac{1}{N_1} \sum_{k=1}^K \mathbf{r}_{t,k}^H \mathbf{r}_{t,k} \quad (18)$$

度量纹理分量的一致性因子 $VI^{[12]}$ 为

$$VI(T) = T \frac{\sum_{t=1}^T z_t^2}{\left(\sum_{t=1}^T z_t\right)^2} \quad (19)$$

VI 值越小说明数据的一致性越好,即数据越平稳.子带海杂波序列也可以用类似的方法获得一致性因子 VI_p , $p = -8, -7, \dots, 0, \dots, 8$.

图 2 显示了原杂波和 17 个子带杂波的纹理分量的 VI 值,其中参数设置为 $N_1 = 1000$, $K = 30$.图中同时显示了虚线框的局部放大图.图中未标注的灰线是指 11 个弱杂波子带.从图 2 中可以看出,弱子带杂波的纹理分量的 VI 值明显小于原杂波纹理分量的 VI 值,即这 11 个子带体现出平稳特性,这是因为这 11 个子带主要由平稳的高斯噪声占据. $p = -1, 4$ 这两个临界子带杂波的纹理分量的 VI 值大于弱子带杂波纹理分量的 VI 值,小于原杂波纹理分量的 VI 值,这是因为这两个子带既有平稳的高斯噪声,又有强子带杂波的泄露.而 $p = 0, 1, 2, 3$ 四个强子带杂波纹理分量的 VI 值明显大于原杂波纹理分量的 VI 值,即这四个子带体现出非平稳特性,这是因为这四个子带主要由杂波占据.图 2 既说明了海杂波具有非平稳特性,又说明了子带分解可以将杂波与噪声分开.这不仅与文献[10]的结论一致,而且,结合图 1 和图 2,本文将纹理分量和散斑分量的平稳特性分开讨论,进一步验证了散斑分量具有平稳特性,海杂波的非平稳性主要体现在纹理上,深化了文献[10]的结

论,这为今后分析海杂波散射特性以及设计海面目标检测算法提供了实验依据。

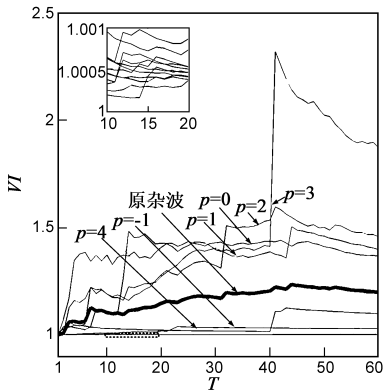


图2 原杂波和17个子带杂波的纹理分量的VI值,其中黑线是原杂波,灰线表示子带杂波

4 子带开关检测器

针对不同子带纹理分量的平稳特性,本节提出子带开关检测器来检测高分辨海杂波背景下的运动目标.为了清晰起见,给出本文算法的原理框图,如图3所示.首先将接收回波数据 $x(n)$ 通过 DFT 调制滤波器组,得到子带数据 $x_p(n)$,接下来分别计算原数据和子带数据纹理分量的 VI 值,通过 VI 值的比较判断该子带数据是否是平稳的,设计子带开关检测器,如果该子带数据是平稳的,使用 ANMF 检测器,其协方差矩阵采用 SCM 估计,简记为 ANMF-SCM;如果该子带数据是非平稳的,使用 ANMF 检测器,其协方差矩阵采用 NSCM 估计,简记为 ANMF-NSCM;最后,将检测结果与门限相比较,得出判决.接下来,我们将详细介绍纹理分量的判决函数和子带开关 ANMF 检测器。

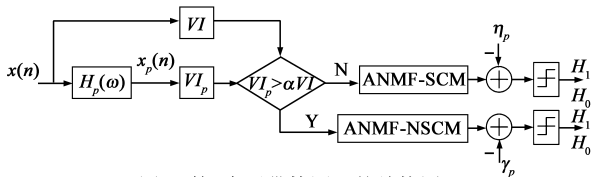


图3 第 p 个子带检测器的结构图

4.1 判断函数

根据 3.2.2 节分析的纹理分量的一致性因子 VI,发现不同子带的海杂波具有不同的平稳特性,很自然的,利用 VI 值作为判断函数来判断各个子带海杂波的平稳特性,如下式:

$$\begin{cases} VI_p \geq \alpha VI \rightarrow \text{非平稳} \\ VI_p < \alpha VI \rightarrow \text{平稳} \end{cases} \quad (20)$$

即,若 $VI_p \geq \alpha VI$,则判决第 p 个子带海杂波是非平稳的,否则,判决第 p 个子带海杂波是平稳的.其中, α 为显著性因子,不失一般性,本文中取 $\alpha = 0.8$.

4.2 子带开关 ANMF 检测器

构造第 p 个子带 ANMF 为

$$\lambda_p = \frac{|\mathbf{v}^H \hat{\mathbf{M}}_p^{-1} \mathbf{x}_p|^2}{(\mathbf{v}^H \hat{\mathbf{M}}_p^{-1} \mathbf{v})(\mathbf{x}_p^H \hat{\mathbf{M}}_p^{-1} \mathbf{x}_p)} \quad (21)$$

其中, $\hat{\mathbf{M}}_p$ 为子带海杂波的协方差矩阵估计.

利用判断函数可以很直观的确定子带海杂波的平稳性.文献[10]已经指出,具有平稳特性的子带海杂波主要是由高斯噪声组成,用瑞利分布能较好拟合该子带杂波的幅度,而具有非平稳特性的子带海杂波主要是由 K 分布的杂波组成.针对不同子带杂波数据的幅度分布特性,我们对 $\hat{\mathbf{M}}_p$ 给出不同的估计算法.

SCM 算法为高斯平稳背景下杂波协方差矩阵的最优估计[13],它估计形式简单,计算量小,是高斯噪声下的最大似然估计[14],故而对于平稳的子带杂波,使用 SCM 来估计海杂波的协方差矩阵. NSCM 算法由于归一化了纹理分量,更适合于非高斯非平稳海杂波的协方差矩阵估计,故而对于非平稳的子带杂波,使用 NSCM 来估计海杂波的协方差矩阵.

于是,根据式(20)对子带海杂波的平稳判决,对海杂波协方差矩阵的估计提出了如下的解决方案:

$$\begin{cases} \text{NSCM: } \hat{\mathbf{M}}_p = \frac{N}{K} \sum_{k=1}^K \frac{\mathbf{r}_{p,k} \mathbf{r}_{p,k}^H}{\mathbf{r}_{p,k}^H \mathbf{r}_{p,k}}, \text{ if } VI_p \geq \alpha VI \\ \text{SCM: } \hat{\mathbf{M}}_p = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{r}_{p,k} \mathbf{r}_{p,k}^H, \text{ if } VI_p < \alpha VI \end{cases} \quad (22)$$

其中, $\mathbf{r}_{p,k}(n)$ 为子带参考样本,表达形式为:

$$\mathbf{r}_{p,k}(n) = h_p(l) * \mathbf{r}_k(n) \quad (23)$$

文献[13]和[15]分别给出了 NSCM 和 SCM 的统计特性.

4.3 子带 ANMF 检测器的 CFAR 特性

在复高斯杂波环境下, ANMF-SCM 检测器具有 CFAR 特性,它的检测概率 P_d 和虚警概率 P_f 可由下式获得[16]

$$P_d = \int_0^1 f_\beta(\beta) P_d(\eta | \beta) d\beta \quad (24)$$

$$P_f = \int_0^1 f_\beta(\beta) P_f(\eta | \beta) d\beta \quad (25)$$

其中,

$$P_d(\eta | \beta) = 1 - \frac{\eta(1-\beta)}{1-\eta} \left(\frac{1-\eta}{1-\eta\beta} \right)^{L-1} \quad (26)$$

$$\cdot \sum_{m=0}^{L-2} \binom{L-1}{m+1} \left(\frac{\eta(1-\beta)}{1-\eta} \right)^m IG_{m+1} \left(\delta_\beta^2 \frac{1-\eta}{1-\eta\beta} \right)$$

$$f_\beta(\beta) = \frac{K!}{(L-1)! (N-2)!} \beta^{L-1} (1-\beta)^{N-2} \quad (27)$$

$$0 \leq \beta \leq 1$$

$$\delta_\beta = |a| \sqrt{\beta} \sqrt{\mathbf{v}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}} \quad (28)$$

$$P_f(\eta | \beta) = 1 - \frac{\eta(1-\beta)}{1-\eta} \left(\frac{1-\eta}{1-\eta\beta} \right)^{L-1}$$

$$\sum_{m=0}^{L-2} \binom{L-1}{m+1} \left(\frac{\eta(1-\beta)}{1-\eta} \right)^m \quad (29)$$

$$L = K - N + 2 \quad (30)$$

式(26)中 $IG_m(a) = e^{-a} \sum_{l=0}^{m-1} \frac{a^l}{l!}$ 是不完全的 Gamma 函数。

在 K 分布杂波环境下, ANMF-NSCM 检测器的 P_d 和 p_f 暂时还不能用数学公式推导出来, 故在接下来的实验中采用蒙特卡洛实验计算 P_d 和 p_f 。

5 实验结果与性能分析

下面利用实测数据来分析使用 SCM 和 NSCM 估计算法在子带开关 ANMF 检测器中对点目标的检测性能。同时比较了子带开关 ANMF 检测器和其他检测器的性能。

仿真目标回波形式为

$$av \times \exp(j\varphi) \quad (31)$$

其中, φ 为均匀分布在 $[-\pi, \pi]$ 上的随机初始相位; 幅度 a 用来调节信杂比 (Signal-to-Clutter Ratio, SCR), 定义为:

$$SCR = 10 \log_{10} \left(\frac{a^2}{P_c} \right) \quad (32)$$

其中, P_c 是目标所在单元的杂波的平均功率。在接下来的实验里, 做 1000 次独立的实验计算每个多普勒频移和每个信杂比的检测概率 P_d , 取虚警概率 p_f 为 0.001。

5.1 检测性能随多普勒频率的变化情况

首先, 描绘实测海杂波数据的功率谱幅度图, 如图 4 所示, 从图 4 中可以看出, 强杂波分量主要集中在 $[-88\text{Hz}, 265\text{Hz}]$, 可认为海杂波的多普勒带宽为 353Hz, 标记 $[-29\text{Hz}, 206\text{Hz}]$ 区间为强杂波区, 对应的子带为 $p = 0, 1, 2, 3$, 标记 $[-88\text{Hz}, -29\text{Hz})$ 和 $(206\text{Hz}, 265\text{Hz}]$ 区间为临界杂波区, 对应的子带为 $p = -1, 4$, 标记剩下的区间为弱杂波区。海杂波的谱峰位于 103Hz 处, 这主要是由于海浪的运动导致海杂波的谱峰偏离零频。噪声均匀分布在整个多普勒区域上。

接下来, 分析子带 ANMF-SCM 和子带 ANMF-NSCM 随多普勒频率变化的检测性能。实验参数设置为: $N = 8, K = 30$, 信杂比 = -10dB 和信杂比 = 0dB, 实验结果如图 5 所示。从图中可以看出, 在弱杂波区, 使用 SCM 估

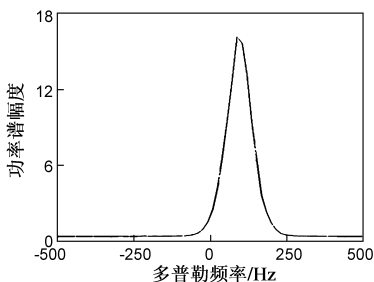


图4 实测海杂波数据的功率谱幅度图

计器得到的检测性能较好, 而在强杂波区使用 NSCM 估计的性能较好。这与各个子带杂波的信号成份有关, 在弱杂波区, 噪声占主要因素, 且是平稳的, SCM 作为高斯平稳背景下杂波协方差矩阵的最优估计自然可以使检测器获得较好的检测性能; 而在强杂波区, 海杂波占主要因素, 由于 NSCM 估计器对杂波功率进行了归一化处理, 在估计杂波协方差矩阵时将非平稳分量剔除, 只剩下平稳的散斑分量, 故而 NSCM 估计器在强杂波区可以获得较好的检测性能。

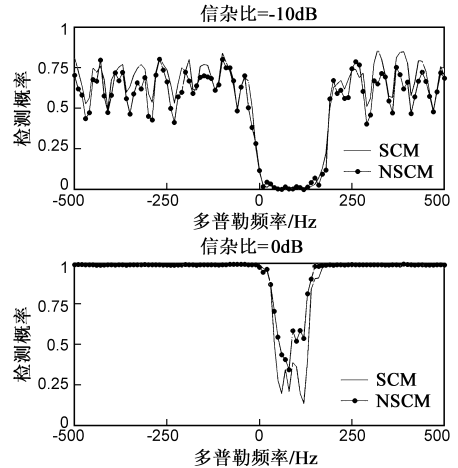


图5 子带ANMF-SCM和子带ANMF-NSCM随多普勒频率变化的比较曲线

5.2 检测性能随信杂比的变化情况

然后, 分析子带 ANMF-SCM 和子带 ANMF-NSCM 的检测性能随信杂比的变化情况。给定四个多普勒频移, 通过信杂比对检测概率的变化评估检测器性能。四个多普勒频率为 60Hz、120Hz、250Hz 和 410Hz, 其中, 60Hz 和 120Hz 位于强杂波子带, 250Hz 位于临界杂波子带,

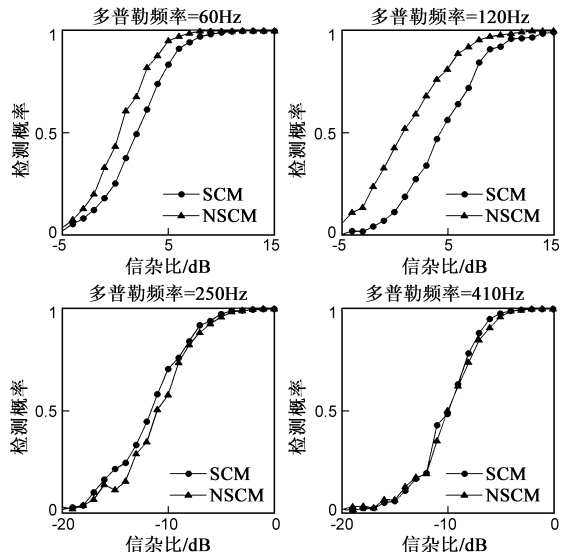


图6 子带ANMF-SCM和子带ANMF-NSCM随信杂比变化的比较曲线

410Hz 位于弱杂波子带. 子带 ANMF 检测器的参数设置为 $N=8, K=30$. 实验结果如图 6 所示. 从图中可以看出, 在多普勒频率为 60Hz 和 120Hz, NSCM 较 SCM 获得了明显的性能增益, 性能改善超过 2dB; 在多普勒频率为 250Hz 和 410Hz, NSCM 算法稍逊于 SCM 算法, 与图 4 的实验结果相吻合. 进一步说明本文提出的子带开关检测器既考虑了检测器的性能又考虑了计算复杂度, 在实际雷达应用中是可行的.

5.3 三个相干检测器性能比较

为了进一步分析子带开关 ANMF 检测器的性能, 给出子带 ANMF-RP^[8] 和子带 ANMF-RML^[17] 两种检测器, 并比较了三个检测器的性能.

ANMF-RP 和 ANMF-RML 分别使用不同的协方差矩阵估计算法, 具体表达形式如式(33)~(40).

RP 算法:

$$\hat{\mathbf{M}}_p(i+1) = \frac{N}{K} \sum_{k=1}^K \frac{\mathbf{r}_{p,ek} \mathbf{r}_{p,ek}^H}{\mathbf{r}_{p,ek}^H \hat{\mathbf{M}}_p^{-1}(i) \mathbf{r}_{p,ek}} \quad (33)$$

$$i = 0, 1, \dots, N_{RE}$$

$$\hat{\mathbf{M}}_p(0) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \frac{\mathbf{r}_{p,ek} \mathbf{r}_{p,ek}^H}{(\mathbf{T} \mathbf{r}_{p,ok} \mathbf{r}_{p,ok}^H \mathbf{T}^H)_{(l)(l)}} \quad (34)$$

其中

$$\mathbf{r}_{p,ek} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{r}_{p,k} + \mathbf{J} \mathbf{r}_{p,k}^*) \quad (35)$$

$$\mathbf{r}_{p,ok} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{r}_{p,k} - \mathbf{J} \mathbf{r}_{p,k}^*) \quad (36)$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$\mathbf{T} = (\mathbf{I} + \mathbf{J}) + \mathbf{j}(\mathbf{I} - \mathbf{J}) \quad (38)$$

式(38)中 \mathbf{I} 为单位矩阵.

RML 算法:

$$\hat{\mathbf{M}}_p(i+1) = \frac{N}{K} \sum_{k=1}^K \frac{\mathbf{r}_{p,k} \mathbf{r}_{p,k}^H}{\mathbf{r}_{p,k}^H \hat{\mathbf{M}}_p^{-1}(i) \mathbf{r}_{p,k}} \quad (39)$$

$$i = 0, 1, \dots, N_{RE}$$

$$\hat{\mathbf{M}}_p(0) = \frac{N}{K} \sum_{k=1}^K \frac{\mathbf{r}_{p,k} \mathbf{r}_{p,k}^H}{\mathbf{r}_{p,k}^H \mathbf{r}_{p,k}} \quad (40)$$

子带开关 ANMF、子带 ANMF-RP 和子带 ANMF-RML 三种检测器的实验结果如图 7 和图 8 所示. 实验参数设置为: $N=8, K=30, N_{RE}=3$. 从图中可以看出, 子带开关 ANMF 与子带 ANMF-RML 的检测性能相当, 二者均优于子带 ANMF-RP. 这是因为 RML 算法的初始值为 NSCM, 将海杂波的非平稳分量利用归一化的形式消去了, 故而子带 ANMF-RML 可以获得与子带开关 ANMF 相当的性能, RP 算法没有消去海杂波的非平稳分量, 故而子带

ANMF-RP 的检测性能最不理想.

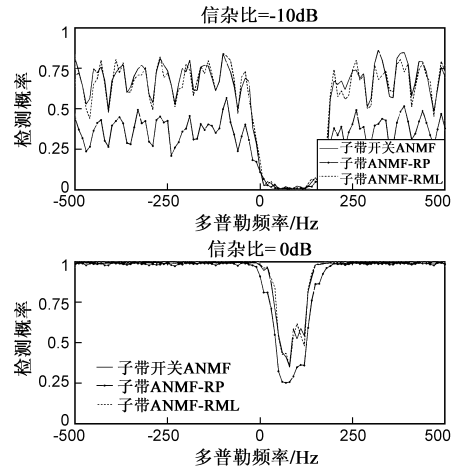


图7 子带开关ANMF、子带ANMF-RP和子带ANMF-RML随多普勒频率变化的性能比较曲线

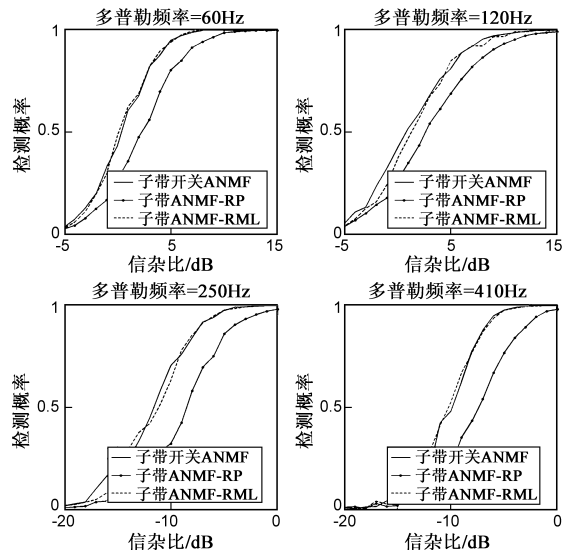


图8 子带开关ANMF、子带ANMF-RP和子带ANMF-RML随信杂比变化的性能比较曲线

进一步分析三个算法在协方差估计上的计算复杂度, 子带开关 ANMF 使用 SCM 或者 NSCM 算法的计算复杂度为 $O(KN^2)$, RP 算法和 RML 算法的计算复杂度都是 $O(N_{RE}KN^2)$, 综合考虑实验性能和计算复杂度, 我们优先选择子带开关 ANMF 检测器来检测非平稳海杂波中的动目标.

6 总结

本文在文献[10]的基础上进一步分析了散斑分量和纹理分量的平稳性, 表明散斑分量具有平稳特性, 海杂波的非平稳特性主要体现在纹理分量上. 进而, 利用纹理分量的一致性因子作为子带海杂波平稳性的判断函数, 提出了子带开关 ANMF 检测器, 如果子带海杂波

是平稳的,使用 ANMF-SCM 检测器,如果子带海杂波是非平稳的,使用 ANMF-NSCM 检测器.该子带开关 ANMF 检测器折中考虑了检测器的检测性能和计算复杂度,对海事雷达具有理论指导意义.

参考文献

- [1] S Haykin, R Bakker, B W Currie. Uncovering nonlinear dynamics: The case study of sea clutter[J]. Proceedings of IEEE, 2002, 90(5): 860 – 882.
- [2] S Haykin. Adaptive Radar Signal Processing[M]. USA: Wiley-Interscience, 2007.
- [3] M Greco, F Bordonni, F Gini. X-band sea-clutter nonstationarity: influence of long waves[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2004, 29(2): 269 – 283.
- [4] E Conte, M Longo. Characterization of radar clutter as a spherically invariant random process[J]. IEE Proceedings F of Communications, Radar and Signal Processing, 1987, 134(2): 191 – 197.
- [5] K D Ward, R J A Tough, S Watts. Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance [M]. London, United Kingdom: Institution of Engineering and Technique, (Chapter 4), 2006.
- [6] 杨勇,肖顺平,冯德军,张文明. K 分布杂波下雷达导引头检测器设计[J]. 电子学报, 2012, 40(12): 2533 – 2538.
Yang Yong, Xiao Shun-ping, Feng De-jun, Zhang Wen-ming. Design of radar seeker detector for K distribution clutter[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(12): 2533 – 2538. (in Chinese)
- [7] Y L Shi, P L Shui. Target detection in high-resolution sea clutter via block-adaptive clutter suppression[J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2011, 5(1): 48 – 57.
- [8] 顾新锋,简涛,何友,苏峰.非高斯背景下基于 ODV 的距离扩展目标检测器[J]. 电子学报, 2012, 40(3): 575 – 579.
Gu Xin-feng, Jian Tao, He You, Su Feng. Range-spread target detector based on ODV for non-Gaussian clutter[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(3): 575 – 579. (in Chinese)
- [9] 简涛,何友,苏峰,曲长文,张博.非高斯杂波下距离扩展目标检测器的失配性能分析[J]. 电子学报, 2010, 38(7): 1478 – 1481.

Jian Tao, He You, Su Feng, Qu Chang-wen, Zhang Bo. Performance assessment of range-spread target detector for unwanted signal in non-Gaussian clutter [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(7): 1478 – 1481. (in Chinese)

- [10] P L Shui, Y L Shi. Subband ANMF detection of moving targets in sea clutter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(4): 3578 – 3593.
- [11] E Conte, M Lops, G Ricci. Adaptive detection schemes in compound-Gaussian clutter [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1998, 34(4): 1058 – 1069.
- [12] M E Smith, P K Varshney. Intelligent CFAR processor based on data variability[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(3): 837 – 847.
- [13] P D Jean, M Yann. On the second-order statistics of the EVD of sample covariance matrices-application to the detection of noncircular or/and non-Gaussian components[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(8): 4017 – 4023.
- [14] M Rangaswamy. Statistical analysis of the nonhomogeneity detector for non-Gaussian interference backgrounds[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(6): 2101 – 2111.
- [15] S Bausson, F Pascal, P Forster, et al. First and second-order moments of the normalized sample covariance matrix of spherically invariant random vectors[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(6): 425 – 428.
- [16] C D Richmond. Performance of the adaptive sidelobe blanker detection algorithm in homogeneous environments [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(5): 1235 – 1247.
- [17] E Conte, A D Maio, G Ricci. Recursive estimation of the covariance matrix of a compound-Gaussian process and its application to adaptive CFAR detection[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(8): 1908 – 1915.

作者简介



时艳玲 女. 1983 年 12 月出生, 湖北孝感人. 2011 年毕业于西安电子科技大学雷达信号处理国防重点实验室信号与信息处理专业, 获工学博士学位. 主要研究方向为雷达信号检测、海杂波特性分析.

E-mail: ylshi@njupt.edu.cn