

机载雷达目标空时参数快速估计方法

张立峰, 王彤, 吴建新, 保铮

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 710071, 西安)

摘要: 针对机载雷达动目标空时参数估计中常用的基于最大似然准则的参数搜索方法计算量过大的问题,提出了一种新的目标空时参数快速估计方法. 该方法首先对机载雷达阵列回波信号做降维的空时自适应处理,对滤波输出最大的多普勒单元在空域取3个不同方向的导向矢量做空域滤波,得到3个不同的自适应权矢量和输出响应,再利用这些权矢量和输出响应,用多项式求根方法得到目标的空域频率,然后利用多普勒频率滤波响应主瓣附近的3个频率的输出,依据二阶近似求解极值得到目标的多普勒频率最大似然估计值. 仿真实验表明,该方法在保证估计精度与参数搜索方法相同的情况下,计算量能够减小到参数搜索方法的1/100.

关键词: 机载雷达; 动目标; 空时自适应处理; 空时参数; 参数估计

中图分类号: TN957 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)02-0135-06

A Fast Algorithm to Estimate Space-Time Parameters of Airborne Radar Target

ZHANG Lifeng, WANG Tong, WU Jianxin, BAO Zheng

(National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: A novel and fast algorithm is proposed to reduce the computation cost of the common grid searching method in estimating spacial-time parameters of airborne radar targets. The echo signal data from airborne radar array are processed by the dimension reduction spacial-time adaptive processing (STAP) method. Spacial filtering to the Doppler channel with maximal filter output is performed to get three different space angle steer vectors. Then, the spacial frequency is estimated by finding the roots of a polynomial which is constructed utilizing the three adaptive weights and outputs. The Doppler frequency is estimated using the filter outputs of three Doppler channels in the main lobe of the filter response curve and from the peak of the second-order response curve. Simulation results show that the computational cost of the proposed method is 1/100 of that of the grid searching method with the same estimation accuracy.

Keywords: airborne radar; moving target; space-time adaptive processing; space-time parameters; parameter estimation

空时自适应信号处理(STAP)^[1]能够有效地抑制空时耦合的地面杂波,提高目标的检测性能,因此它在机载雷达运动目标检测方面得到了重要应用. 采用空时自适应处理抑制杂波并检测出运动目标后,还需要对运动目标的空时参数进行估计,以实现

目标的定位并为后续的跟踪处理提供相应的参数信息. 在运动目标参数估计方面,比较常见的方法是单脉冲方法^[2]以及比相干涉法^[3-4]. 单脉冲方法在杂波背景下性能下降非常明显. 比相干涉法采用部分自由度进行杂波抑制,然后利用剩余自由度进行比相

干涉得到参数估计结果,但这种处理方式会导致自由度的损失.理想的目标空时参数估计方法应该是基于最大似然的目标参数估计方法^[5-6],这种方法常规处理需要参数精细搜索,估计精度和搜索的步长有关,计算量很大.因此,需要寻找一种简单且有效的目标参数估计方法.实际上,无论是空间频率还是多普勒频率,系统对目标的分辨都是有限的.对于目标信号的频率响应,目标信号不只在最接近的频率点输出,在附近的频率点都会有较大的输出^[7-9].利用这个特性,通过相邻频率之间的信号输出关系可以估计目标实际的空间频率和时间频率,这样可以大大降低目标参数估计的复杂性.本文采用主波束中心附近的3个角度构成的自适应滤波输出来估计目标的空间频率,采用检测多普勒通道以及相邻的2个多普勒通道信息来估计目标的多普勒频率;为了避免搜索增加计算量,利用求根方法直接求解出目标的空间频率,采用二阶近似及其极值点求解得到目标的多普勒频率,大大降低了计算复杂度.

1 信号模型

假设载机作水平匀速飞行,天线为 M 个阵元的均匀线阵,阵元间距为 d ,且 $d = \lambda/2$ (λ 为工作波长).相干积累脉冲数为 K ,重复频率为 f_r ,第 m 个阵元第 k 个脉冲第 l 个距离门的接收数据记为 x_{mkl} .如果数据中含有目标,那么 x_{mkl} 可以写成如下形式

$$x_{1mkl} = a_l s_{mk} + x_{0mkl} \quad (1)$$

式中: a_l 为目标复幅度; s_{mk} 为第 m 个阵元第 k 个脉冲的目标分量; x_{0mkl} 为第 m 个阵元第 k 个脉冲第 l 个距离门的杂波加噪声分量; $s_{mk} = \exp\{j2\pi[f_s(m-1) + f_d(k-1)]\}$; f_s 为归一化空间频率; f_d 为归一化多普勒频率.把第 l 个距离单元的数据写成矢量形式为

$$\mathbf{x}_{1l} = a_l \mathbf{s} + \mathbf{x}_{0l} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{x}_{1l} = [x_{1mkl}]_{MK \times 1}$; $\mathbf{x}_{0l} = [x_{0mkl}]_{MK \times 1}$; $\mathbf{s} = [s_{mk}]_{MK \times 1}$, 而且

$$\mathbf{s} = \mathbf{s}_t \otimes \mathbf{s}_s \quad (3)$$

其中

$$\mathbf{s}_t = [1, \exp(j2\pi f_d), \dots, \exp(j2\pi(K-1)f_d)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{s}_s = [1, \exp(j2\pi f_s), \dots, \exp(j2\pi(M-1)f_s)]^T \quad (5)$$

全空时的二维最优处理性能优越,但对实际的

系统目前几乎无法实现.一是运算量太大,其运算量为 $O[(MK)^3]$,若 $M=16, K=64$,运算量约为 1.1×10^9 ,实现实时处理很困难;二是估计协方差矩阵所需的样本数太多,根据 Reed 等人提出的 RMB 准则^[10],所需的样本数至少为 $2MK$,若 $M=16, K=64$,则样本数应大于等于 2 048,一般系统和观测场景难以满足,因而最优处理是不现实的,切实可行的方法就是降维处理.本文采用先滑窗滤波再 STAP 处理(FA)方法.

FA 方法的流程图如图 1 所示,先对每个阵元或子阵的脉冲数据进行时域多普勒滤波,然后对每个多普勒通道进行空域自适应处理.假设对第 k 个多普勒通道进行处理,对应第 k 个多普勒通道的时域多普勒滤波系数

$$\mathbf{t}_k = [\beta_0, \beta_1 \exp(j2\pi \frac{k}{K}), \dots, \beta_{K-1} \exp(j2\pi \frac{k}{K}(k-1))]^T \quad (6)$$

式中: $\beta_i (i=0, 1, \dots, K-1)$ 为 DFT 加权系数.第 k 个多普勒通道的数据可以写成

$$\mathbf{y}_{1lk} = (\mathbf{t}_k \otimes \mathbf{I}_M)^H \mathbf{x}_{1l} = a_{lk} \mathbf{s}_s + \mathbf{y}_{0lk} \quad (7)$$

式中

$$a_{lk} = a_l \mathbf{t}_k^H \mathbf{s}_t; \mathbf{y}_{0lk} = \mathbf{t}_k^H \mathbf{x}_{0l} \quad (8)$$

然后,对 $\mathbf{y}_{1lk}$ 进行空域自适应处理,其自适应权可以通过求解如下最优化问题得到

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{0lk} \mathbf{w}, \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{s}_{s0} = 1 \quad (9)$$

式中: $\mathbf{R}_{0lk} = E[\mathbf{y}_{0lk} \mathbf{y}_{0lk}^H]$; $\mathbf{s}_{s0} = [1, \exp(j2\pi f_{s0}), \dots, \exp(j2\pi(M-1)f_{s0})]^T$, f_{s0} 为预设的归一化空间频率,一般取天线主瓣中心对应的归一化空间频率.式(9)的最优解为

$$\mathbf{w}_{lk} = \frac{\mathbf{R}_{0lk}^{-1} \mathbf{s}_{s0}}{\mathbf{s}_{s0}^H \mathbf{R}_{0lk}^{-1} \mathbf{s}_{s0}} \quad (10)$$

而经过空域自适应滤波后的输出数据为

$$z_{1mkl} = \mathbf{w}_{lk}^H \mathbf{y}_{1lk} = q_{lk} + z_{0mkl} \quad (11)$$

式中: $q_{lk} = a_{lk} \mathbf{w}_{lk}^H \mathbf{s}_s$; $z_{0mkl} = \mathbf{w}_{lk}^H \mathbf{y}_{0lk}$.

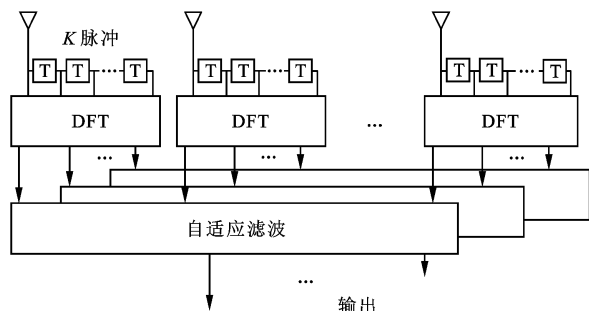


图1 FA方法流程图

2 降维空时处理的目标参数估计方法

2.1 目标空间频率估计

从式(10)可以看出,权矢量是导向矢量的函数,导向矢量是导向角度的函数,预设不同的指向角可以得到不同的空域自适应权矢量.假设已经在某一距离门中检测到目标信号,为了精确测量其角度,可以对该距离门的数据 $\mathbf{y}_{1lk}$ 进行进一步处理,采用不同的权矢量滤波产生不同的自适应输出数值.在第 k 个多普勒通道(取 FA 检测目标输出响应最强的多普勒)取 3 个不同的归一化空间频率 $[f_{s0}, f_{s1}, f_{s2}]$ 可以分别获得 3 个不同的自适应权矢量 $[\mathbf{w}_{lk0}, \mathbf{w}_{lk1}, \mathbf{w}_{lk2}]$, 即

$$\mathbf{w}_{lki} = \frac{\mathbf{R}_{0lk}^{-1} \mathbf{s}_{si}}{\mathbf{s}_{si}^H \mathbf{R}_{0lk}^{-1} \mathbf{s}_{si}}, \quad i = 0, 1, 2 \quad (12)$$

式中: $\mathbf{s}_{si} = [1, \exp(j2\pi f_{si}), \dots, \exp(j2\pi(M-1)f_{si})]^T$. 采用这 3 个自适应权矢量分别对数据进行滤波,可以得到 3 个输出

$$z_{1lki} = \mathbf{w}_{lki}^H \mathbf{y}_{1lk} = q_{lki} + z_{0lki}, \quad i = 0, 1, 2 \quad (13)$$

式中: $q_{lki} = a_{lk} \mathbf{w}_{lki}^H \mathbf{s}_s$; $z_{0lki} = \mathbf{w}_{lki}^H \mathbf{y}_{0lk} = ((\mathbf{t}_k \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{w}_{lki})^H \mathbf{x}_{0l}$.

假设杂波和噪声服从均值为 $\mathbf{0}$ 、协方差矩阵为 $\mathbf{R}_l$ 的高斯分布,即

$$\mathbf{x}_{0l} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{R}_l) \quad (14)$$

那么在 $\mathbf{R}_l$ 的估计充分精确的条件下(杂波样本服从 i. i. d 条件且样本数足够多),杂波和噪声分量 $\mathbf{z}_{0lk} = [z_{0lk0}, z_{0lk1}, z_{0lk2}]^T$ 也服从均值为 $\mathbf{0}$ 、协方差矩阵为 $\mathbf{Q}_{0lk}$ 的高斯分布,即

$$\mathbf{z}_{0lk} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{Q}_{0lk}) \quad (15)$$

$\mathbf{z}_{1lk} = [z_{1lk0}, z_{1lk1}, z_{1lk2}]^T$ 服从均值为 $a_{lk} \mathbf{s}_{hs}$ 、协方差矩阵为 $\mathbf{Q}_{0lk}$ 的高斯分布,即

$$\mathbf{z}_{1lk} \sim \text{CN}(a_{lk} \mathbf{s}_{hs}, \mathbf{Q}_{0lk}) \quad (16)$$

式中: $\mathbf{s}_{hs} = [\mathbf{w}_{lk0}, \mathbf{w}_{lk1}, \mathbf{w}_{lk2}]^H \mathbf{s}_s$. 因此, $\mathbf{z}_{1lk}$ 的概率密度函数为

$$p(\mathbf{z}_{1lk} | f_s) = \frac{1}{\pi |\mathbf{Q}_{0lk}|^{1/2}} \exp\{-(\mathbf{z}_{1lk} - a_{lk} \mathbf{s}_{hs})^H \mathbf{Q}_{0lk}^{-1} (\mathbf{z}_{1lk} - a_{lk} \mathbf{s}_{hs})\} \quad (17)$$

由式(17)可以得到 $\mathbf{z}_{1lk}$ 的似然函数为

$$L_{it}(f_s, a_{lk}) = -(\mathbf{Z}_{1lk} - a_{lk} \mathbf{s}_{hs})^H (\mathbf{Z}_{1lk} - a_{lk} \mathbf{s}_{hs}) \quad (18)$$

式中: $\mathbf{Z}_{1lk} = \mathbf{Q}_{0lk}^{-1/2} \mathbf{z}_{1lk}$; $\mathbf{s}_{hs} = \mathbf{Q}_{0lk}^{-1/2} \mathbf{s}_{hs}$.

式(18)关于 a_{lk} 求导并令求导式为 0,可以得到 a_{lk} 的最大似然估计为

$$a_{lk} = (\mathbf{s}_{hs}^H \mathbf{s}_{hs})^{-1} \mathbf{s}_{hs}^H \mathbf{Z}_{1lk} \quad (19)$$

将其代入式(18)可以得到

$$L_{it}(f_s) = -\mathbf{Z}_{1lk}^H \mathbf{P}_{s_{hs}}^\perp \mathbf{Z}_{1lk} \quad (20)$$

式中: $\mathbf{P}_{s_{hs}}^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{s}_{hs} (\mathbf{s}_{hs}^H \mathbf{s}_{hs})^{-1} \mathbf{s}_{hs}^H$.

得到了 a_{lk} 的最大似然估计后,可以通过最大化 $L_{it}(f_s)$ 来得到 f_s 的估计,即

$$\max_{f_s} [L_{it}(f_s)] = \min_{f_s} [J(f_s)] = \min_{f_s} [\mathbf{Z}_{1lk}^H \mathbf{P}_{s_{hs}}^\perp \mathbf{Z}_{1lk}] \quad (21)$$

式中: $J(f_s)$ 为代价函数.

经过整理,式(21)的最优解等价于下式的最优解

$$\max_{f_s} [g(f_s)] = \max_{f_s} \left(\frac{\mathbf{s}_s^H \mathbf{A}_1 \mathbf{s}_s}{\mathbf{s}_s^H \mathbf{B}_1 \mathbf{s}_s} \right) \quad (22)$$

式中

$$\mathbf{A}_1 = [\mathbf{w}_{lk0}, \mathbf{w}_{lk1}, \mathbf{w}_{lk2}] \mathbf{Q}_{0lk}^{-1} \mathbf{z}_{1lk} \mathbf{z}_{1lk}^H \mathbf{Q}_{0lk}^{-1} \cdot [\mathbf{w}_{lk0}, \mathbf{w}_{lk1}, \mathbf{w}_{lk2}]^H \quad (23)$$

$$\mathbf{B}_1 = [\mathbf{w}_{lk0}, \mathbf{w}_{lk1}, \mathbf{w}_{lk2}] \mathbf{Q}_{0lk}^{-1} [\mathbf{w}_{lk0}, \mathbf{w}_{lk1}, \mathbf{w}_{lk2}]^H \quad (24)$$

为了避免采用搜索方法来获得 f_s 的估计,可以将上述代价函数 $g(f_s)$ 转化为关于某一变量的多项式,然后采用求根方法来计算得到 f_s 的估计.

令 $\mathbf{s}_s = [1, s, \dots, s^{M-1}]^T$, 并且满足 $\mathbf{s}_s^H = [1, 1/s, \dots, (1/s)^{M-1}]$, 那么式(22)的代价函数可以写成关于 s 的多项式,即

$$g(s) = g_1(s) g_2^{-1}(s) \quad (25)$$

式中: $g_1(s) = \mathbf{s}_s^H \mathbf{A}_1 \mathbf{s}_s$; $g_2(s) = \mathbf{s}_s^H \mathbf{B}_1 \mathbf{s}_s$, 且 $g_2(s) > 0$.

对 $g(s)$ 关于 s 求导并令其等于 0, 即

$$\dot{g}(s) = \dot{g}_1(s) g_2^{-1}(s) - g_1(s) g_2^{-2}(s) \dot{g}_2(s) = 0 \quad (26)$$

经过整理,可以得到 $g(s)$ 的局部极值点满足如下条件

$$\dot{g}_1(s) g_2(s) - g_1(s) \dot{g}_2(s) = 0 \quad (27)$$

在这些局部极值点中,有些并不满足 $|s| = 1$, 这些点无关紧要. 因此,第 1 步需要挑出满足 $|s| = 1$ 的局部极值点,第 2 步就是在这些满足 $|s| = 1$ 的局部极值点中挑出具有最大似然函数值的极值点,该极值点就是式(26)的最优解.

2.2 目标多普勒频率估计

对于目标的频率响应,目标不会只在单个多普勒单元有输出,而是在相邻多普勒通道也有输出.由式(8)可以得到归一化频率为 f_t 的目标在第 k 个多普勒通道的复幅度为

$$a_{lk} = a_t \mathbf{t}_k^H \mathbf{s}_t = a_t \sum_{n=0}^{K-1} \beta_n \exp(j2\pi n(f_t - \frac{k}{K})) \quad (28)$$

同理,目标处于第 $k-1$ 个和第 $k+1$ 个多普勒通道的复幅度分别为

$$a_{l(k-1)} = a_l \mathbf{t}_{k-1}^H \mathbf{s}_l = a_l \sum_{n=0}^{K-1} \beta_n \exp\left(j2\pi n\left(f_t - \frac{k-1}{K}\right)\right) \quad (29)$$

$$a_{l(k+1)} = a_l \mathbf{t}_{k+1}^H \mathbf{s}_l = a_l \sum_{n=0}^{K-1} \beta_n \exp\left(j2\pi n\left(f_t - \frac{k+1}{K}\right)\right) \quad (30)$$

在式(28)~式(30)中, $a_{l(k-1)}$ 、 a_{lk} 和 $a_{l(k+1)}$ 可以看作是归一化频率为 f_t 的单频信号在 3 个相邻频率滤波器的输出,因此 $I(f) = \mathbf{t}_f^H \mathbf{s}_l$ 可以看作是 DFT 的频率响应,其中 $\mathbf{t}_f = [\beta_0, \beta_1 \exp(j2\pi f), \dots, \beta_{K-1} \exp(j2\pi f(K-1))]^T$. 如果 DFT 滤波时没有加窗,即 $\beta_n = 1$,则

$$I(f) = \exp(j\pi(f_t - f)(K-1)) \text{sa}(f_t - f) \quad (31)$$

式中: $\text{sa}(x) = \frac{\sin(K\pi x)}{\sin(\pi x)}$. 如果 DFT 滤波时进行了相应的加窗,那么其幅度频率响应 $|I(f)|$ 不再是 $\text{sa}(\cdot)$ 函数,其主瓣会相应展宽. 在主瓣中心附近的幅频响应可以采用二阶近似^[11],也就是

$$|I(f)| = a_0 f^2 + b_0 f + c_0 \quad (32)$$

利用主瓣中心附近的 3 个频率的输出可以得到 a_0 、 b_0 和 c_0 的估计

$$\begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \\ c_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{k-1}^2 & f_{k-1} & 1 \\ f_k^2 & f_k & 1 \\ f_{k+1}^2 & f_{k+1} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} a_{l(k-1)} \\ a_{lk} \\ a_{l(k+1)} \end{bmatrix} \quad (33)$$

而主瓣中心的位置也就是目标的多普勒频率,可以通过式(34)得到

$$\frac{\partial I(f)}{\partial f} = 2a_0 f + b_0 = 0 \quad (34)$$

即

$$f_t = -\frac{b_0}{2a_0} \quad (35)$$

实际上 a_{lk} 、 $a_{l(k-1)}$ 和 $a_{l(k+1)}$ 不可能精确已知,必须从数据中估计得到,由式(19)可以得到 a_{lk} 的最大似然估计为

$$a_{lk} = (\mathbf{s}_{lks}^H \mathbf{s}_{lks})^{-1} \mathbf{s}_{lks}^H \mathbf{Z}_{1lk} \quad (36)$$

同样,可以得到 $a_{l(k-1)}$ 和 $a_{l(k+1)}$ 的最大似然估计分别为

$$a_{l(k-1)} = (\mathbf{s}_{(k-1)hs}^H \mathbf{s}_{(k-1)hs})^{-1} \mathbf{s}_{(k-1)hs}^H \mathbf{Z}_{1l(k-1)} \quad (37)$$

$$a_{l(k+1)} = (\mathbf{s}_{(k+1)hs}^H \mathbf{s}_{(k+1)hs})^{-1} \mathbf{s}_{(k+1)hs}^H \mathbf{Z}_{1l(k+1)} \quad (38)$$

因此,可以利用式(36)~式(38)计算 a_{lk} 、 $a_{l(k-1)}$ 和 $a_{l(k+1)}$,再解方程(33)得到 a_0 、 b_0 和 c_0 的估计,最

后由式(35)得到目标的多普勒频率估计.

3 计算量分析

基于最大似然准则的二维参数搜索估计方法计算量为 $O(8M^2 N_s N_d)$,其中 N_s 、 N_d 分别为空域维和多普勒维的搜索点数. 当要求尽可能高的估计精度时, N_s 、 N_d 趋于无穷大.

本文方法计算量分析如下:

(1) 据式(10)计算 $\mathbf{w}_{lki}$ 的计算量为 $O(4(M^2 + M^2 + M))$;

(2) 据式(22)计算代价函数 $g(f_s)$ 的计算量为 $O(4(14M))$;

(3) 通过代价函数用多项式求根方法估计 f_s , 计算量为 $O((24+20P)M^2)^{[12]}$,其中 P 为多项式求根求得的极值点数;

(4) 估计 f_d 的计算量主要集中在估计 a_{lk} 、 $a_{l(k-1)}$ 和 $a_{l(k+1)}$,约为 $O(4 \times 3 \times (3 \times 3^3 + 3^2 + 3M))$.

综合以上分析,本文方法总体的计算量约为 $O(4[(8+5P)M^2 + 24M + 270])$.

对于二维参数搜索方法, N_s 、 N_d 通常远大于 100,而 M 、 P 通常小于 100,所以本文方法的计算量远远小于参数搜索方法的计算量.

4 仿真实验

仿真实验采用如下参数:载机高度为 6 km,载机飞行速度为 180 m/s,天线为正侧视阵,主波束指向阵面法线方向,波长 0.50 m,重复频率 1 500 Hz,阵面规模为 8 行 16 列,阵元幅相误差 3%,相干积累脉冲数 64,对接收数据进行列子阵合成,等效为 16 单元的线阵,合成后主瓣杂波的杂噪比为 50 dB,旁瓣杂波的杂噪比为 15 dB. 在第 160 个距离门加入一个归一化空间频率为 0.05、归一化多普勒频率为 0.3 的目标,其中信噪比为 15 dB. 图 2 给出了某一个阵元的距离多普勒图,由于目标所处的第 43 个多普勒单元的杂波能量和目标能量相当,使得目标被杂波所淹没. 采用 FA 方法抑制杂波并检测到目标后,由第 3 节给出方法估计运动目标参数. 图 3 给出了由似然函数式(21)得到的求根结果,其中有很多根分布在单位圆上. 图 4 给出了采用归一化空间频率搜索得到的代价函数 $J(f_s)$ 值. 可以看出,采用求根方法得到的目标归一化空间频率与搜索得到的目标归一化空间频率一致,都为 0.05,处理中参数搜索方法在空域维取搜索点数 $20M = 320$. 采用式(35)的估计方法可以得到目标的归一化多普勒频率

为 0.309. 参数搜索方法在多普勒维取搜索点数 $20K=1\ 280$,得到的搜索结果为 0.307,此时的运算负担极大,即使

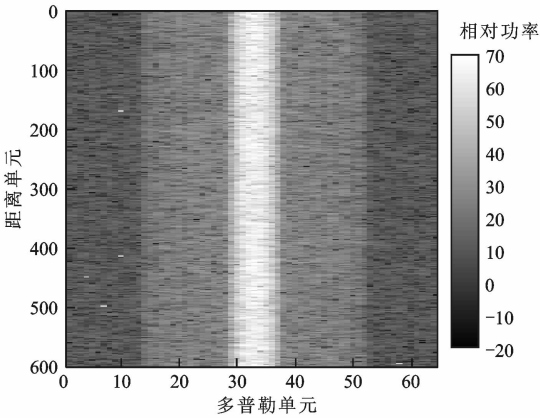


图 2 距离多普勒图

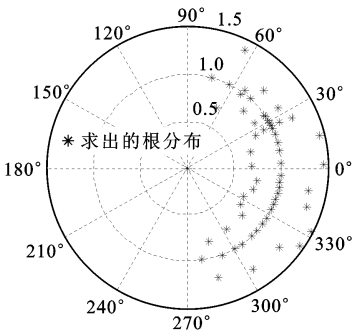


图 3 根分布图

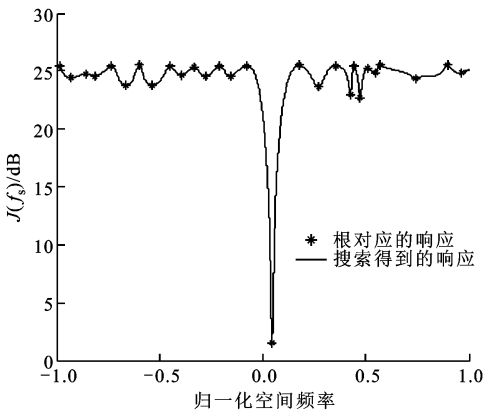


图 4 不同空间频率的代价函数

参数搜索方法实际处理中仅对目标响应主瓣进行搜索,处理时间仍为本文方法的 100 倍以上. 取搜索点数 128,搜索估计结果为 0.31,此时的运算量仍远大于本文方法. 设置信噪比为 30 dB,搜索点数 1 280,其他参数相同,搜索方法与本文方法得到归一化多普勒频率均为 0.302. 设置信噪比 30 dB,搜索点数 128,搜索方法得到结果为 0.305.

该仿真实验证明:两种方法估计精度都受到目标信噪比和杂波相消后剩余杂波的制约,信噪比及杂波相消后的信杂噪比越高,估计精度也越高. 所以估计误差主要来源于剩余杂波和噪声的影响. 本文方法中响应主瓣的二阶近似也会导致一定误差,仿真实验证实,该近似对估计精度影响较小. 所以,提高该方法性能的重点在于提高杂波抑制后的信杂噪比. 常规的搜索估计方法在搜索步长较大时,精度不如本文方法,而此时其计算量仍远大于本文方法.

5 结 论

本文提出了一种杂波背景下机载雷达目标空间频率和多普勒频率快速估计的方法. 它不是采用导向矢量细化搜索来提高目标的参数估计精度,而是利用多个不同导向的空时自适应波束的输出,采用多项式求根直接求出目标空间频率,然后利用相邻多普勒通道的目标信息用二阶近似并求解其峰值的方法得出目标多普勒频率. 仿真实验证实常规参数搜索估计方法和本文方法的估计精度都受到信杂噪比的制约,信杂噪比越高,估计精度也越高. 搜索方法的估计精度还受到搜索步长的限制. 本文方法在得到与参数搜索方法类似的估计精度时计算量远远小于参数搜索方法.

参考文献:

[1] 王永良,彭应宁. 空时自适应信号处理 [M]. 北京:清华大学出版社,2000.

[2] SKOLNIK M I. Radar handbook [M]. New York, USA: McGraw-Hill, 1990:705-713.

[3] 周红,黄晓涛,常玉林,等. 子带子孔径 ATI 地面运动目标检测及参数估计方法 [J]. 电子与信息学报, 2010, 32(1):62-68.

ZHOU Hong, HUANG Xiaotao, CHANG Yulin, et al. A ground moving target detection and parameter estimation method using subband and subaperture along track interferometry [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2010, 32(1): 62-68.

[4] 文珺,廖桂生,朱圣棋. 基于 InSAR 构型的地面运动目标检测与测速方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(3):495-498.

WEN Jun, LIAO Guisheng, ZHU Shengqi. Method for ground moving target indication and velocity estimation based on InSAR system [J]. Systems Engineering and Electronics, 2010, 32(3): 495-498.

[5] 赵永波,张守宏. 雷达低角跟踪环境下的最大似然波达方向估计方法 [J]. 电子学报, 2004, 32(9): 1520-

- 1523.
- ZHAO Yongbo, ZHANG Shouhong. Maximum likelihood DOA estimation in radar low-angle tracking environment [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2004, 32(9): 1520-1523.
- [6] 刘颖, 廖桂生, 周争光. 对图像配准误差稳健的分布式星载 SAR 地面运动目标检测及高精度的测速定位方法 [J]. *电子学报*, 2007, 35(6): 1009-1015.
- LIU Ying, LIAO Guisheng, ZHOU Zhengguang. A robust method to images registration of ground moving target detection and relocation for distributed small satellites synthetic aperture radar [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2007, 35(6): 1009-1015.
- [7] DUSAN A. Weighted multipoint interpolated DFT to improve amplitude estimation of multifrequency signal [J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2002, 51(2): 287-292.
- [8] ALBERTO B, GIOVANNI F, CARLA T. Monitoring of induction machines by maximum covariance method for frequency tracking [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2006, 42(1): 69-78.
- [9] HONG D, KIM D, LEE Y. A simple interpolation technique for the DFT for joint system parameters estimation in burst MPSK transmissions [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(7): 1051-1056.
- [10] REED I S, MALLET J D, BRENNAN L E. Rapid convergence rate in adaptive arrays [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1974, 10(6): 853-863.
- [11] ZAKHAROV Y V, BARONKIN V M, TOZER T C. DFT-based frequency estimators with narrow acquisition range [J]. *IEE Proceedings: Communications*, 2001, 148(1): 1-7.
- [12] WU Jianxin, WANG Tong, BAO Zheng. Fast realization of maximum likelihood angle estimation with small adaptive uniform linear array [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2010, 58(12): 3951-3960.

(编辑 刘杨)