

基于变换域的双基地 STAP 距离 独立性补偿方法

杨 博^{1,2}, 黄知涛¹, 周一宇¹

(1. 国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073; 2. 海军 91269 部队, 广东湛江 524088)

摘 要: 本文以双基地 STAP 中的距离独立性补偿问题为研究对象, 分析了基于映射的距离独立性补偿方法中存在的缺点, 包括步骤复杂, 引入误差项过多等, 提出了一种基于变换域的距离独立性补偿方法, 该方法直接在变换域完成距离独立性补偿, 数据仿真验证了该方法的有效性和优越性。

关键词: 双基地; 地杂波; 空时二维谱分布; 距离独立性补偿;

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 06-1366-05

Range-Dependence Compensation Method Based on Transformation for Bistatic Stap

YANG Bo^{1,2}, HUANG Zhi-tao¹, ZHOU Yi-yu¹

(1. College of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha, Hunan 410073, China;

2. Navy Unit 91269, Zhanjiang, Guangdong 524088, China)

Abstract: A range-dependence compensation method for bistatic stap is studied. The flaw of registration based range dependence compensation (RBRDC) is analyzed, including the algorithmic complication and unnecessary errors. A method based on transformation field is proposed. Simulation shows the advantage of the method.

Key words: bistatic radar; ground clutter; spectrum of space-time; range-dependence compensation

1 引言

L. E. Brennan 在文献[1]中, 首先提出了空时二维处理的思想并用于机载雷达, 关于 STAP 的处理具体求解与计算, Reed 等人在文献[2]中, 提出了著名的采样协方差求逆(SMI)算法。在单基地正侧面阵条件下, 不同距离门具有相同的二维杂波谱结构, 可以直接采用 SMI 算法。但是双基地情况下, 由于双基地的分布式结构特点, 使得杂波功率谱的分布随距离变化而变化(见图 1(b)), 不同距离门的杂波采样数据不满足独立同分布特性(IID), 此时如何正确地估计待检测距离门的杂波协方差矩阵就成为了双基地条件下的空时自适应处理的关键问题, 解决这个问题的方法通常称为“双基地 STAP 的距离独立性补偿”(Range-Dependence Compensation for Bistatic STAP)。

现有的主要方法分三类: 第一类是通过有效地选取与待测距离门相似的杂波采样数据获得杂波协方差矩阵的估计值, 不妨简称为“降维处理方法”; 第二类方法通过建立最优权矢量的线性估计模型直接完成对待测

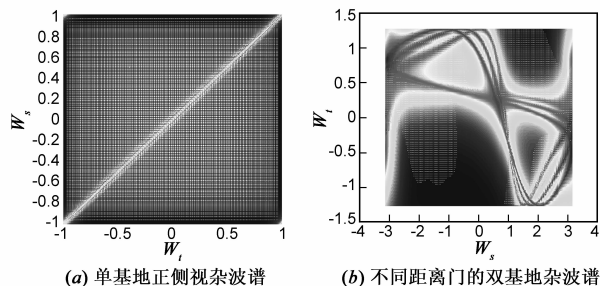


图1 单基地与双基地杂波谱的比较

距离门的最优权估计, 不妨简称为“权矢量估计方法”^[3]; 第三类方法是通过对相邻距离门采样数据快拍的频率补偿, 构造相似的杂波谱结构, 不妨简称为“数据补偿方法”, 该类方法的主要优点是能够较为有效地利用双基地的几何结构信息来完成补偿, 具有较好的估计性能, 其中又包括: 多普勒补偿(DW)^[4,5]、高阶多普勒补偿(HODW)^[6]、角度多普勒补偿(ADC)^[7]、自适应角度多普勒补偿(AADC)^[8]、基于映射的距离独立性补偿方法(RBRDC)^[9~11]。

基于数据补偿的方法从最初的 DW 到 ADC 和 AADC,

再到 HODW,最后出现 RBRDC 的方法,经历了一个从简单到复杂的发展过程,杂波协方差矩阵估计效果越来越好.但是 RBRDC 方法也存在它的不足,本文将在 RBRDC 方法的基础上提出了一种更为简洁的基于变换域的距离独立性补偿方法.

2 基于映射的距离独立性补偿方法

基于映射的距离独立性补偿方法是由 Fabian 在文献[12]首先提出来的,并在文献[11]中对该方法进行较为系统的论述和分析,图 2 给出了 RBRDC 方法的实现框图,它主要包括以下几个步骤:

■将某一相邻距离门的采样数据快拍 $\tilde{\underline{L}}_q(k)$ 扩展补零形成 $\tilde{\underline{L}}_p(k)$;

■对 $\tilde{\underline{L}}_p(k)$ 进行二维 FFT 变换获得该数据快拍的功率谱密度 $\tilde{\underline{P}}(k)$;

■提取 $\tilde{\underline{P}}(k)$ 的峰值,并依据双基的几何结构参数 θ (该值可以是事先已知也可以是估计值 $\hat{\theta}$) 将提取后的峰值由距离门 k 映射到参考距离门 l 上;

■对映射后的结果进行插值,最后将插值后的数据进行二维 IFFT 变换和加窗运算.

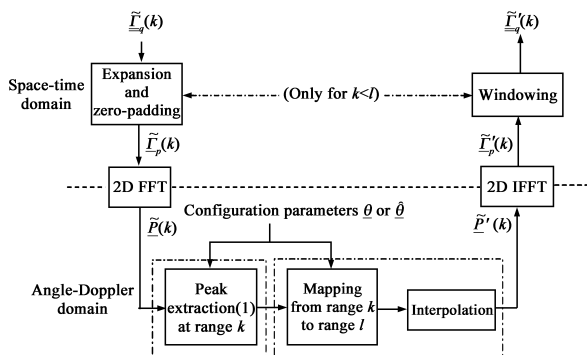


图2 RBRDC方法的实现框图

经过上述 4 个步骤就将距离门 k 的数据样本变换成与距离门 l 数据具有相同谱结构的 IID 数据样本.

该方法的主要思路是将相邻距离门的数据转换到二维频域,通过在频域中补偿相邻距离门数据的频差来构建具有相同谱分布的频域数据样本,再将其转换到时域,形成具有相同谱分布的时域数据样本,最后采用 SMI 方法来实现 STAP.显然,该方法对数据样本的处理要依次经历 2DFFT、峰值提取、曲线映射、2DIFFT、SMI 等过程,这种处理过程本身就显得较为繁琐,首先对多组距离的样本数据采用 2DFFT、2DIFFT 变换就会带来额外的误差,并且其中的峰值提取和曲线映射等过程的具体处理也会出现一些不可避免的误差成分.鉴于 RBRDC 方法中存在的这些问题,本文提出一种基于变换域的距离独立性补偿方法.

3 基于变换域的距离独立性补偿方法(RBTRC)

基于变换域的距离独立性补偿方法依然是以获得具有 IID 特性的样本数据为出发点,与 RBRDC 方法不同的地方主要有两点:一是 RBTRC 方法充分利用双基地的几何结构信息,从而准确得到各个距离门上的谱分布在角度-多普勒平面上的投影曲线,并以待测距离门的投影曲线为参考,找到各个相邻距离门上的投影曲线与参考曲线上的一一对应点,在这个基础上就可以计算出这些频点上的功率谱密度(PSD),由于不同距离门间的频点对应关系已经确定,无形中就已经完成了曲线映射的过程,相对 RBRDC 方法而言即省略了峰值提取的过程,又简化 RBRDC 中的曲线映射步骤;二是对于补偿后的变换域的样本数据不作 2DIFFT 变换,直接在变换域实现对协方差矩阵的估计,这就需要建立起功率谱密度与协方差矩阵之间的关系.下面首先推导出这两者的关系.

由文献[13]中的地杂波数学模型可知,第 n 路列子阵的第 k 个脉冲对第 l 个杂波距离环的信号输出为:

$$c_l(n, k) = \oint \gamma(f_x) e^{jnw_s(f_x) + kw_t(f_x)} df_x \quad (1)$$

它的离散形式可以写为:

$$c_l(n, k) = \sum_{j=1}^{N_c} \gamma(f_{x_j}) e^{jnw_s(f_{x_j}) + jkw_t(f_{x_j})} \quad (2)$$

其中 N_c 表示距离环上的杂波点源的个数, $\gamma(f_{x_j})$ 表示杂波点源的散射系数.

定义空时导向矢量 $\mathbf{v}(f_x)$ 为:

$$\mathbf{v}(f_x) = \begin{bmatrix} 1, e^{jw_s(f_x)}, e^{j2w_s(f_x)}, \dots, e^{j(M-1)w_s(f_x)} \\ \dots, e^{j(N-1)w_s(f_x)}, e^{j(M-1)w_t(f_x)} \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

其中 $(\cdot)^T$ 表示转置操作,又令 $\mathbf{d}_{c,l}$ 表示距离环 l 上的回波数据采样快拍,定义为:

$$\mathbf{d}_{c,l} = \begin{bmatrix} c(0,0) & c(0,1) & c(0,2) & \dots & c(0,M-1) \\ \dots & c(N-1,M-1) \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

则有: $\mathbf{d}_{c,l} = \sum_{j=1}^{N_c} \gamma(f_{x_j}) \mathbf{v}(f_{x_j})$ (5)

因此对应于距离 l 上的杂波协方差可以表示为:

$$\mathbf{R}_l = E[\mathbf{d}_{c,l} \mathbf{d}_{c,l}^H] \quad (6)$$

假设杂波点源的统计特性在空间上独立^[1],即不同杂波点源回波信号统计独立,此时有下式成立.

$$E[\gamma(f_{x_i}) \gamma^*(f_{x_j})] = E(\gamma^2(f_{x_i})) \delta(i-j) \quad (7)$$

在该假设条件下有:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_l &= E[\mathbf{d}_{c,l} \mathbf{d}_{c,l}^H] \\ &= E\left[\left(\sum_{j=1}^{N_c} \gamma(f_{x_j}) \mathbf{v}(f_{x_j})\right) \left(\sum_{j=1}^{N_c} \gamma^*(f_{x_j}) \mathbf{v}^*(f_{x_j})\right)^H\right] \\ &= E\left[\sum_{j=1}^{N_c} \gamma^2(f_{x_j}) \mathbf{v}(f_{x_j}) \mathbf{v}^*(f_{x_j})^H\right] \end{aligned}$$

$$= \sum_{j=1}^{N_i} E(\gamma^2(f_{x_i})) \mathbf{v}(f_{x_j}) \mathbf{v}(f_{x_j})^H \quad (8)$$

$$\text{或简写为: } R_l = \sum_{j=1}^{N_i} E(\gamma^2(f_{x_i})) \mathbf{v} \mathbf{v}^H \quad (9)$$

其中, $E(\gamma^2(f_{x_i}))$ 表示杂波点源的回波幅度平方的均值. 如果能够估计出该值就能得到杂波协方差矩阵. 它的值可以通过计算杂波采样数据的 2DFFT 变换来获得, 不妨将式(2)简化为

$$c_l(n, k) = \sum_{j=1}^{N_i} \gamma_j e^{jnw_{s,j} + jkw_{t,j}} \quad (10)$$

并代入到 2DFFT 的计算式

$$p(v, u) = \frac{1}{NM} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} y(n, m) e^{-j2\pi(nv + mu)} \right|^2 \quad (11)$$

此时有:

$$p(v, u) = \frac{1}{NM} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\sum_{j=1}^{N_i} \gamma_j e^{jnw_{s,j} + jmw_{t,j}} \right) e^{-j2\pi(nv + mu)} \right|^2 \quad (12)$$

若令 $2\pi v = w_{s,j0}$, $2\pi u = w_{t,j0}$ 则有 $p(w_{s,j0}, w_{t,j0})$ 表示杂波在该频点处的功率谱密度, 表达式如下:

$$\begin{aligned} p(w_{s,j0}, w_{t,j0}) &= \frac{1}{NM} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\sum_{j=1}^{N_i} \gamma_j e^{jnw_{s,j} + jmw_{t,j}} \right) e^{-j(nw_{s,j0} + mw_{t,j0})} \right|^2 \\ &= \frac{1}{NM} \sum_{j=1}^{N_i} \sum_{k=1}^{N_i} \gamma_j^2 \\ &\quad \cdot \left[\frac{\sin[\pi(N-1)(w_{s,j} - w_{s,j0})]}{\sin[\pi(w_{s,j} - w_{s,j0})]} \frac{\sin[\pi(M-1)(w_{t,j} - w_{t,j0})]}{\sin[\pi(w_{t,j} - w_{t,j0})]} \right. \\ &\quad \cdot \left. \frac{\sin[\pi(N-1)(w_{s,k} - w_{s,j0})]}{\sin[\pi(w_{s,k} - w_{s,j0})]} \frac{\sin[\pi(M-1)(w_{t,k} - w_{t,j0})]}{\sin[\pi(w_{t,k} - w_{t,j0})]} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

由此就建立了杂波点源的功率谱密度与该点源散射系数之间的关系式, 又杂波点源的功率谱密度的值可以通过相邻距离门的采样数据快拍来估计, 即

$$\begin{aligned} \hat{p}(w_{s,j0}, w_{t,j0}) &= \frac{1}{N_l} \sum_{l=1}^{N_l} p_l(w_{s,j0}, w_{t,j0}) \\ &= \frac{1}{N_l} \sum_{l=1}^{N_l} \left(\frac{1}{NM} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} y_l(n, m) e^{-j(nw_{s,j0} + mw_{t,j0})} \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $y_l(n, m)$ 表示第 l 个距离门的采样数据快拍, N_l 表示距离门个数. 由此, 可以依据 $y_l(n, m)$ 得到与频点 $(w_{s,j0}, w_{t,j0})$ 相对应的 $E(\gamma_{j0}^2)$ 的值.

至此, 可以给出 RBTRC 方法的实现框图和步骤如图 3.

(1) 依据双基地几何结构 (如果几何结构未知, 可以首先进行估计) 计算出参考距离门 l 所对应的频点集合 S_l

$$S_l = \{(v_{s,j}, v_{t,j})_l \mid v_{s,j} = F_l(v_{t,j}), j = 1, 2, \dots, J\} \quad (15)$$

其中, J 表示该距离门上所取点频的个数, F_l 表示距离门 l 上的角频率和多普勒频率的函数关系.

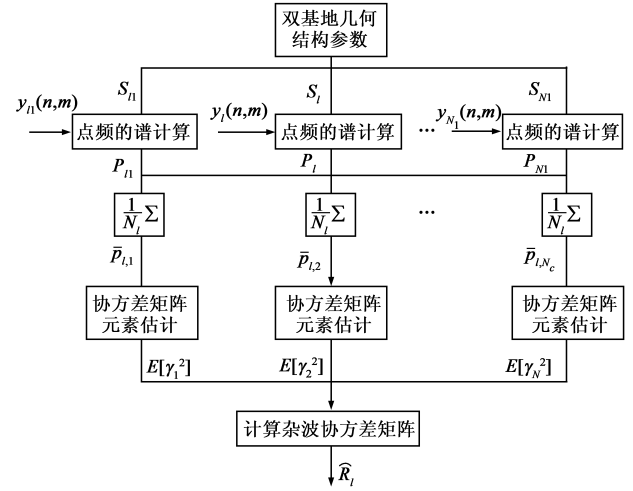


图3 RBTRC方法实现框图

(2) 以参考距离门的频点集合 S_l 为标准, 计算出相邻距离门对应的频点集合 $S_{l \pm i}$

$$S_{l \pm i} = \{(v_{s,j}, v_{t,j})_{l \pm i} \mid v_{s,j} = F_{l \pm i}(v_{t,j}), j = 1, 2, \dots, J\} \quad (16)$$

注意集合 S_l 与 $S_{l \pm i}$ 中的频点是一一对应的关系, 下标 j 表示了它们的对应关系, 当然, 集合 S_l 与 $S_{l \pm i}$ 中的元素个数必须相等.

(3) 计算各距离门的采样数据在相应的集合 $S_{l \pm i}$ 中的各频点的二维离散傅立叶变换 (2DFFT)

$$p_{l \pm i, j}(v_{s,j}, v_{t,j}) = \frac{1}{NM} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} y_{l \pm i, j}(n, m) e^{-j2\pi(nv_{s,j} + mv_{t,j})} \right|^2 \quad (17)$$

由此可以得到各个距离门上的 $p_{l \pm i, j}$ 集合 $P_{l \pm i}$

$$P_{l \pm i} = \{p_{l \pm i, j} \mid j = 1, 2, \dots, J\} \quad (18)$$

(4) 假设映射后的待测距离门的功率谱为 $p_{l \pm i, j}^c$, 则有

$$p_{l \pm i, j}^c = \frac{1}{2K+1} \sum_{i=-K}^K p_{l \pm i, j} \quad (19)$$

$K = \lceil N_l/2 \rceil$, 表示取整运算.

(5) 利用式(13)由 $p_{l \pm i, j}^c$ 得到 $E[\gamma_j^2]$, 再利用式(9)就可以直接计算出该距离门的杂波协方差矩阵.

4 仿真结果比较与分析

本节中主要从两个方面进行仿真, 一是 RBTRC 方法本身的杂波抑制性能仿真, 二是 RBTRC 方法与前面提到的方法之间的比较, 仿真场景如图 3 所示.

图 4 中 R 表示接收站的位置, 坐标为 $(0, 0, 0.1)$, 接收端静止, T 表示发射站的位置, 坐标为 $T(250, 300, 5)$, 发射机的运动速度为 $v_x = 50$, $v_y = 400$, $v_z = 0$, C 表示地面杂波点源, 其中, 距离的单位为 km, 速度的单位为

m/s,接收机天线阵元个数为 12,相干处理间隔(CPI)内处理脉冲数为 10,此时在双基地距离为 600km 处的地杂波的空时二维谱分布图^[14]如图 5。

关于 RB-TRC 方法的杂波抑制性能,通过数据仿真首先给出处理器的二维频响图(见图 6),其中图 6(a)给出的是采用三维坐标的表现形式,图 6(b)给出的是采用二维坐标表现三维数据的表现形式。

从图 6(b)中可以看出沿着杂波谱的分布曲线方向在处理器的二维频响上获得了深度的抑制,而在待检测的目标区域(图 6(b)中的高亮区)增益最大,这说明 RBTRC 方法在增强信号的同时能够有效地抑制地杂波。

其次,空时自适应处理的研究领域内存在一个通用的标准,称为信噪比改善因子^[9],它是评价处理器权矢量优劣的重要标准,定义如下:

$$SINR_L = \frac{SCNR_{out}}{SCNR_{in}} = \frac{|\mathbf{w}^H \mathbf{v}|^2}{(\mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w})(\mathbf{v}^H \mathbf{v})} \quad (20)$$

其中, $SCNR_{out}$ 表示输出信杂噪比, $SCNR_{in}$ 表示输入信杂

阵元数 $N=12$, 相干脉冲数 $M=10$

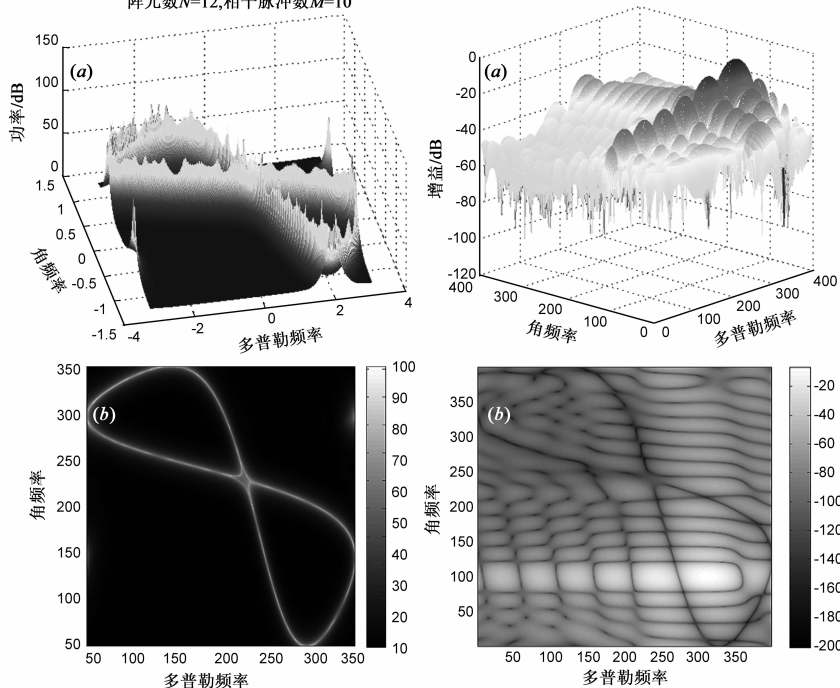


图5 杂波的空时二维谱分布

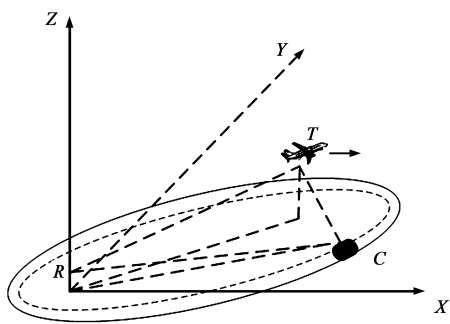


图4 双基地仿真场景

噪比, \mathbf{w} 表示滤波的权矢量, \mathbf{R} 表示杂波协方差矩阵, \mathbf{v} 表示空时导向矢量^[1],空时导向矢量主要由两个值确定,分别是空域频率 ν_s 和时域频率 ν_d ,其中空域频率代表方位信息,时域频率对应多普勒信息,其定义可参见文献[9],所以 $SINR_L$ 实际上是以 ν_s, ν_d 为自变量的函数,通常都是在固定 ν_s 的前提下分析 $\nu_d \rightarrow SINR_L$ 的变化关系。

另外,当权矢量满足 $\mathbf{w} = \mu \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}$ 时,处理器性能最优即输出信杂噪比最大^[1],此时,上式又可以简化为

$$SINR_{L_opt} = \frac{\mathbf{v}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}}{\mathbf{v}^H \mathbf{v}} \quad (21)$$

由于式(21)的权矢量的表达式中采用的是杂波协方差矩阵的真实值,所以式(21)给出的是理想情况的改善因子的表达式,但是实际上的处理中只能得到杂波协方差矩阵的估计值 $\hat{\mathbf{R}}$. 显然,依据 $\hat{\mathbf{R}}$ 的估计值获得的 $SINR_L$ 相对于理想的 $SINR_{L_opt}$ 就会有所损失。

图7以 $SINR_{L_opt}$ 为参照,给出了 RBRDC 方法和本文提出 RBTRC 方法的信噪比改善因子的仿真结果。

从图7的仿真结果中可以总结以下几点:

■双基地条件下,信噪比改善因子随 ν_d 的变化会出现两个极小值,这说明某个方位上,极值处 ν_d 所对应目标难以得到有效的检测,从本质上讲,最根本的原因是目标与杂波的空、时、频特性在这些点上完全重合,处理器无法区分目标与杂波.该特点与单基地正侧视的情况完全不同,后者只有一个极值点。

■双基地条件下,信噪比改善因子随 ν_d 的变化曲

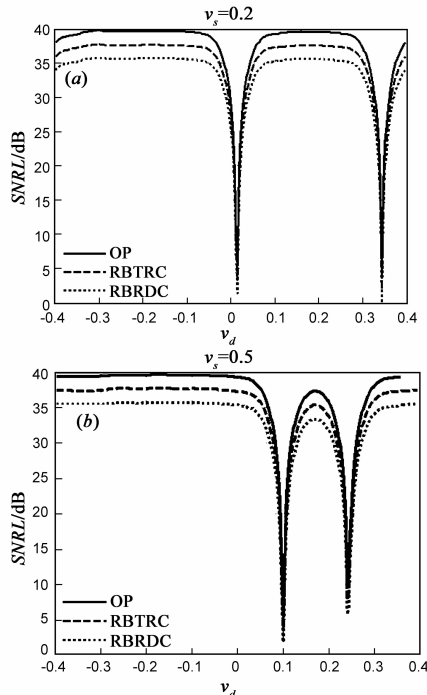


图7 两种方法下的改善因子比较

图6 RBTRC方法时处理器的二维频响

线会随方位变化而改变,这是双基地的杂波分布特性所决定的。

■在不同方位, RBTRC 方法从整个 v_d 的取值范围来看,都具有相对于 RBRDC 方法更高的信噪比改善增益,它更接近于最优检测器。

因此,本文所提的方法较之前的方法在处理性能上有较大的改善,其主要的原因是在对协方差矩阵的估计过程中采用了更为简洁的估计过程,省略了 RBRDC 算法中诸如峰值提取,曲线映射,多次 2DIFFT 变换等容易引入误差的过程,但 RBTRC 方法要求准确的知道双基地的几何结构信息,只有在这种信息的辅助之下才能够获得良好的处理性能。

5 结束语

本文在研究现有的双基地 STAP 距离独立性补偿方法的基础上,针对 RBRDC 算法中存在的步骤复杂,引入过多误差项等缺点提出了 RBTRC 方法,该方法避开时域的运算直接由变换域获得杂波协方差估计,能够有效简化运算过程,提高运算效率,同时避免了 RBRDC 中引入的多项误差,较现有的方法体现出一定的优越性。尽管如此,该方法仍然有一定的局限性,主要是曲线映射的方法还仅限于低重复频率情况下的双基地杂波协方差的估计,对于中高重频脉冲信号,由于存在多个距离门回波重叠的情况,对于某一距离门而言其杂波谱投影不是单一的一条曲线,而多条存在一定距离间隔的曲线,此时将相邻距离门的采样数据映射到待测距离门就要寻求与低重频脉冲信号不同的方法。

参考文献:

- [1] L E Brennan. Theory of adaptive radar[J]. IEEE Transactions on AES, 1973, 9(2): 253 – 263.
- [2] Reed I S, et al. Rapid convergence rate in adaptive arrays[J]. IEEE Transactions on AES, 1974, 10(6): 853 – 863.
- [3] Pearson F, et al. Simulation and analysis of adaptive interference suppression for bistatic surveillance radar[A]. Proceeding of 2001 ASAP Symposium[C]. Lexington, MA, Mar 13. 2001. 135 – 140.
- [4] G Borsari. Mitigating effects on STAP processing caused by an inclined array[A]. Proc IEEE Radar Conf[C]. Dallas, Tx, 1998. 135 – 140.
- [5] 鲁远耀, 马小兵. 双基雷达 MTI 杂波非静态特性消除方法[J]. 测试技术学报 2008, 4(22): 360 – 364.

- [6] F Pearson, G Borsari. Simulation and analysis of adaptive interference suppression for bistatic surveillance radars[A]. Proc ASAP Symp[C]. Lexington, MA, 2001. 320 – 335.
- [7] B Himed, Y Zhang, A Hajjari. STAP with angle-doppler compensation for bistatic airborne radars[A]. Proc IEEE National Radar Conference Long Beach[C]. Calif, USA, 2002. 311 – 317.
- [8] B Himed, Y Zhang, A Hajjari. STAP with angle-doppler compensation for bistatic airborne radars[A]. Proc 2002 IEEE Radar Conference Long Beach[C]. CA, April, 2002. 22 – 25.
- [9] F D Lapierre, J G Verly, M Van Droogenbroeck. New solutions to the problem of range dependence in bistatic STAP radars[A]. Proc IEEE National Radar Conference Huntsville[C]. Ala, USA, 2003. 452 – 459.
- [10] F D Lapierre, J G Verly. Registration-based solutions to the range-dependence problem in STAP radars[A]. Adaptive Sensor Array Processing Workshop, MIT Lincoln Laboratory[C]. Lexington, Mass, USA, March, 2003. 142 – 157.
- [11] F D Lapierre, J G Verly. Registration-based range-dependence compensation for bistatic STAP radars[J]. EURASIP Journal on Applied Signal Processing Journal, 2005, 1: 85 – 98.
- [12] F D Lapierre, J G Verly. New solutions to the problem of range dependence in bistatic STAP radars[A]. IEEE Radar Conference[C]. Adelaide, Australia, 2003. 248 – 254.
- [13] P R Gurran, N A Goodman. Spectral-domain covariance estimation with a priori knowledge[J]. IEEE Transactions on AES, 2006, 42(3): 112 – 116.
- [14] H Li-juan, C Zhu-ming, D Rui. Modeling of varying geometrical scenarios of bistatic radar[A]. Proceeding of International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems[C]. Xiamen, China, IEEE, 2007. 113 – 117.

作者简介:



杨 博 男, 1978 年生, 博士研究生, 信息与通信工程专业, 研究方向为空间电子信息侦察技术. E-mail: yangbo_yangbo_6@yahoo.com.cn

黄知涛 男, 1976 年生, 副教授, 硕士生导师, 重点研究方向为空间信息对抗、信号处理、雷达和通信数据处理等。

周一宇 男, 1948 年生, 教授, 博士生导师, 重点研究方向为综合电子战系统理论、雷达和通信数据处理等。

