

距离模糊条件下的双基地 STAP 的距离独立性补偿

杨 博^{1,2},周一宇¹,黄知涛¹

(1.国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073; 2.海军装备研究院系统所,北京 100073)

摘要: 论文研究了距离模糊条件下双基地 STAP 的距离独立性补偿问题,首先建立了此背景下的杂波模型,比较了双基地无模糊距离和有模糊距离情况下的不同点,指出了现有估计方法在含模糊距离的双基地杂波协方差估计问题中存在的不足;其次,在具体分析各距离门的杂波分布特点的基础上提出了基于数据分离的杂波协方差矩阵估计方法,给出了该方法的数据处理结构和实现步骤;最后,通过数值仿真比较了该方法与基于映射的距离独立性补偿方法的处理性能,结果表明该方法具有更好的信噪比改善性能。

关键词: 双基地空时自适应; 距离独立性补偿; 空时二维似然谱

中图分类号: TN959 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 03-0555-07

Range-Dependence Compensation for Bistatic STAP Based on Range Ambiguity

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

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

2. System Division, Naval Academy of Armament, Beijing 100073, China)

Abstract: Range-dependence compensation for bistatic STAP on the condition of range ambiguity was studied. Firstly a clutter model for this background was built, the difference between range ambiguity and no range ambiguity was analyzed, and the existing bistatic STAP range-dependence compensation method's deficiency was pointed. Secondly a new method named range-dependence compensation based on data separation was proposed according to the different range gates' clutter character analyses. At last data simulation shows that the new method's signal-to-noise upgrading performance is better than the RBRDC's.

Key words: bistatic STAP; range-dependence compensation; space-time likelihood spectra

1 引言

L E Brennan 在文献[1]中,首先提出了 STAP 的思想,关于 STAP 的具体求解与计算,Reed 等人在文献[2]中,提出了著名的采样协方差求逆(SMI)算法.但是在双基地情况下,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^[3](见图 1),不同距离门的杂波采样数据不满足独立同分布特性^[4](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空时自适应处理的关键问题,解决这个问题通常称为“双基地杂波协方差矩阵估计”或“双基地 STAP 的距离独立性补偿”。

现有的主要方法分三类:第一类是通过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,简称为“降维处理方法”;第二类方法通过建立最

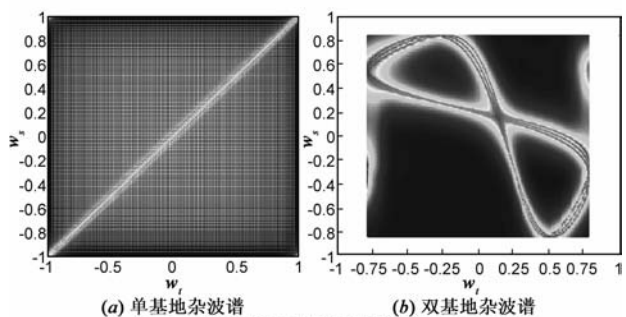


图1 单基地与双基地杂波谱比较

优权矢量的线性估计模型来获得最优权估计,简称为“权矢量估计方法”^[5];第三类方法是通过对相邻距离门采样数据快拍的补偿,构造相似的杂波谱结构,简称为“数据补偿方法”,它又包括:多普勒补偿(DW)^[6,7]、高阶多普勒补偿(HODW)^[8]、角度多普勒补偿(ADC)^[9]、自适应角度多普勒补偿(AADC)^[10]和基于映射的距离独

立性补偿方法(RBRDC)^[11-14].

以上方法都存在一个默认前提,即雷达回波信号不存在距离模糊,或只在低重复频率条件下成立.本文将距离模糊为出发点,在分析杂波谱特性的基础上提出了基于数据分离的杂波协方差矩阵估计方法(Range-Dependence Compensation Based on Data Separation).

2 杂波模型与杂波特性分析

前文已指出,在低脉冲重复频率条件下不需要考虑距离模糊,但是在中、高重频条件下,因为某一距离门上的杂波回波数据不仅含有该距离门上的杂波点源反射信号同时还含有其它模糊距离门上杂波点源的回波信号,如图2.

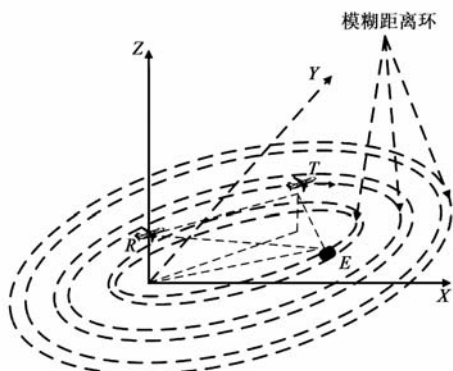


图2 存在距离模糊时杂波距离环

此时,双基地机载雷达空时二维杂波的统计模型可以通过以下主要参数来描述.

v_r 表示辐射源(或载机)的速度;

M 表示相干脉冲个数;

N 表示接收天线的阵元个数;

L 表示模糊距离的个数;

f_r 表示脉冲重复频率(PRF);

f_d 表示散射体回波的多普勒;

d 表示阵元间隔;

λ 表示雷达波长;

ϕ 表示地面散射点相对接收天线轴的方位角;

θ 表示地面散射点与接收机的连线的俯仰角.

设 $\Delta c_l(n, k)$ 表示低重频时第 n 路列子阵的第 k 个脉冲对第 l 个杂波距离环中最小散射单元的采样数据,考虑到距离衰减,地面散射系数和相位变化因素有

$$\Delta c_l(n, k) = A_l(\phi, \theta) e^{jw_n(\phi, \theta)} d\gamma_l(\phi, \theta) \quad (1)$$

其中, $d\gamma_l(\phi, \theta)$ 为散射单元的反射系数, $A_l(\phi, \theta)$ 为散射单元在接收端对应的复值函数,它与发射天线方向图、接收天线方向图、双基地距离积有关,表达式为:

$$A_l(\phi, \theta) = c_l \frac{g_{t,l}(\phi) g_{r,l}(\phi)}{R_{1,l}(\phi) R_{2,l}(\phi)} \quad (2)$$

其中 c 表示常系数, $g_{t,l}(\phi)$ 表示发射天线方向图,

$g_{r,l}(\phi)$ 表示接收天线方向图, $R_{1,l}(\phi) R_{2,l}(\phi)$ 表示双基地的距离积,它们都是以距离环 l 上的方位角为自变量的函数. $w_{nk}(\phi, \theta)$ 表示杂波点源在第 n 路列子阵的第 k 个脉冲的相位变化量,表达式为:

$$w_{nk}(\phi, \theta) = nw_s(\phi, \theta) + kw_t(\phi, \theta) \quad (3)$$

其中, $n = 1, 2, \dots, N$; $k = 1, 2, \dots, M$; $\omega_s(\phi, \theta) = \frac{2\pi d}{\lambda} \cdot \cos\theta \cos\phi$ 为空域角频率; $\omega_t(\phi, \theta) = \frac{2\pi}{f_r} f_d$ 为时域角频率; f_d 表示杂波点源对应的多普勒频率.

则中、高重频条件下,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:

$$y_l(n, k) = \sum_{i=1}^L \oint A(\phi, \theta) e^{jw_{nk}(\phi, \theta)} d\gamma(\phi, \theta) \quad (4)$$

关于地面反射系数的模型在文献中[13,14]有详细的阐述, $d\gamma(\phi, \theta)$ 可以用下式表示

$$d\gamma(\phi, \theta) = \sigma^0(f_x) S(f_x) \cos\theta df_x \quad (5)$$

其中, f_x 表示某一 (ϕ, θ) 对应的地面散射单元(或杂波点源), $\sigma^0(f_x)$ 表示该杂波点源的散射系数, $S(f_x)$ 表示杂波点源的散射面积, θ 为反射角.

综上,式(4)可以写成

$$y_l(n, k) = \sum_{i=1}^L \oint \gamma_l(f_x^{(i)}) e^{jw_{nk}(f_x^{(i)})} df_x^{(i)} \quad (6)$$

其中, L 表示模糊距离环的个数, $\gamma_l(f_x^{(i)})$ 表示考虑到各种因素之后第 i 个模糊距离环上杂波点源的回波幅度, $w_s(f_x^{(i)})$ 表示对应点源的角频率, $w_t(f_x^{(i)})$ 表示对应点源的时域频率.

$$\gamma_l(f_x^{(i)}) = A_l(\phi, \theta) S(f_x^{(i)}) \cos\theta \sigma^0(f_x^{(i)}) \quad (7)$$

$$\text{令 } B_l(f_x^{(i)}) = A_l(\phi, \theta) S(f_x^{(i)}) \cos\theta \quad (8)$$

则式(7)可简化为:

$$\gamma_l(f_x^{(i)}) = B_l(f_x^{(i)}) \sigma^0(f_x^{(i)}) \quad (9)$$

式(6)离散形式又可以写为:

$$y_l(n, k) = \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^{N_c} \gamma_l(f_{x_j}^{(i)}) e^{jw_{nk}(f_{x_j}^{(i)})} \quad (10)$$

其中 N_c 表示距离环上的杂波点源的个数.

定义第 i 个模糊距离环上杂波点源 j 的空时导向矢量 \mathbf{v}_j 为:

$$\mathbf{v}_j^{(i)} = [1, e^{jw_t(f_{x_j}^{(i)})}, e^{j2w_t(f_{x_j}^{(i)})}, \dots, e^{j(M-1)w_t(f_{x_j}^{(i)})}, \dots, e^{j(N-1)w_s(f_{x_j}^{(i)}) + j(M-1)w_t(f_{x_j}^{(i)})}]^T \quad (11)$$

其中 $(\cdot)^T$ 表示转置操作,则第 i 个模糊距离环上 N_c 个点源的空时导向矩阵为:

$$\mathbf{V}_l^{(i)} = [\mathbf{v}_1^{(i)} \quad \mathbf{v}_2^{(i)} \quad \dots \quad \mathbf{v}_{N_c}^{(i)}] \quad (12)$$

定义 \mathbf{V}_l 为所有模糊距离环对应的空时导向矩阵,则有:

$$\mathbf{V}_l = [\mathbf{V}_l^{(1)} \quad \mathbf{V}_l^{(2)} \quad \dots \quad \mathbf{V}_l^{(L)}] \quad (13)$$

又令 \mathbf{Y}_l 表示距离环 l 上的信号回波数据采样快拍, 定义为:

$$\mathbf{Y}_l = [y_l(0,0), y_l(0,1), y_l(0,2), \dots, y_l(0, M-1), \dots, y_l(N-1, M-1)]^T \quad (14)$$

$$\text{则有:} \quad \mathbf{Y}_l = \mathbf{V}_l \boldsymbol{\Upsilon}_l \quad (15)$$

$$\text{其中} \quad \boldsymbol{\Upsilon}_l = [\boldsymbol{\Upsilon}_l^{(1)} \quad \boldsymbol{\Upsilon}_l^{(2)} \quad \dots \quad \boldsymbol{\Upsilon}_l^{(L)}]^T \quad (16)$$

其中

$$\boldsymbol{\Upsilon}_l^{(i)} = [\gamma_l(f_{x_1}^{(i)}) \quad \gamma_l(f_{x_2}^{(i)}) \quad \dots \quad \gamma_l(f_{x_N}^{(i)})]^T \quad (17)$$

当考虑到噪声的影响时, 令距离环 l 上的回波数据采样快拍为 \mathbf{Z}_l , 定义为:

$$\mathbf{Z}_l = [z_l(0,0), z_l(0,1), z_l(0,2), \dots, z_l(0, M-1), \dots, z_l(N-1, M-1)]^T \quad (18)$$

$$\text{其中} \quad z_l(n, k) = y_l(n, k) + n_0(n, k) \quad (19)$$

n_0 是服从 $(0, \sigma^2)$ 的高斯分布白噪声, 若令

$$\mathbf{N}_0 = [n_0(0,0), n_0(0,1), n_0(0,2), \dots, n_0(0, M-1), \dots, n_0(N-1, M-1)]^T \quad (20)$$

则 \mathbf{N}_0 服从 $N(0, R)$ 分布, 其中 $R = \sigma^2 \mathbf{I}$.

则有:

$$\mathbf{Z}_l = \mathbf{Y}_l + \mathbf{N}_0 = \mathbf{V}_l \boldsymbol{\Upsilon}_l + \mathbf{N}_0$$

$$\begin{aligned} &= [\mathbf{V}_l^{(1)} \quad \mathbf{V}_l^{(2)} \quad \dots \quad \mathbf{V}_l^{(L)}] \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Upsilon}_l^{(1)} \\ \boldsymbol{\Upsilon}_l^{(2)} \\ \vdots \\ \boldsymbol{\Upsilon}_l^{(L)} \end{bmatrix} + \mathbf{N}_0 \\ &= \sum_{i=1}^L \mathbf{V}_l^{(i)} \boldsymbol{\Upsilon}_l^{(i)} + \mathbf{N}_0 \end{aligned} \quad (21)$$

假设不同距离环的杂波点源统计特性在空间上独立^[15], 因此对应于距离 l 上的杂波协方差矩阵可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_l &= \text{cov}[\mathbf{Z}_l \mathbf{Z}_l^H] = \text{cov}[\mathbf{Y}_l \mathbf{Y}_l^H] + \sigma^2 \mathbf{I} \\ &= \text{cov}\left[\left(\sum_{i=1}^L \mathbf{V}_l^{(i)} \boldsymbol{\Upsilon}_l^{(i)}\right) \left(\sum_{i=1}^L \mathbf{V}_l^{(i)} \boldsymbol{\Upsilon}_l^{(i)}\right)^H\right] + \sigma^2 \mathbf{I} \\ &= \sum_{i=1}^L \mathbf{V}_l^{(i)} \text{cov}[\boldsymbol{\Upsilon}_l^{(i)} \boldsymbol{\Upsilon}_l^{(i)H}] \mathbf{V}_l^{(i)H} + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (22)$$

假设同一距离环的杂波点源统计特性在空间上独立^[17], 即不同杂波点源回波信号统计独立, 此时有,

$$\text{cov}[\gamma_l(f_{x_i}) \gamma_l^*(f_{x_j})] = D(\gamma_l(f_{x_i})) \delta(i-j) \quad (23)$$

其中 $D(\gamma_l(f_{x_i}))$ 表示杂波点源的回波幅度的方差.

则有:

$$\begin{aligned} &\text{cov}[\boldsymbol{\Upsilon}_l^{(i)} \boldsymbol{\Upsilon}_l^{(i)H}] = D(\boldsymbol{\Upsilon}_l^{(i)}) \\ &= \begin{bmatrix} D(\gamma_l(f_{x_1}^{(i)})) & & & \\ & D(\gamma_l(f_{x_2}^{(i)})) & & \\ & & \ddots & \\ & & & D(\gamma_l(f_{x_N}^{(i)})) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (24)$$

则式(22)可以写为:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_l &= \sum_{i=1}^L \mathbf{R}_l^{(i)} + \sigma^2 \mathbf{I} \\ &= \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^{N_i} D(\gamma_l(f_{x_j}^{(i)})) v_j^{(i)} v_j^{(i)H} + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (25)$$

式(25)表明, 杂波协方差 \mathbf{R}_l 为各模糊距离门的杂波协方差的和. 对杂波协方差矩阵 \mathbf{R}_l 的变量 $[w_s, w_t]$ 在相应的归一化区间进行遍历就可以得到地杂波的极大似然功率谱^[16].

$$P(w_s, w_t) = \frac{1}{\mathbf{S}(w_s, w_t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S}^H(w_s, w_t)} \quad (26)$$

根据式(26)通过 matlab 数值计算, 可得存在距离模糊时的杂波谱分布如图 3.

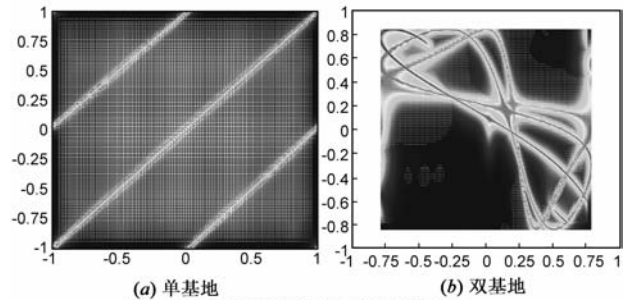


图3 存在距离模糊时的杂波谱分布

注意图 3 与图 1 不同, 图 3 给出的是一个距离门杂波谱分布, 从图中可以看出由于存在距离模糊, 使得相应模糊距离门的杂波同时出现, 为了分析简便起见, 文中不妨假设模糊距离门的个数 L 取值为 3, 其它情况时也可以类推. 显然, 因为相邻模糊距离门之间存在一定的距离间隔, 所以在双基地情况下各个模糊距离门的杂波分布存在以下差别.

(1) 杂波谱分布的形状变化较大, 近距离变化明显, 远距离变化缓慢;

(2) 从式(2)中可知, 杂波的回波功率按照远、中、近的顺序依次增加, 近距离门的杂波成分在整个杂波中起主要作用;

(3) 杂波谱中空域频率与时域频率的非线性按照远、中、近的顺序依次递增.

图 4 分别给出了近距离门和远距离门的杂波谱分布中可以看出, 随着距离门由近到远的变化, 相邻距离门的杂波谱逐渐重合成一条曲线(见图 4(b)). 这说明在远距离处相邻距离门的杂波谱具有相同的谱分布结构, 即可以采用 SMI 算法直接估算这部分的杂波统计特性. 相反在近距离情况下, 相邻距离门的杂波谱的变化明显, 并且较小的距离变化都可能引起较大的反射角变化, 由式(7), 这种变化会引起相邻距离门的杂波点源的反射系数的产生较大的变化, 而这种变化在通

常的估计方法中往往是被忽略的,所以近距离门杂波的估计具有它的特殊性.

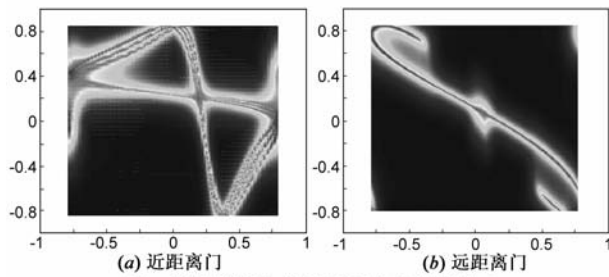


图4 近距离门和远距离门的杂波谱分布

综上所述,对于存在距离模糊时的双基地杂波协方差矩阵的估计问题,如果单独采用引言中的任何一种单一的方法,而不根据近、中、远模糊距离门的差异区别对待,则很难获得较好的估计效果. 论文的研究正是以此为出发点,在考虑杂波分布特性的基础上结合各种估计方法的优势,实现对存在距离模糊的双基地杂波协方差矩阵的有效估计.

3 基于数据分离的杂波估计方法

通过第2节的分析可知,双基地情况下近、中、远模糊距离门的杂波特性各不相同. 这表明此时如果利用相邻距离门的采样数据样本估计待测距离门的杂波协方差矩阵,就该依照近、中、远模糊距离门各自杂波分布特点,采用适当方法对杂波协方差的统计特性进行估计. 由式(21)可知,某一距离门的采样数据样本包含了所有相应模糊距离门的回波数据. 即各个模糊距离门的回波数据在时域上是混叠的,如果期望对近、中、远的各个模糊距离门数据分别处理,首先就应将混叠的采样数据样本进行分离. 不妨设相邻距离门的采样数据样本为 $\mathbf{Z}_{l,j}$, $j = -K, \dots, -2, -1, 1, 2, \dots, K$, 其中 $2K$ 表示用于杂波估计的相邻距离门个数,则有:

$$\mathbf{Z}_{l,j} = \mathbf{Y}_{l,j} + \mathbf{N}_0 = \mathbf{V}_{l,j} \mathbf{r}_{l,j} + \mathbf{N}_0 = \sum_{i=1}^{L=3} \mathbf{V}_{l,j}^{(i)} \mathbf{r}_{l,j}^{(i)} + \mathbf{N}_0 \quad (27)$$

式(27)中距离模糊数 L 的取值为 3, 1 表示近地杂波, 2 表示中距离杂波, 3, 表示远场杂波. 虽然, 三部分杂波在时域上是混叠的, 但是从图 3 中可以知道它们在空域-多普勒域是可分的^[14], 只要在对应的各个模糊距离门的 $w_t \rightarrow w_s$ 分布曲线上计算 $\mathbf{Z}_{l,j}$ 的 2DFFT, 就能够提取出该模糊距离门的频域分量, 再通过 2IDFFT 把它转化为时域分量, 便可获得各个模糊距离门数据的时域分解, 这个过程本质上就是一个滤波器, 只不过是在二维频域的特定曲线上滤波. 实际上, 杂波协方差矩阵的估计通常都需要经过频域变换的过程. 因此, 并不需要立即对频域分解后的数据进行逆变换, 而因根据杂波

协方差矩阵估计的具体需要选择不同的处理方法. 下面将给出利用相邻距离门 l_j 的采样数据样本 $\mathbf{Z}_{l,j}$ 估计待测距离门的杂波协方差矩阵 \mathbf{R}_l 的整个过程结构框图, 并给出算法的具体步骤. 如下:

(1) 选定相邻距离门 l_j 的采样数据样本 $\mathbf{Z}_{l,j}$, 依据双基地的结构参数计算该距离门及相应的模糊距离门处的 $w_t \rightarrow w_s$ 分布曲线.

(2) 将采样数据样本 $\mathbf{Z}_{l,j}$ 扩展补零, 并且分别在 3 条 $w_t \rightarrow w_s$ 曲线上进行二维的离散傅立叶变换, 假设 (U_c, V_c) 是曲线上的点, 则有 $\mathbf{Z}_{l,j}$ 在该点上的功率谱密度 (PSD) 为:

$$p(U_c, V_c) = \left| \frac{1}{NM} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{Z}_{l,j}(n, m) e^{-j2\pi(nU_c + mV_c)} \right|^2 \quad (28)$$

此时相当于实现模糊距离门的频域分离.

(3) 远场时, 相邻距离门的杂波谱具有近似相同的谱分布结构, 可以直接采用 SMI 算法, 所以图 5 中直接对滤波后的数据进行插值、2DIFFT 变换, 并利用 SMI 算法估计该部分数据对应的杂波协方差, 即 $\mathbf{R}_l^{(3)} = \frac{1}{2K} \sum_{j=-K, i \neq 0}^K \mathbf{Z}_{l,j}^{(3)}$, 其中 $\mathbf{Z}_{l,j}^{(3)}$ 表示 2DIFFT 变换的输出.

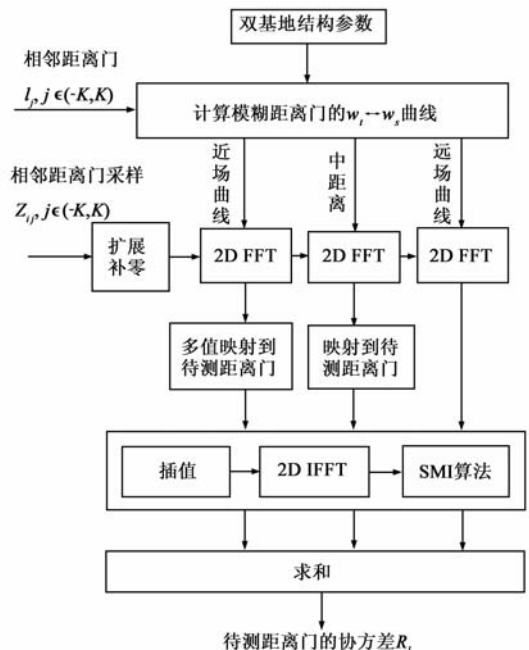


图5 杂波协方差矩阵估计原理框图

(4) 中距离时, 因为相邻距离门的杂波谱不再满足同分布要求, 所以需要先在频域实现映射, 目的是补偿由谱结构变化带来的数据误差, 具体可以参见文献[9~12]中的 RBRDC 算法, 曲线映射的示意图如图 6 所示.

(5) 近场时, 不仅相邻距离门的杂波谱不满足同分布要求, 而且反射角 θ 接近 90° , 此时相邻距离门上对

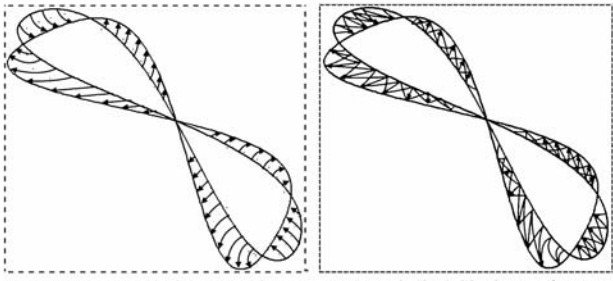


图6 RBRDC算法原理示意图 图7 多值映射原理示意图

应点的 $\gamma_l(f_x^{(i)})$ 值不能认为近似相等,所以还应该对 $\gamma_l(f_x^{(i)})$ 的变化进行补偿.基本思路是将 θ 的信息从 $\gamma_l(f_x^{(i)})$ 中分离出来,并利用相邻距离门的多个点对待测距离门的一个点进行估计,如图7,具体方法如下.

近场时,不妨将式(7)写为

$$\gamma_l(f_x^{(i)}) = \gamma'_l(f_x^{(i)}) \cos \theta_l \quad (29)$$

此时,式(10)可以写为

$$\gamma_l(n, k) = \sum_{i=1}^{N_c} \gamma'_{l,i} \cos \theta_l^i e^{jmw_{s,i} + jkw_{t,i}} \quad (30)$$

将式(30)代入式(28),并令 $2\pi v = w_{s,i0}$, $2\pi u = w_{t,i0}$,

则有 $p(w_{s,i0}, w_{t,i0})$ 的表达式如下

$$p_l(w_{s,i0}, w_{t,i0}) = \left| \sum_{i=1}^{N_c} \gamma'_{l,i} \cos \theta_l^i \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(w_{s,i} - w_{s,i0})} \right) \left(\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{jm(w_{t,i} - w_{t,i0})} \right) \right|^2 \quad (31)$$

若令

$$x_s = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(w_{s,i} - w_{s,i0})}, x_t = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{jm(w_{t,i} - w_{t,i0})} \quad (32)$$

则式(32)的 x_s 和 x_t 可以理解为函数 $F(n) = 1$ 在频点 $(w_{s,i} - w_{s,i0})$ 及 $(w_{t,i} - w_{t,i0})$ 处的离散傅立叶变换的取值.显然, $F(n) = 1$ 是一个直流信号,当 $w_{s,i} - w_{s,i0} \neq 0$ 时 $x_s = 0$, $w_{t,i} - w_{t,i0} \neq 0$ 时 $x_t = 0$,此时式(32)化简为

$$p_l(w_{s,i0}, w_{t,i0}) = (\gamma'_{l,i0} \cos \theta_l^{i0} \delta(i - i_0))^2 \quad (33)$$

该式表明在数据足够长时,杂波点 $(w_{s,i0}, w_{t,i0})$ 的功率谱密度只与该点的散射系数有关而与其它杂波点源无关.但实际的数据长度总是有限的,使得 $F(n) = 1$ 并不是在整个时域都成立,因此式(31)变为如下形式

$$p_l(w_{s,i0}, w_{t,i0}) = \left| \sum_{i=1}^{N_c} \left\{ \frac{\sin \left[\frac{N(w_{s,i} - w_{s,i0})}{2} \right]}{2} \frac{\sin \left[\frac{M(w_{t,i} - w_{t,i0})}{2} \right]}{2} \right\} \gamma'_{l,i} \cos \theta_l^i e^{j[(N-1)(w_{s,i} - w_{s,i0})/2 + (M-1)(w_{t,i} - w_{t,i0})/2]} \right|^2 \quad (34)$$

此时时域数据经过 2DFFT 变换后的频点 $(w_{s,i0}, w_{t,i0})$ 处的功率不仅仅包含杂波中对应点的信号功率还含有其相邻点的功率成分,而且距离越近的点影响越

大.另外,若不考虑式(34)中的相邻距离门对应点的 θ_l^i 的差异,则可以继续采用如图6所示的映射方式来近似估计杂波的统计特性,但是近场时 θ_l^i 的变化很大,图6中的单点到单点的映射方式将会带来较大的误差,因此考虑采用相邻距离门的多个连续点共同映射到待测距离门的一个点的方式来补偿这种误差.此时有

$$F_l(w_{s,i0}, w_{t,i0}) = \sum_{i=-n_c}^{n_c} \left\{ \frac{\sin \left[\frac{N(w_{s,i} - w_{s,i0})}{2} \right]}{N \sin \left[\frac{(w_{s,i} - w_{s,i0})}{2} \right]} \frac{\sin \left[\frac{M(w_{t,i} - w_{t,i0})}{2} \right]}{M \sin \left[\frac{(w_{t,i} - w_{t,i0})}{2} \right]} \right\} \gamma'_{l,i} \cos \theta_l^i e^{j[(N-1)(w_{s,i} - w_{s,i0})/2 + (M-1)(w_{t,i} - w_{t,i0})/2]} \quad (35)$$

其中 $2n_c + 1 \ll N_c$,同理相邻距离门的 2DFFT 变换可以写为

$$F_{l \pm k}(w_{s,i0}^{\pm k}, w_{t,i0}^{\pm k}) = \sum_{i=-n_c}^{n_c} \left\{ \frac{\sin \left[\frac{N(w_{s,i}^{\pm k} - w_{s,i0}^{\pm k})}{2} \right]}{N \sin \left[\frac{(w_{s,i}^{\pm k} - w_{s,i0}^{\pm k})}{2} \right]} \frac{\sin \left[\frac{M(w_{t,i}^{\pm k} - w_{t,i0}^{\pm k})}{2} \right]}{M \sin \left[\frac{(w_{t,i}^{\pm k} - w_{t,i0}^{\pm k})}{2} \right]} \right\} \gamma'_{l \pm k, i} \cos \theta_{l \pm k}^i e^{j[(N-1)(w_{s,i}^{\pm k} - w_{s,i0}^{\pm k})/2 + (M-1)(w_{t,i}^{\pm k} - w_{t,i0}^{\pm k})/2]} \quad (36)$$

再对式(36)连续取 $2n_c$ 个相邻点的 $\dots, F_{l \pm k}(w_{s,i}^{\pm k}, w_{t,i}^{\pm k}, -2), F_{l \pm k}(w_{s,i}^{\pm k}, w_{t,i}^{\pm k}, -1), F_{l \pm k}(w_{s,i}^{\pm k}, w_{t,i}^{\pm k}, 0), F_{l \pm k}(w_{s,i}^{\pm k}, w_{t,i}^{\pm k}, 1), F_{l \pm k}(w_{s,i}^{\pm k}, w_{t,i}^{\pm k}, 2), \dots$, 联立以上方程,就可以近似解出 $\dots, \gamma'_{l \pm k, i+2}, \gamma'_{l \pm k, i+1}, \gamma'_{l \pm k, i0}, \gamma'_{l \pm k, i-1}, \gamma'_{l \pm k, i-2}, \dots$, 再代入式(35)就可以估计出此时待测距离门 l 在 $(w_{s,i0}, w_{t,i0})$ 的映射值,当然这种多点到单点的映射也是近似的,随 n_c 的变大能够获得一定的改善.

最后,将三种情况下得到的杂波协方差进行求和,便可得到存在距离模糊时的杂波协方差矩阵估计值.

4 仿真分析

本节中主要是比较本文方法、RBRDC 方法以及理想情况下的估计性能差异,仿真场景示意图2. R 表示接收站的位置,坐标为 $R(0,0,3)$,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 $v_x = 50, v_y = 400, v_z = 0$, E 表示地面杂波点源,其中距离单位为 km,速度单位为 m/s,接收机天线阵元个数为 12,接收天线的轴线方向与接收机机身方向一致,相干处理间隔(CPI)内处理脉冲数为 10,脉冲重频为 1000Hz,此时模糊距离为 300km,即对于双基地距离门为 500km 处的目标而言,能够同时接收到 200km、500km 及 800km 处的地杂波信号,其空时二维谱分布图可参见图3(b).

在衡量杂波抑制性能方面,空时自适应处理的研

究领域内存在一个通用标准,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:

$$IF = \frac{SCNR_{out}}{SCNR_{in}} = \frac{|w^H v|^2 P_{c,i}}{(w^H R w) P_{s,i}} = \frac{|w^H v|^2}{(w^H R w)(v^H v)} P_{c,i} \quad (37)$$

其中, $SCNR_{out}$ 表示输出信杂噪比, $SCNR_{in}$ 表示输入信杂噪比, $P_{c,i}$ 和 $P_{s,i}$ 分别表示输入杂噪功率和信号功率, w 表示滤波的权矢量, R 表示杂波协方差矩阵, 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 v_s 和时域频率 v_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^[2], 所以 IF 实际上是以 v_s, v_d 为自变量的函数, 通常都是在固定 v_s 的前提下分析 $v_d \rightarrow IF$ 的变化关系。

另外, 当权矢量满足 $w = \rho R^{-1} v$ 时, 处理器性能最优即输出信杂噪比最大^[1], 此时, 式(36)又可简化为

$$IF_{opt} = \frac{v^H R^{-1} v P_{c,i}}{v^H v} \quad (38)$$

由于式(38)中的权矢量的表达式中采用的是杂波协方差矩阵的真实值, 式(38)给出的是理想情况的改善因子的表达式, 但是在实际上的处理中只能得到杂波协方差矩阵的估计值 \hat{R} . 显然, 依据 R 的估计值获得的 IF 相对于理想的 IF_{opt} 会有所损失。

图8以 IF_{opt} 为参照, 给出了某一确定方位上 RBRDC 方法和本文方法的信噪比改善因子的仿真结果。

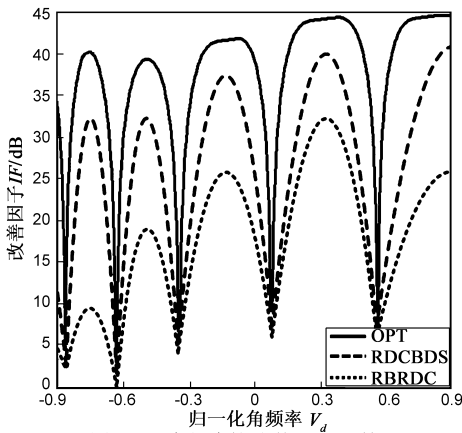


图8 两种方法的改善因子比较

图9给出了将脉冲重频改为10kHz时的两种方法的信噪比改善因子的仿真结果。

从图8和图9的仿真结果中可以总结以下几点:

(1) 双基地且存在距离模糊时, 信噪比改善因子随 v_d 的变化会出现两个以上的极小值(图中为5个), 这说明某一确定方位上, 经过空时滤波后极值处 v_d 所对应目标的信杂比很难获得有效的改善, 即此处的目标难以得到有效的检测, 出现这种情况的根本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. 通常在不存在模糊距离的情况下只有两个极值点, 比较图7与图8可知, 模糊距离门越多极值点就越多, 目标的可检测区域就减少。

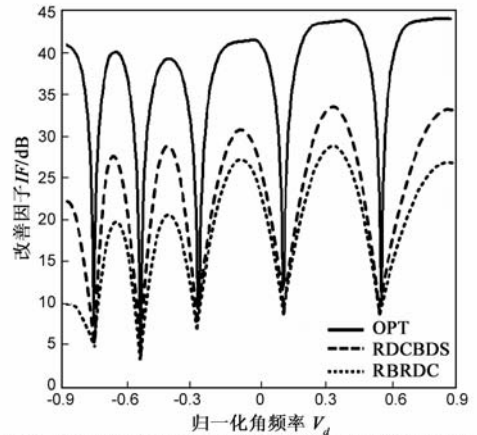


图9 重频取值10 kHz时两种方法的改善因子比较

(2) 从图8和图9中可以看出, RDCBDS方法比RBRDC方法的改善因子更接近于最优改善因子, 其主要原因是RBRDC方法在对各个距离门数据处理方法上不加以区分, 对于近场距离门的杂波协方差估计的误差偏大, 进而影响了整个杂波统计特性的有效估计. 但是随着重频的增大模糊距离门的数量会增多, 模糊距离间隔变小, 可用于估计的相邻距离门的采样数据样本数也变少, 此时RDCBDS方法的优势也相对减弱. 从图7中可以看出当重频取值为1kHz时RDCBDS方法相对RBRDC方法的信噪比改善平均在10dB左右, 而当重频取值为10kHz时RDCBDS方法相对RBRDC方法的信噪比改善平均在5dB左右。

(3) 从图8和图9中还可以看到, 本文提出的RDCBDS方法与最优处理性能之间仍然存在一定的差距, 这说明此时杂波协方差矩阵的估计值与真实值之间存在一定的误差, 其主要原因是在利用式(36)进行估计时包含了一个近似的过程, 在增加 n_c 的条件下, 可以使估计性能获得一定改善, 代价是增加了运算量。

5 结束语

论文研究了距离模糊条件下的双基地STAP的距离独立性补偿问题, 通过对此背景下的杂波建模与分析, 指出了双基地无模糊距离和有模糊距离情况下杂波分布的不同点, 分析了现有估计方法在含模糊距离的双基地杂波协方差估计问题中的不足. 在具体分析了各距离门的杂波分布特点的基础上提出了基于数据分离的杂波协方差矩阵估计方法, 给出了该方法的数据处理结构和具体实现步骤, 仿真分析表明在本文背景下该方法相对RBRDC方法具有更好的估计性能. 同时也应该指出该方法还不能到达理想的最优估计, 主

要问题在于估计中不可避免的出现了一些近似的过程;另外关于近地杂波的建模如果采用更加复杂的数学模型还应该在本文的方法的基础上做出相应的修改,以上存在的不足需要在后续的研究工作不断完善.

参考文献

- [1] L E Brennan. Theory of adaptive radar[J]. IEEE Transaction on AES, 1973, 9(2): 253 – 263.
- [2] Reed I S, et al. Rapid convergence rate in adaptive arrays[J]. IEEE Transaction on AES, 1974, 10(6): 853 – 863.
- [3] 李华, 汤俊, 彭应宁. 星载双基地雷达空时二维杂波建模方法[J]. 电子学报, 2008, 36(3): 417 – 420.
LI Hua, TANG Jun, PENG Ying-ning. Modeling of space-time clutter for bistatic space based radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(3): 417 – 420. (in Chinese)
- [4] 吴洪, 王永良. 双基地机载预警雷达杂波建模与分析[J]. 电子学报, 2006, 31(5): 247 – 289.
WU Hong, WANG Yong-liang. Modeling and analysis of the ground clutter spectrum on bistatic airborne early warning radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 31(5): 247 – 289. (in Chinese)
- [5] F Pearson, et al. Simulation and analysis of adaptive interference suppression for bistatic surveillance radar[A]. Proceeding of 2001 ASAP Symposium[C]. Lexington, MA, 2001. 135 – 140.
- [6] G Borsari. Mitigating effects on STAP processing caused by an inclined array[A]. Proceedings of IEEE Radar Conference[C]. Dallas, Tx, 1998. 145 – 151.
- [7] 鲁远耀, 马小兵. 双基地雷达 MTI 杂波非静态特性消除方法[J]. 测试技术学报, 2008, 22(4): 360 – 364.
- [8] F Pearson, G Borsari. Analysis of adaptive interference suppression for bistatic surveillance radar[A]. Proceeding of 2003 ASAP Symposium[C]. Ala, USA, 2003. 320 – 335.
- [9] B Himed, Y Zhang, A Hajjari. STAP with angle-Doppler compensation for bistatic airborne radars[A]. Proceedings of IEEE National Radar Conference [C]. Long Beach, Calif, USA, 2002. 311 – 317.
- [10] B Himed, et al. STAP with Doppler compensation for bistatic airborne radars[A]. Proceedings of IEEE National Radar Conference[C]. Long Beach, Calif, USA, 2002. 22 – 25.
- [11] F D Lapierre, J G Verly, M Van Droogenbroeck. New solutions to the problem of range dependence in bistatic STAP radars[A]. Proceedings of IEEE National Radar Conference [C]. Huntsville, Ala, USA, 2003. 452 – 459.
- [12] F D Lapierre, J G Verly. Registration-based solutions to the range-dependence problem in STAP radars[A]. Adaptive Sensor Array Processing Workshop[C]. MIT Lincoln Laboratory, Lexington, Mass, USA, 2003. 142 – 157.
- [13] F D Lapierre, J G Verly. Registration-Based range-dependence compensation for bistatic STAP radars[J]. EURASIP Journal on Applied Signal Processing 2005, (1): 58 – 98.
- [14] 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.
- [15] P R Gurrán, N A Goodman. Spectral-domain covariance estimation with a priori knowledge [J]. IEEE Transactions on AES, 2006, 42(3): 112 – 116.
- [16] L M Wart. Radar Reflectivity of Land and Sea[M]. Norwood MA: Artech House, 1991. 78 – 86.
- [17] H Li-juan, et al. Modeling of varying geometrical scenarios of bistatic radar[A]. Proceeding of International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems [C]. USA: IEEE Press, 2007. 113 – 117.

作者简介:

杨 博 男, 1978 年生. 信息与通信工程专业博士研究生. 研究方向为空间电子信息侦察技术.

E-mail: yangbo_yangbo_6@yahoo.com.cn