

文章编号: 1001- 2486(2008) 06- 0094- 07

共形阵机载相控阵雷达统一杂波建模与分析*

高飞^{1,2}, 谢文冲², 段克清^{1,2}, 王永良²

(1. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073; 2. 武汉雷达学院 重点实验室, 湖北 武汉 430019)

摘要: 针对机载雷达任意形状共形阵列, 在考虑阵元方向图及其安装指向的情况下, 给出了阵元级统一杂波模型, 在此基础上对共形阵的空域匹配滤波器进行了研究, 给出了与常规平面阵不同的共形阵空域匹配滤波器形式。最后通过对几种典型机载共形阵天线的杂波仿真, 分析了共形阵机载相控阵雷达的杂波分布规律, 验证了模型的合理性, 得出了有用结论。

关键词: 共形阵; 机载雷达; 杂波建模

中图分类号: TN958. 92 文献标识码: A

Modeling and Analysis of Conformal Array Airborne Phased Radar Clutter*

GAO Fei^{1,2}, XIE Wen-chong², DUAN Ke-qing^{1,2}, WANG Yong-liang²

(1. College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China;

(2. Key Research Lab, Wuhan Radar Academy, Wuhan 430019, China)

Abstract: In view of the factors such as the element pattern and the element direction for an arbitrary airborne radar conformal array, the spatial snapshot and the subarraying are studied, and a general clutter model at the element level is introduced on the basis of the fact that the conformal array spatial matched filter, which is different from that of routine planar array, is provided. Finally, clutters and their distribution of several conformal arrays for airborne radar are simulated and analyzed respectively. The Results validates the feasibility of the clutter model.

Key words: conformal array; airborne radar; clutter modeling

随着科技的发展和作战水平的不断提升, 各国对作战飞机的各项性能指标要求不断提高, 其中包括飞机的有效载荷和隐身性能等。其中, 共形阵机载相控阵雷达相关问题的研究得到世界各国的高度重视。从目前国际的发展状况来看, 一个发展方向是采用飞机蒙皮共形天线, 也称为“智能蒙皮”^[1], 其天线阵元可与飞机机身的结构巧妙地合为一体, 实现宽波段和多功能; 另一个发展方向是采用联合翼飞机。智能蒙皮共形阵天线目前还未达到应用阶段, 最可能首先应用的是以联合翼飞机为载体的共形阵天线。其中具有代表性的是美国的联合机翼布局飞机, 包括波音公司在研的“联翼”飞机和洛克希德·马丁公司在研的“盒式机翼”飞机, 其四个机翼均布满共形相控阵天线, 可覆盖空域 360° 范围。在共形阵机载相控阵雷达的理论研究方面, 国外具有代表性的是 M. Zatman 针对圆环共形阵的研究^[2-3], 其中通过与均匀正侧线阵的比较, 对圆环阵的杂波特性进行了分析, 指出相对正侧均匀线阵配置, 共形阵配置会带来杂波依距离的非均匀及杂波自由度的增加, 最后对相应的杂波抑制方法进行了研究。国内, 文献[4] 针对机载圆柱共形阵的杂波特性及杂波抑制方法进行了研究, 文献[5] 对 X- 频段的圆柱共形阵天线进行了仿真和测试, 文献[6] 通过估计多项系统参数, 再用估计的参数重构待检测单元的杂波协方差矩阵, 提出了一种共形阵杂波抑制方法。而针对任意形状共形阵机载雷达杂波建模的研究还未见报道。

1 几何模型及阵元级建模

对于三维空间中的任一曲面 $F(x, y, z) = 0$, 假设布置于其上的第 i 个阵元坐标为 (x_i, y_i, z_i) ($i = 1,$

* 收稿日期: 2008- 06- 16

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(60736009); 国家部委资助项目

作者简介: 高飞(1979-), 男, 博士生。

2, ..., M_e , M_e 为阵元总数)。通常阵元安置方向会受到共形阵面局部的几何形状影响, 因此规定阵元安置方向为其所在处曲面的法线方向。则第 i 个阵元的指向定义为

$$\mathbf{n}_{d_i} = [F_x(x_i, y_i, z_i), F_y(x_i, y_i, z_i), F_z(x_i, y_i, z_i)]^T \quad (1)$$

图 1(a) 和(b) 分别给出了包含阵元分布和阵元指向的机翼和机头共形阵的几何模型。

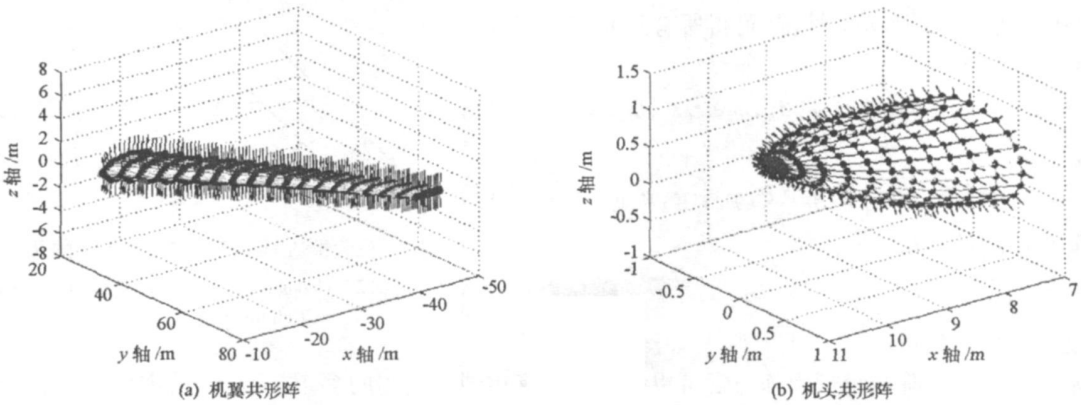


图 1 两种共形阵的几何模型

Fig. 1 Geometry models of two conformal arrays

假设载机飞行方向为 x 轴方向, 共形阵天线波束指向的方位角为 θ , 俯仰角为 φ , 则波束指向矢量可定义为 $\mathbf{K}(\theta, \varphi) = [\cos\theta\cos\varphi, \sin\theta\cos\varphi, \sin\varphi]^T$ 。假设共形阵所包含的所有阵元的方向图均采用余弦方向图, 则第 i 个阵元的阵元方向图表示为:

$$g_{d_i}(\beta_i) = \begin{cases} g_0 \left| \cos\left(\beta_i \frac{\pi}{\theta_{null}}\right) \right|, & -\frac{\pi}{2} \leq \beta_i \leq \frac{\pi}{2} \\ g_b g_0 \left| \cos\left(\beta_i \frac{\pi}{\theta_{null}}\right) \right|, & \frac{\pi}{2} \leq \beta_i \leq \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad (2)$$

其中, g_0 为阵元的峰值增益, g_b 为后向衰减系数, θ_{null} 为两零点间的主瓣宽度, $\beta_i = \arccos(\mathbf{n}_{d_i} \cdot \mathbf{K}(\theta, \varphi))$ 为第 i 个阵元的指向和共形阵天线波束指向之间的夹角。若共形阵天线的主波束指向的方位角和俯仰角分别为 θ_0 和 φ_0 , 则整个阵面的发射方向图为

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^{M_e} w_i g_{d_i}(\theta, \varphi) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}[\mathbf{K}(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{d}_i - \mathbf{K}(\theta_0, \varphi_0) \cdot \mathbf{d}_i]} \cdot \mathbf{d}_i \quad (3)$$

其中, w_i 为第 i 个阵元的发射加权, \mathbf{d}_i 为第 i 个阵元的位置(坐标)矢量。对于共形阵, 各接收方向图是不同的, 因而无法给出统一的接收方向图的数学表达式。本文将直接给出阵元级的杂波模型。

2 空时杂波信号建模

2.1 杂波功率

为了简化建模工作, 做以下几点假设: (1) 各杂波单元满足独立同分布(IID)条件; (2) 在相干处理时间内, 杂波源的散射特性不变; (3) 在相干处理时间内, 雷达相位中心与杂波源的相对几何中心关系近似不变; (4) 载机作匀速直线飞行。

如图 2 所示, 设距雷达天线为 R_l (假设其对应第 p 个距离单元) 的杂波环上方位角为 θ_m 的杂波单元在雷达天线处形成的信号电压为 $v_p(\theta_m, \varphi_l)$, 可表示为

$$v_p(\theta_m, \varphi) = \frac{F(\theta_m, \varphi) \zeta_{m,l}}{R_l^2} \quad (4)$$

其中, $\zeta_{m,l}$ 为一由杂波单元雷达等效截面积、雷达系统参数及杂波幅度起伏模型决定的随机变量, 反映不同距离环内或同一距离环内不同方位上杂波单元的回波起伏, 可认为在雷达相干处理时间内服从同种分布。以下均以该杂波单元回波来向说明问题。

2.2 空域采样及子阵合成

考虑到阵元间的回波相位时延及阵元的接收增益, 则第 i 个阵元接收到的基带复信号为

$$r_{m,l}(i) = v_p(\theta_m, \varphi_l) g_{di}(\theta_m, \varphi_l) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} K(\theta_m, \varphi_l) \cdot d_{ei}} \quad (5)$$

将(5)式拓展到全部阵元的情况, 可得所有阵元的空域采样杂波数据矢量为

$$\mathbf{x}_{e/m,l} = v_p(\theta_m, \varphi_l) [\hat{\mathbf{g}}(\theta_m, \varphi_l) \odot \mathbf{s}_s(\theta_m, \varphi_l)] \quad (6)$$

其中,

$$\hat{\mathbf{g}}(\theta, \varphi) = [g_{d1}(\theta, \varphi), g_{d2}(\theta, \varphi), \dots, g_{dM_e}(\theta, \varphi)]^T \quad (7)$$

为各阵元的增益矢量, 而

$$\mathbf{s}_s(\theta, \varphi) = [e^{j\frac{2\pi}{\lambda} K(\theta, \varphi) \cdot d_{e/1}}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} K(\theta, \varphi) \cdot d_{e/2}}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} K(\theta, \varphi) \cdot d_{e/M_e}}]^T \quad (8)$$

为常规空域导向矢量。

常规的均匀线阵或矩形面阵通常可以划分成具有相同方向图的多个接收子阵, 因而可以在子阵级建模。而共形阵通常不能直接形成具有相同方向图的多个子阵, 因此需要在阵元级实现杂波建模之后, 根据实际需求再对数据进行子阵合成。故可将子阵合成后的空域杂波数据矢量表示为

$$\mathbf{x}_{sub/m,l} = \mathbf{T}^H \mathbf{x}_{d/m,l} = [[\mathbf{x}_{sub/m,l}]_1, [\mathbf{x}_{sub/m,l}]_2, \dots, [\mathbf{x}_{sub/m,l}]_N]^T \quad (9)$$

其中, $\mathbf{T} \in C^{M_e \times N}$, 为一个将 M_e 个阵元合成 N 个子阵的线性求和算子, 其第 n 列的 M_e 个值对应于形成第 n 个子阵时整个阵列中 M_e 个阵元的加权值, \mathbf{T} 可表示如下:

$$\mathbf{T}(i, n) = \begin{cases} 0, & \text{第 } n \text{ 个子阵中不包含第 } i \text{ 个阵元} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} K(\theta_0, \varphi_0) \cdot d_{ei}} / Q_i, & \text{第 } n \text{ 个子阵为共享第 } i \text{ 个阵元的 } Q_i \text{ 个子阵之一} \end{cases} \quad (10)$$

其中, Q_i 为共享第 i 个阵元的子阵个数, 其大小与子阵的划分方式有关。

2.3 时域采样

时域导向矢量不受共形阵的几何形状影响, 其与常规阵列的形式相同, 可表示如下:

$$\mathbf{s}_t(\theta_m, \varphi_l) = [e^{j2\pi f_d(\theta_m, \varphi_l) T_r}, e^{j2\pi f_d(\theta_m, \varphi_l) T_r}, \dots, e^{j2\pi(K-1)f_d(\theta_m, \varphi_l) T_r}]^T \quad (11)$$

其中, K 为相干脉冲个数, $f_d(\theta, \varphi) = \frac{2K(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{V}}{\lambda}$ 为杂波多普勒频率, \mathbf{V} 为载机的速度矢量。通常用于描述杂波功率谱的类型有高斯型^[7]和指数型^[8], 此处以高斯型为例, 设 \mathbf{a}_t 为一具有高斯谱的序列组成的 K 维随机矢量, 则其自相关函数为 $\mathbf{A}_t = E(\mathbf{a}\mathbf{a}^H)$, 且有

$$\mathbf{A}_t(k_1, k_2) = e^{-\frac{(\Omega T_r)^2}{2}(k_1 - k_2)^2} \quad (12)$$

其中, $\Omega_c = 2\pi B_c$, B_c 为杂波谱标准差(杂波谱宽)。因而考虑杂波内部起伏时, 第 i 个阵元的时域采样可表示为

$$\mathbf{x}_{d/m,l} = v_p(\theta_m, \varphi_l) g_{ei}(\theta_m, \varphi_l) [\mathbf{a}_t \odot \mathbf{s}_t(\theta_m, \varphi_l)] \quad (13)$$

2.4 空时杂波模型

结合 2.2 节和 2.3 节的分析可知, 杂波单元的空时二维采样数据矢量可表示为

$$\mathbf{x}_{m,l} = v_p(\theta_m, \varphi_l) [\mathbf{a}_t(\theta_m, \varphi_l) \odot \mathbf{s}_t(\theta_m, \varphi_l)] \odot [\mathbf{T}^H (\hat{\mathbf{g}}(\theta_m, \varphi_l) \odot \mathbf{s}_s(\theta_m, \varphi_l))] \quad (14)$$

若该杂波距离环划分的杂波单元数为 N_c , 距离模糊数为 L , 则第 p 个距离门杂波的空时二维回波数据为

$$\mathbf{c}_p = \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^{N_c} v_p(\theta_m, \varphi_l) [\mathbf{a}_t(\theta_m, \varphi_l) \odot \mathbf{s}_t(\theta_m, \varphi_l)] \odot [\mathbf{T}^H (\hat{\mathbf{g}}(\theta_m, \varphi_l) \odot \mathbf{s}_s(\theta_m, \varphi_l))] \quad (15)$$

从(15)式可以看出, 该杂波模型与常规平面阵模型不同, 同时考虑了阵元和子阵增益的差异。

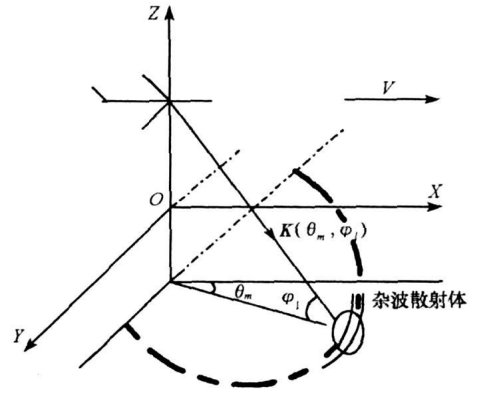


图2 机载雷达天线阵列与杂波单元的几何关系

Fig. 2 Geometry relationship of radar antenna and clutter patch

3 共形阵空时匹配滤波器

针对常规均匀线阵,空时自适应处理(STAP)中的空域匹配滤波器即为由子阵相位中心位置确定的空域导向矢量 s_s 。而对阵元和子阵增益各不相同的共形阵,空域匹配滤波器的形式并非和空域导向矢量一致。在不考虑天空背景噪声情况下,阵元级杂波空域采样矢量为 x_e ,形成子阵后考虑到接收机的内部热噪声,则子阵级的杂波加噪声空域采样矢量为

$$y_s = T^H x_e + n_r \quad (16)$$

其中, n_r 为 $N \times 1$ 维噪声矢量。设各子阵接收机热噪声为高斯白噪声,则空域杂波加噪声协方差矩阵为

$$R_y = E(y_s y_s^H) = T^H R_x T + \sigma_n^2 I \quad (17)$$

其中, σ_n^2 为噪声功率。空域匹配滤波器是基于输出信噪比最大准则求取的。若设目标信号的空域自相关矩阵为 R_s , N 个子阵的空域权矢量为 w ,则加权后的输出信噪比为

$$SNR = \frac{w^H R_s w}{w^H (\sigma_n^2 I) w} \quad (18)$$

由 2.2 节的分析可知,

$$R_s = \sigma_s^2 T^H \left(\hat{g} \odot s_s \right) \left(\hat{g} \odot s_s \right)^H T \quad (19)$$

其中, σ_s^2 为目标信号功率。若令 $a_s = T^H \left(\hat{g} \odot s_s \right)$,则(18)式可写为

$$SNR = \frac{\sigma_s^2 w^H a_s a_s^H w}{\sigma_n^2 w^H w} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \cdot \frac{|w^H a_s|^2}{|w|^2} \quad (20)$$

根据施瓦兹不等式可知,当 $w = \mu a_s = \mu T^H \left(\hat{g} \odot s_s \right)$ 时,(20)式取到最大值,且信噪比最大值为 $SNR_{\max} = |a_s|^2 \sigma_s^2 / \sigma_n^2$,其中 μ 为任意常数。但考虑到共形阵各子阵在不同波束来向增益的差异,为了使匹配滤波器在不同波束来向具有相同的增益,对(20)式中的空域权矢量 w 约束为: $w^H w = N$,从而可得 $\mu = \sqrt{N / (a_s^H a_s)}$,那么共形阵空域匹配滤波器即为

$$s_{s, \text{conf}} = \sqrt{\frac{N}{\left(\hat{g} \odot s_s \right)^H T T^H \left(\hat{g} \odot s_s \right)}} T^H \left(\hat{g} \odot s_s \right) \quad (21)$$

共形阵时域匹配滤波器与常规阵列的情况相同,仍为 s_t ,那么共形阵的空时二维匹配滤波器即为

$$s_{s-t, \text{conf}} = s_t \odot s_{s, \text{conf}} \quad (22)$$

4 仿真实验

在以下仿真实验中,阵元的峰值增益 $g_0 = 1$,后向衰减系数取 -35dB ,即 $g_b = 0.0178$, $\theta_{\text{min}} = 180^\circ$,载机速度矢量为 $V = [160, 0, 0]^T$,雷达脉冲重复频率为 $f_r = 2844.4\text{Hz}$,波长 $\lambda = 0.225\text{m}$,相干脉冲数 $K = 16$ 。分别对两种典型飞机的机翼和机头等比例模型共形阵及圆柱型共形阵的不同子阵划分方式进行杂波仿真,其中机翼共形阵阵元总个数为 475,机头共形阵阵元总个数为 336,圆柱共形阵阵元总个数为 160,其横截圆环阵参数与文献[3]中的参数相同。各共形阵的几何大小如其坐标所示。由于共形阵杂波功率谱通常为三维(空域二维,时域一维),为了便于比较,仿真中的杂波功率谱均为俯仰角固定于 0° 时的二维谱。

4.1 机翼共形阵杂波仿真

假设将共形阵天线安置在波音 767 机翼上,则该共形阵天线中各子阵相位中心等比例模型的几何位置如图 3 所示。由于合成后的子阵相位中心位置可能导致阵列稀疏,因而为了便于比较,在以下仿真中,所提的稀疏情况是指按机翼实际比例大小的情况,而不稀疏情况是指将机翼(阵元间距)等比例缩小,直至合成后的相位中心位置不会出现阵列稀疏的情况。

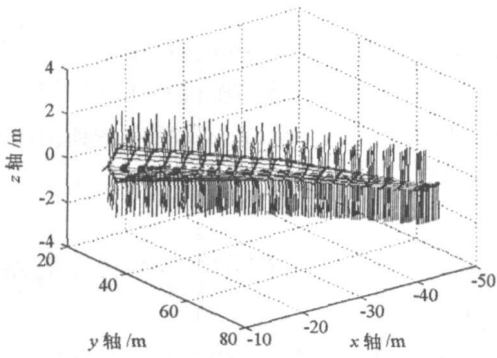


图3 机翼共形阵的等比例几何模型

Fig. 3 Geometry model of real scale airfoil conformal array

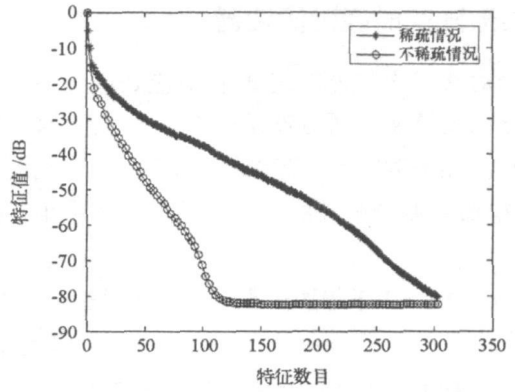


图4 机翼共形阵的杂波特征谱

Fig. 4 Clutter eigen spectrum of airfoil conformal array

图4和图5中稀疏情况和不稀疏情况分别对应如图3所示的机翼等比例模型和缩放模型共形阵的杂波特征谱和功率谱。对于等比例模型共形阵,由于合成子阵相位中心为稀疏布置,杂波自由度相对缩放模型(不稀疏情况)明显增大,且杂波谱呈现明显的栅瓣效应。从图5可以看出,按照图3中的子阵合成方式,由于机翼略为后掠翼,杂波功率谱分布与前向阵的情况近似。

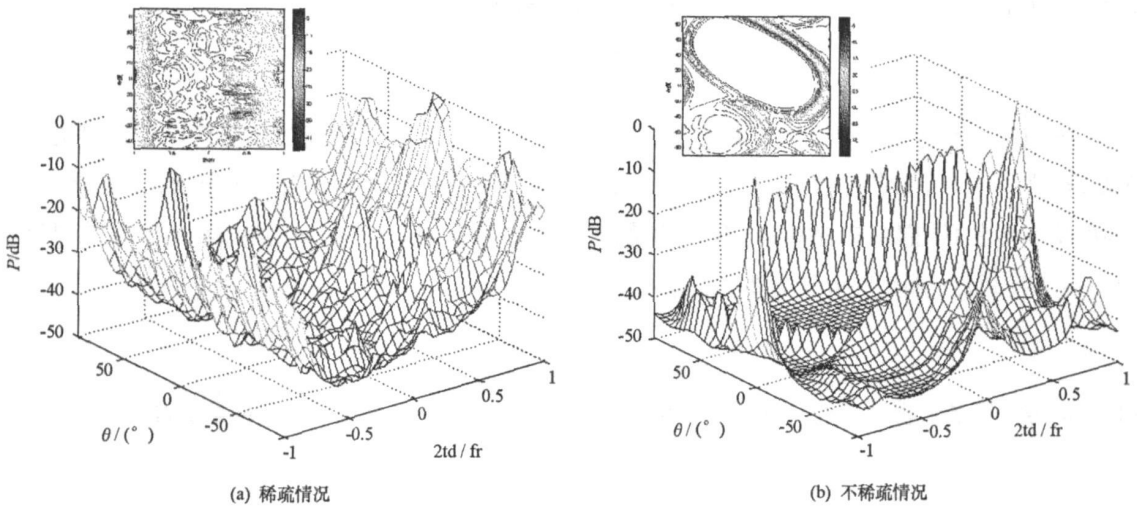


图5 机翼共形阵的杂波功率谱

Fig. 5 Clutter power spectrum of airfoil conformal array

4.2 机头共形阵杂波仿真

图6(a)和(b)给出了某型战斗机机头等比例模型共形阵的两种子阵划分方式。其中划分方式1仅对覆盖机头面积1/4的阵元进行子阵合成,划分方式2仅对覆盖机头面积1/2(机头下半部分)的阵元进行子阵合成。由于划分方式1的等比例模型近似不稀疏,其杂波谱不存在栅瓣效应,且杂波谱分布与正侧阵面情况近似,如图7所示。而对于划分方式2的等比例模型,由于合成子阵的相位中心为稀疏布置,因而为稀疏阵。图8和图9(a)、(b)分别给出划分方式2等比例稀疏模型和缩放不稀疏模型时的杂波特征谱和功率谱。可以看出,阵列稀疏时杂波自由度明显增大,杂波谱出现严重栅瓣效应。

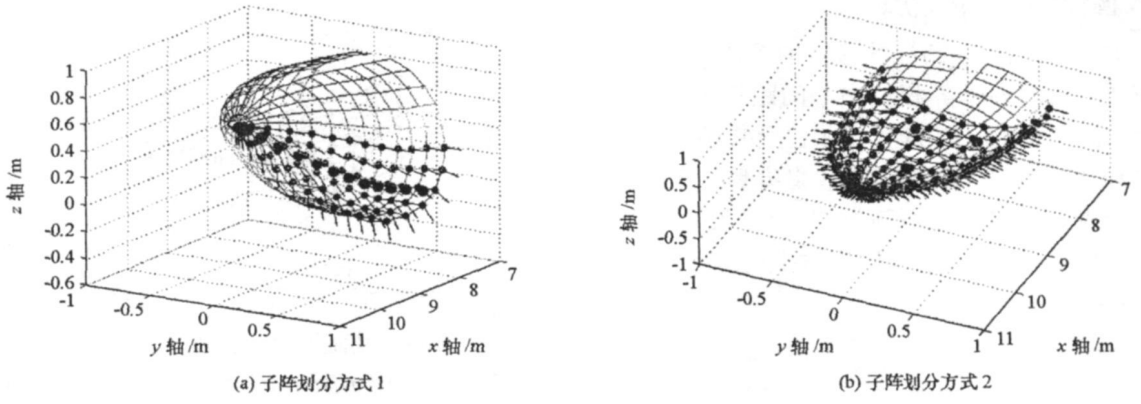


图 6 机头共形阵的等比例几何模型

Fig. 6 Geometry model of real scale fighter plane head conformal array

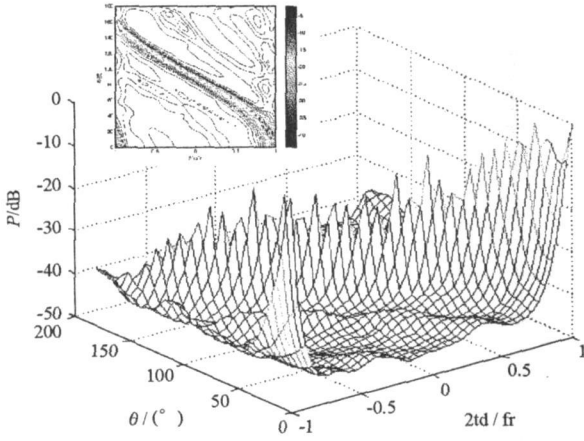


图 7 机头共形阵子阵划分方式 1 杂波功率谱
Fig. 7 Clutter power spectrum of subarraying case 1 for fighter plane head conformal array

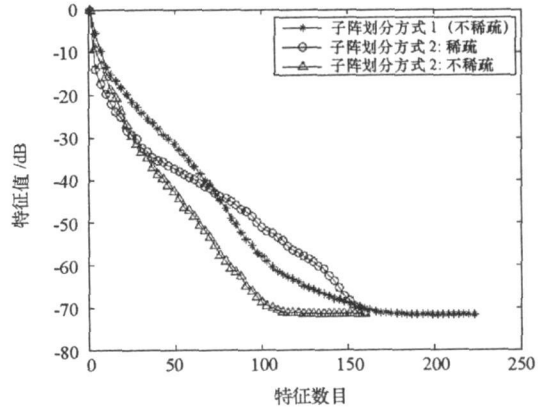
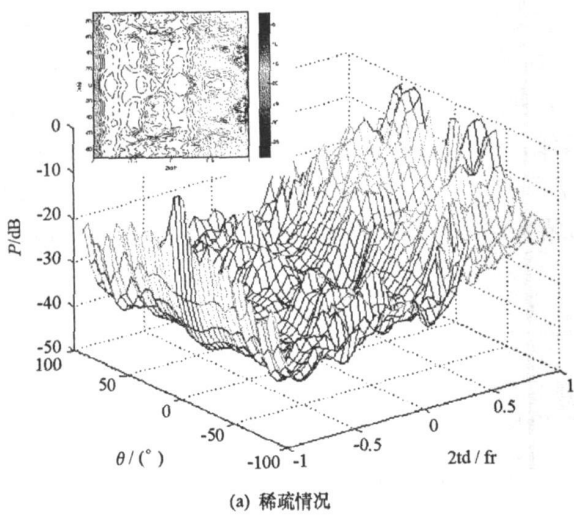
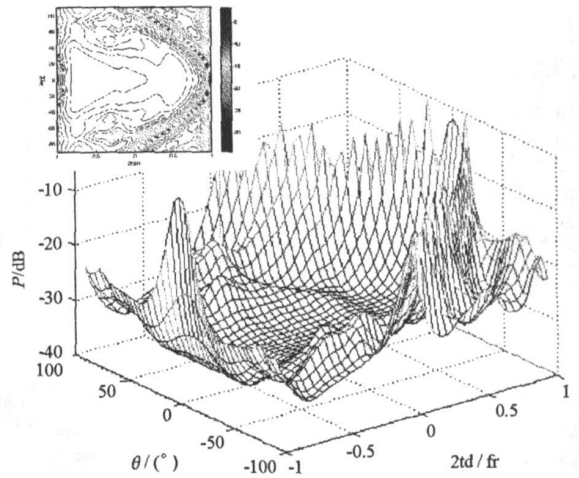


图 8 机头共形阵杂波特征谱
Fig. 8 Clutter eigen spectrum of fighter plane head conformal array



(a) 稀疏情况



(b) 不稀疏情况

图 9 机头共形阵子阵划分方式 2 杂波功率谱

Fig. 9 Clutter power spectrum of subarraying case 2 for fighter plane head conformal array

4.3 圆柱共形阵杂波仿真

图 10 给出了一圆柱共形阵的等比例几何模型。其按列合成的各子阵相位中心间距仍为半波长,不会出现阵列稀疏。图 11 给出了柱面共形阵的杂波功率谱和特征谱,可以看出,其杂波功率谱分布与相同子阵合成方式的正侧面阵类似,但杂波自由度要高出得多。相同通道数的正侧均匀线阵杂波自由度约为 $N + K - 1 = 35$ 。

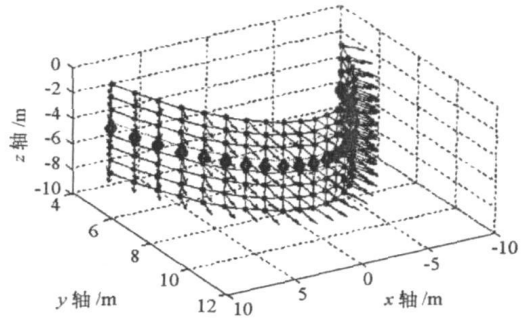


图 10 柱面共形阵的等比例几何模型

Fig. 10 Geometry model of real scale column conformal array

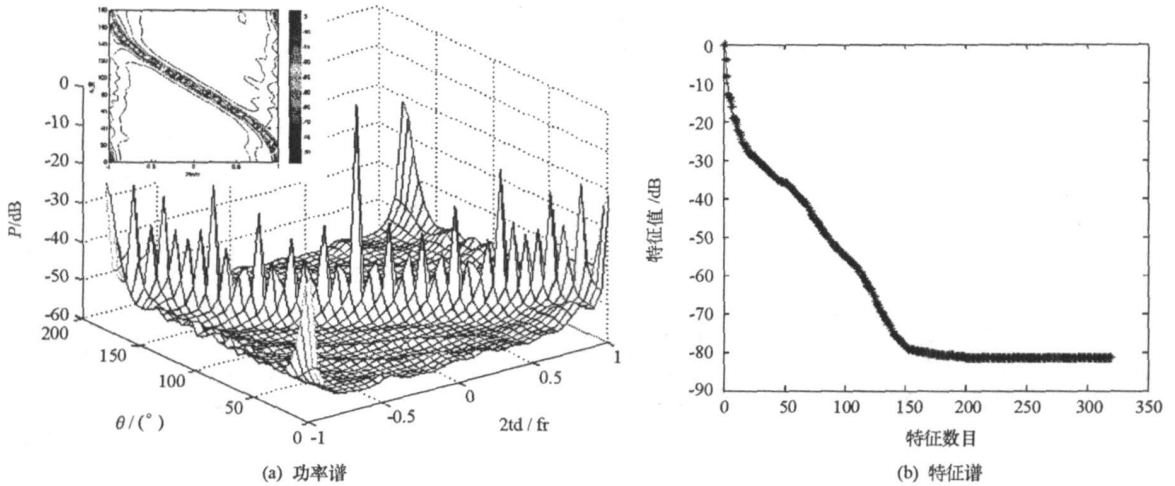


图 11 柱面共形阵的杂波功率谱和特征谱

Fig. 11 Clutter power spectrum and eigen spectrum of column conformal array

5 结论

机载共形阵雷达杂波建模与常规平面阵杂波建模有较大的不同,因其各个阵元和子阵在各个方向的增益不尽相同。尤其在考虑了阵元方向图及安装指向后,共形阵杂波建模要比常规平面阵情况复杂得多,必须在阵元级进行杂波建模。本文在考虑以上各种因素的情况下,针对任意形状共形阵天线,给出了统一的杂波模型。从各种典型共形阵的杂波仿真结果来看,共形阵杂波具有以下特点:一是杂波在距离向分布非均匀;二是杂波自由度增加;三是由于阵列布局和子阵形成方式会导致阵列出现稀疏现象,使得杂波存在严重的栅瓣效应。共形阵机载相控阵雷达杂波抑制方法将是下一步需要深入研究的工作。

参考文献:

- [1] 汪亚卫. 展望航空新世纪——50位专家院士访谈录[M]. 北京:航空工业出版社,2007.
- [2] Zatman M. Circular Array STAP[C]//Proc. of the IEEE National Radar Conf., Boston, MA, USA, 1999: 108-113.
- [3] Zatman M. Circular Array STAP[J]. IEEE Trans. on AES, 2000, 36(2): 510-517.
- [4] 谢文冲,王永良. 圆柱型阵机载雷达杂波抑制新方法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(10): 2371-2374.
- [5] 郑治泰,孙从武,等. 一种圆柱共形阵天线的仿真与设计[J]. 空间电子技术, 2007, 4(2): 53-56.
- [6] Jaffer A G, Ho P T, Himed B. Adaptive Compensation for Conformal Array STAP by Configuration Parameter Estimation[C]//IEEE Conference on Radar, 2006: 731-736.
- [7] Skolnik M I. Introduction to Radar Systems[M]. 2nd Edition. New York, McGraw Hill: 1980.
- [8] Billingsley J B, Farina A, Gini F, et al. Statistical Analysis of Measured Radar Ground Clutter Data[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1999, 35(2): 579-593.