

互耦效应下端射阵机载雷达 STAP 方法研究

李永伟, 谢文冲

(空军预警学院雷达兵器运用工程军队重点实验室, 湖北武汉 430019)

摘 要: 互耦效应是阵列天线一个固有的重要属性, 而端射阵天线由于其特殊的主波束指向以及抑制栅瓣所要求的小阵元间距, 其阵列间存在的互耦效应比侧射阵更加严重. 本文首先分析了互耦效应对端射阵天线方向图的影响, 构建了存在互耦效应下的天线方向图模型; 然后给出了考虑互耦效应的杂波模型并分析了互耦对端射阵机载雷达杂波谱以及 STAP (Space-Time Adaptive Processing) 性能的影响; 最后提出了一种基于杂波协方差矩阵重构的互耦效应补偿方法. 计算机仿真验证了所提方法的有效性.

关键词: 互耦效应; 端射阵; 杂波模型; 协方差矩阵重构; 互耦补偿

中图分类号: TN959.73 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2020)06-1091-08

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.06.007

The Study on STAP Method for End-Fire Array Airborne Radar with Mutual Coupling Effect

LI Yong-wei, XIE Wen-chong

(Radar Weapon Application Engineering Military Key Research Laboratory, Air Force Early Warning Academy, Wuhan, Hubei 430019, China)

Abstract: Mutual coupling effect is an important and intrinsic property of array antenna. Because of its special main beam pointing and the small element spacing required to suppress the grating lobes, the mutual coupling effect of end-fire array antenna arrays is much more serious than that of side-fire array. In this paper, the influence of mutual coupling effect on the pattern of end-fire array is analyzed, and the pattern model of end-fire array with mutual coupling effect is constructed. Then the clutter model considering mutual coupling effect is given and the influence of mutual coupling on the clutter spectrum and STAP (Space-Time Adaptive Processing) performance of end-fire array airborne radar is analyzed. Finally, a mutual coupling effect compensation method based on clutter covariance matrix reconstruction is proposed. The computer simulation verifies the effectiveness of the proposed method.

Key words: mutual coupling effect; end-fire array; clutter model; covariance matrix reconstruction; mutual coupling compensation

1 引言

随着共形和准共形体制雷达^[1-3]的迅速发展, 端射阵天线^[4-7]也因其独特的低剖面特性, 近年来受到广泛关注. 由于端射阵在最大辐射方向的增益不再与等效口径尺寸成正比, 这便有效地解决了传统侧射阵天线由于大阵列口径尺寸而导致风阻较大的问题, 因而特别适合应用在要求小风阻、低安装高度的平台, 尤其是在各种高速移动载体如飞机、战车等. 因此, 端射阵机载雷达的空时自适应处理^[8,9] (Space-Time Adaptive Processing, STAP) 也成为当前急需研究的热点问题之一.

互耦效应^[10]是阵列天线固有的重要特性之一, 它改变了孤立单元应该有的电流分布. 在传统的侧射阵机载雷达空时自适应处理方法的研究中, 常会假设天

线单元工作于理想情况下而忽略互耦的影响, 这往往会导致理论研究结果与实际情况存在偏差, 使得杂波抑制算法在实际工程应用中难以获得最佳杂波抑制性能. 而端射阵天线由于其特殊的主波束指向以及抑制栅瓣所要求的小阵元间距, 其阵列间存在的互耦效应比侧射阵要严重得多^[5], 因此在对端射阵机载雷达的 STAP 方法的研究中, 考虑互耦效应的影响, 积极探索阵列天线互耦机理并寻求互耦补偿措施有着重要意义.

本文深入研究了考虑互耦效应时的端射阵机载雷达空时自适应处理方法. 首先从理论上推导了考虑互耦效应时的端射阵天线方向图模型, 并通过仿真分析了互耦对方向图的影响; 然后基于天线方向图模型构建了互耦效应下端射阵机载雷达的杂波模型; 最后对

互耦效应对 STAP 性能的影响进行了仿真分析,并提出了一种基于杂波协方差矩阵重构的互耦效应补偿方法. 计算机仿真结果验证了所建存在互耦条件下杂波模型的合理性以及所提补偿方法的有效性.

2 互耦效应下天线方向图模型

2.1 考虑互耦的端射线阵方向图

假设有一由 M 元半波振子组成的等间距线阵,其阵列几何关系示意图如图 1. 图中, θ 为来波方向的方位角, φ 为来波方向的俯仰角.

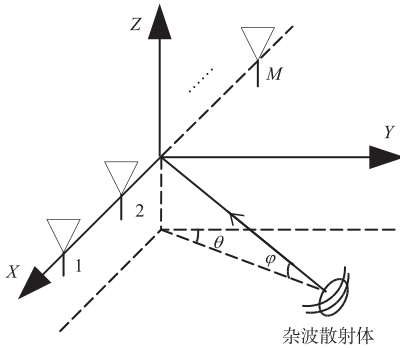


图1 线型阵列几何模型

利用开路电压法^[11]对线阵的互耦效应进行分析,则可将线型阵列等效为一 M 端口网络电路,其具体的等效电路模型如图 2.

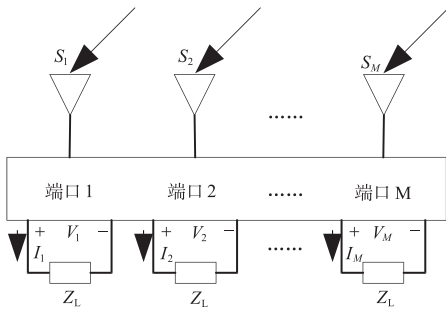


图2 线型阵列等效电路模型

图 2 中 S_1, S_2, \dots, S_M 为天线每个阵元接收的信号电压幅值(理想电压), V_1, V_2, \dots, V_M 为考虑互耦效应后的电压值, Z_L 为每个端口所接阻抗已知的固定负载. 假设 Z_{ij} ($i=1, 2, \dots, M; j=1, 2, \dots, M$) 表示第 j 个天线阵元和第 i 个天线阵元之间由互耦引起的互阻抗, Z_{ii} 表示第 i 个天线阵元的自阻抗, 则有

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_{11}}{Z_L} & \frac{Z_{12}}{Z_L} & \dots & \frac{Z_{1M}}{Z_L} \\ \frac{Z_{21}}{Z_L} & 1 + \frac{Z_{22}}{Z_L} & \dots & \frac{Z_{2M}}{Z_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{Z_{M1}}{Z_L} & \frac{Z_{M2}}{Z_L} & \dots & 1 + \frac{Z_{MM}}{Z_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_M \end{bmatrix} \quad (1)$$

为方便描述,将上式改写为矩阵形式:

$$\mathbf{S}_0 = \mathbf{Z}_0 \mathbf{V} \quad (2)$$

\mathbf{S}_0 为阵列天线单元接收的理想信号电压矢量, \mathbf{V} 为阵列天线终端的实际输出电压矢量, \mathbf{Z}_0 为归一化阻抗矩阵. 由互耦的特性可知 $Z_{ij} = Z_{ji}, Z_{i+1, i+1} = Z_{ii}$, 则 \mathbf{Z}_0 为 Toeplitz 矩阵^[12], 可由第一行元素完全确定. 因为 \mathbf{Z}_0 是非奇异矩阵, 所以有:

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}_0^{-1} \mathbf{S}_0 \quad (3)$$

即归一化互耦阻抗矩阵 \mathbf{Z}_0 若已知, 则其取逆后得到的互耦矩阵 \mathbf{C}_0 就是由理想情况下的电压矢量向考虑互耦效应的实际电压矢量转换的关系矩阵^[13].

若阵元采用等幅等相位的电压矢量 \mathbf{V}_e 作为激励, 欲使得阵列工作在端射状态, 则 \mathbf{V}_e 的具体表达式为

$$\mathbf{V}_e = [1 \quad e^{-j2\pi d_x/\lambda} \quad \dots \quad e^{-j2\pi(M-1)d_x/\lambda}]^T \quad (4)$$

其中 d_x 为阵元间距, λ 为波长. 若不考虑互耦, 则 M 元等间距线阵的方向图可表示为

$$f(\theta, \varphi) = \mathbf{V}_e^H \mathbf{A}(\theta, \varphi) \quad (5)$$

其中 $\mathbf{A}(\theta, \varphi)$ 为阵列流形, 其具体表达式见文献[14].

若考虑互耦效应, 则其实际阵元激励电压矢量为

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{C}_0 \mathbf{V}_e \quad (6)$$

代入式(5)中可得考虑互耦效应下的线阵天线方向图函数为

$$\hat{f}(\theta, \varphi) = \mathbf{V}_e^H \mathbf{C}_0^H \mathbf{A}(\theta, \varphi) \quad (7)$$

为了实现端射状态下的单一主瓣, 令阵元间距 d_x 为 0.25λ ^[6]. 由文献[14]可知, 互耦阻抗与阵元间距之间存在反比关系, 当阵元间距大到一定程度时导致稀疏, 阵元间的互耦效应减小, 互耦阻抗近似为 0. 根据文献[15, 16], 通常情况下存在互耦影响的 2 个阵元之间距离不会超过 2.5λ . 因此在本文中, 假定当阵元间距大于 2.5λ 时, 两个阵元之间的互耦阻抗为 0, 假设阵元数 $M=16$, 则可令归一化阻抗矩阵为

$$\mathbf{Z}_0 = \text{Toeplitz}(1.15 + 0.13i, 0.13 - 0.12i, -0.11 + 0.11i, 0.09 - 0.07i, -0.08 + 0.06i, 0.06 - 0.05i, 0.04 + 0.06i, -0.04 - 0.03i, 0.03 + 0.02i, -0.02 - 0.01i, 0, 0, 0, 0, 0, 0) \quad (8)$$

通过仿真, 则可得出考虑互耦效应与理想情况下的 H 面线阵天线方向图如图 3 所示. 由图 3 可以看出, 互耦效应主要使得天线主瓣增益下降, 副瓣相对抬高(相对于互耦情况下的主瓣)而零点模糊.

2.2 考虑互耦的端射面阵方向图

由于端射阵列在实际机载预警雷达应用中通常以面阵形式出现^[4], 而面阵互耦效应显然要比线阵复杂得多, 因此仅仅分析线阵的互耦效应是远远不够的. 假设在某一端射阵机载雷达中阵列几何关系如图 4, 设载机以速度 V 作匀速直线飞行, 天线为 M 行 N 列的矩形

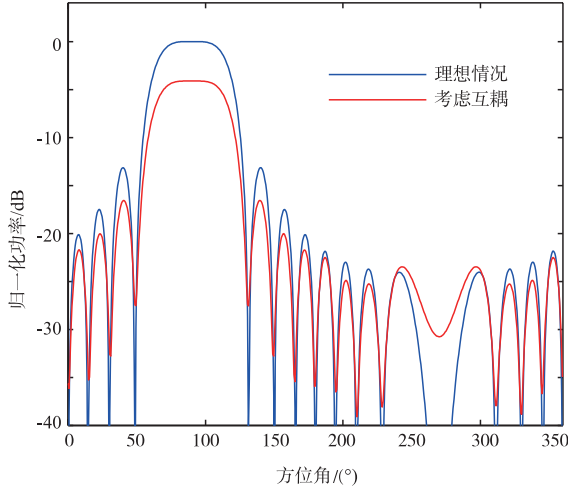


图3 端射线阵H面天线方向图

正侧视平放阵列,其中列子阵为端射单元,阵元行间距为 d_x ,列间距为 d_y ,工作波长为 λ , θ 为方位角, φ 为俯仰角, ψ 为空间锥角,天线主瓣指向 (θ_0, φ_0) .

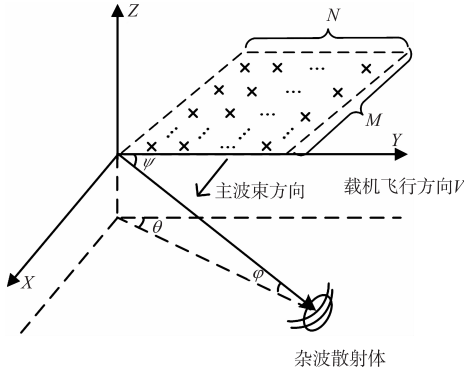


图4 端射阵天线阵列几何关系

为了使整个面阵工作在端射状态,令列子阵采用等幅等相位差激励,而行子阵采用等幅同相激励.在面阵中的每个阵元不仅需要考虑本列其它阵元对它的互耦效应,还需考虑其它列的阵元对它的耦合效应.由于互阻抗的大小只与阵元间的距离有关,因此假设某一列内部阵元的归一化阻抗矩阵为 \mathbf{Z}_0 ,而与此列距离 $n-1$ 个列间距的其它列的归一化阻抗矩阵为 \mathbf{Z}_{n-1} ($n=1, 2, \dots, N$),并且假设第 n 列的理想激励矢量为 \mathbf{V}_n ($n=1, 2, \dots, N$),具体表达式同式(4),且有 $\mathbf{V}_1 = \mathbf{V}_2 = \dots = \mathbf{V}_N$,而考虑互耦效应后的激励矢量为 $\hat{\mathbf{V}}_n$,则由文献[5]可得

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{V}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_0 & \mathbf{Z}_1 & \cdots & \mathbf{Z}_{N-1} \\ \mathbf{Z}_1 & \mathbf{Z}_0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{Z}_1 \\ \mathbf{Z}_{N-1} & \cdots & \mathbf{Z}_1 & \mathbf{Z}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_1 \\ \hat{\mathbf{V}}_2 \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{V}}_N \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中 \mathbf{Z}_0 同式(2)中 \mathbf{Z}_0 ,当 $n > 1$ 时, \mathbf{Z}_{n-1} 的形式如下式

$$\mathbf{Z}_{n-1} = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{Z}_{11}^{(n-1)}}{\mathbf{Z}_L} & \frac{\mathbf{Z}_{12}^{(n-1)}}{\mathbf{Z}_L} & \cdots & \frac{\mathbf{Z}_{1M}^{(n-1)}}{\mathbf{Z}_L} \\ \frac{\mathbf{Z}_{21}^{(n-1)}}{\mathbf{Z}_L} & \frac{\mathbf{Z}_{22}^{(n-1)}}{\mathbf{Z}_L} & \cdots & \frac{\mathbf{Z}_{2M}^{(n-1)}}{\mathbf{Z}_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\mathbf{Z}_{M1}^{(n-1)}}{\mathbf{Z}_L} & \frac{\mathbf{Z}_{M2}^{(n-1)}}{\mathbf{Z}_L} & \cdots & \frac{\mathbf{Z}_{MM}^{(n-1)}}{\mathbf{Z}_L} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$\mathbf{Z}_{ij}^{(n-1)}$ 表示相距 $n-1$ 个列间距的两列的第 i 个阵元和第 j 个阵元之间的互阻抗,且同样有 $\mathbf{Z}_{ij}^{(n-1)} = \mathbf{Z}_{ji}^{(n-1)}$, $\mathbf{Z}_{i+i+1}^{(n-1)} = \mathbf{Z}_{ij}^{(n-1)}$, \mathbf{Z}_{n-1} 为 Toeplitz 矩阵.为方便描述,式(9)可简写为

$$\mathbf{V}_Z = \mathbf{Z} \hat{\mathbf{V}}_Z \quad (11)$$

同样, \mathbf{Z} 为以 \mathbf{Z}_{n-1} 为元素的 $MN \times MN$ 维 Toeplitz 对称矩阵,也叫 Toeplitz-块-Toeplitz 矩阵,且为非奇异矩阵.与线阵类似,整个面阵的互耦矩阵 \mathbf{C} 即为归一化阻抗矩阵 \mathbf{Z} 的逆,因此有

$$\hat{\mathbf{V}}_Z = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{V}_Z = \mathbf{C} \mathbf{V}_Z \quad (12)$$

为方便描述,将式(12)写为

$$[\hat{\mathbf{V}}_1 \ \hat{\mathbf{V}}_2 \ \cdots \ \hat{\mathbf{V}}_N]^T = \mathbf{C} \mathbf{V}_Z = [\tilde{\mathbf{C}}_1 \ \tilde{\mathbf{C}}_2 \ \cdots \ \tilde{\mathbf{C}}_N]^T \mathbf{V}_Z \quad (13)$$

其中 $\tilde{\mathbf{C}}_n$ ($n=1, 2, \dots, N$) 为 $M \times MN$ 维矩阵,则第 n 列阵元考虑互耦的实际激励矢量为

$$\hat{\mathbf{V}}_n = \tilde{\mathbf{C}}_n \mathbf{V}_Z \quad (14)$$

由图4的几何关系可以得到第 n 个端射列子阵的发射方向图函数为

$$\hat{f}_n(\theta, \varphi) = \hat{\mathbf{V}}_n^H \mathbf{A}(\theta, \varphi) = \mathbf{V}_Z^H \tilde{\mathbf{C}}_n^H \mathbf{A}(\theta, \varphi) \quad (15)$$

则考虑互耦效应的整个阵面总的发射方向图函数则为

$$\hat{F}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N W_n(\theta, \varphi) \mathbf{V}_Z^H \tilde{\mathbf{C}}_n^H \mathbf{A}(\theta, \varphi) \quad (16)$$

而对于理想情况,其阵面方向图函数为

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N W_n(\theta, \varphi) \mathbf{V}_c^H \mathbf{A}(\theta, \varphi) \quad (17)$$

其中 W_n ($n=1, 2, \dots, N$) 为行子阵的阵列流形分量,其具体表达式见文献[14].

比较式(16),(17)可知,考虑互耦效应的面阵方向图函数与理想情况相比,其本质区别在于考虑互耦的每个阵元的激励都与整个阵面所有阵元的激励以及互耦矩阵有关.

图5为计算机仿真的考虑互耦效应以及理想情况下的端射面阵方向图.其中仿真参数为: $M=16, N=8$, $d_x = \lambda/4, d_y = \lambda/2$,每列加一等幅且相位差为 $-2\pi d_x/\lambda$ 的等相差激励,使得波束指向 $(\theta_0, \varphi_0) = (90^\circ, 0^\circ)$,归一化互耦阻抗矩阵见表1.则由图5可知,无论是在H面还是E面,互耦对端射面阵方向图的影响与线阵类似,都是使得主瓣增益下降,副瓣相对抬高而零点模糊.

表 1 端射面阵归一化互耦阻抗

Z_0	Toeplitz(1.15 + 0.13i, 0.13 + 0.12i, -0.11 - 0.09i, 0.09 + 0.08i, 0.07 - 0.05i, -0.06 + 0.03i, 0.05 - 0.04i, -0.04 - 0.02i, 0.03 + 0.02i, -0.02 - 0.01i, $\mathbf{0}_{1 \times 6}$)
Z_1	Toeplitz(0.11 + 0.10i, -0.09 + 0.08i, 0.08 - 0.07i, 0.06 + 0.02i, 0.05 - 0.03i, 0.03 - 0.02i, 0.02 - 0.01i, 0.01 - 0.01i, $\mathbf{0}_{1 \times 8}$)
Z_2	Toeplitz(0.09 + 0.07i, 0.07 + 0.08i, 0.05 + 0.06i, -0.04 - 0.07i, 0.03 + 0.02i, 0.02 - 0.03i, $\mathbf{0}_{1 \times 10}$)
Z_3	Toeplitz(0.05 - 0.06i, 0.04 - 0.03i, -0.02 - 0.01i, 0.01 + 0.06i, $\mathbf{0}_{1 \times 12}$)
Z_4	Toeplitz(0.03 + 0.03i, -0.02 + 0.11i, $\mathbf{0}_{1 \times 14}$)
Z_5	Toeplitz($\mathbf{0}_{1 \times 16}$)
Z_6	Toeplitz($\mathbf{0}_{1 \times 16}$)
Z_7	Toeplitz($\mathbf{0}_{1 \times 16}$)

同时由图 5 还可以看出,端射面阵方向图在无低副瓣加权的情况下方位方向的副瓣普遍在 -40dB 左右,要明显低于在俯仰向的副瓣。

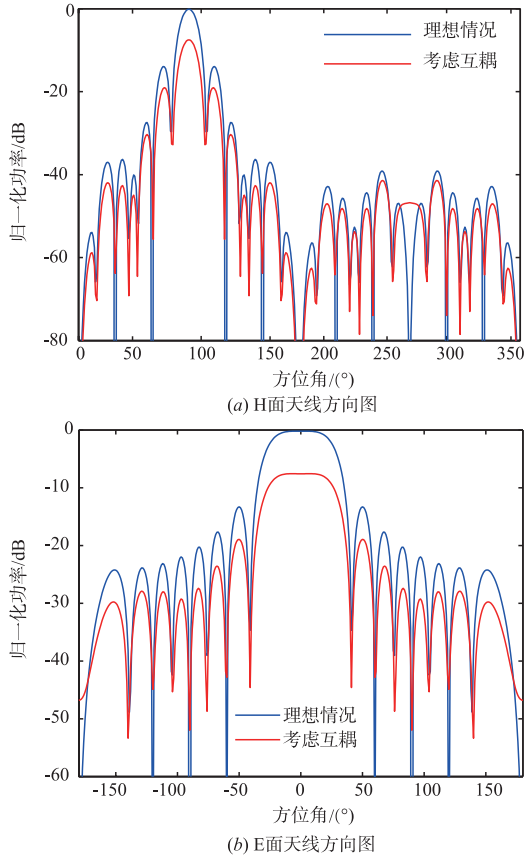


图5 端射面阵天线方向图

3 考虑互耦效应的雷达杂波模型

3.1 考虑互耦效应的杂波数学模型

如图 4 所示,接收天线通道数(列子阵数)为 N , 相干处理脉冲数为 K ,收发波束指向确定. 则不考虑互耦时雷达接收到的第 l 个距离环上的空时采样杂波回波信号表示为(不考虑距离模糊)

$$\mathbf{X}_c = \sum_{i=1}^{N_c} A(\theta_i, \varphi_i) \mathbf{S}_s(\theta_i, \varphi_i) \otimes \mathbf{S}_T(\theta_i, \varphi_i) \quad (18)$$

其中 N_c 为杂波块数目, $\mathbf{S}_s(\theta_i, \varphi_i)$ 和 $\mathbf{S}_T(\theta_i, \varphi_i)$ 分别为 (θ_i, φ_i) 处杂波块对应的空域导向矢量和时域导向矢量, $A(\theta_i, \varphi_i)$ 为对应的杂波块的幅度,具体可表示为

$$A(\theta_i, \varphi_i) = \sqrt{\frac{P_i G_t(\theta_i, \varphi_i) G_r(\theta_i, \varphi_i) \lambda^2 \sigma_c(\theta_i, \varphi_i)}{(4\pi)^3 R_i^4}} \quad (19)$$

其中 P_i 为雷达峰值发射功率, λ 为雷达工作波长, R_i 为雷达天线到杂波单元之间的距离, $G_t(\theta_i, \varphi_i)$ 和 $G_r(\theta_i, \varphi_i)$ 分别为发射天线和接收天线的增益, $\sigma_c(\theta_i, \varphi_i)$ 为对应于杂波分辨单元 (θ_i, φ_i) 的雷达散射截面.

由 2.2 节可知,互耦效应严重影响了天线的增益,则考虑互耦的实际杂波幅度为

$$\hat{A}(\theta_i, \varphi_i) = \sqrt{\frac{P_i \lambda^2 \hat{G}_t(\theta_i, \varphi_i) \hat{G}_r(\theta_i, \varphi_i) \sigma_c(\theta_i, \varphi_i)}{(4\pi)^3 R_i^4}} \quad (20)$$

其中 $\hat{G}_t(\theta_i, \varphi_i)$ 与 $\hat{G}_r(\theta_i, \varphi_i)$ 为考虑互耦的实际天线增益.

又由文献[17]可知,互耦效应还影响到接收线阵接收信号的空域导向矢量,且有

$$\hat{\mathbf{S}}_s(\theta_i, \varphi_i) = \mathbf{Z}_{v0}^{-1} \mathbf{S}_s(\theta_i, \varphi_i) \quad (21)$$

其中 $\hat{\mathbf{S}}_s(\theta_i, \varphi_i)$ 为考虑互耦效应后实际空域导向矢量, \mathbf{Z}_{v0} 为列子阵合成后的线阵归一化阻抗矩阵. 则考虑互耦的实际杂波回波数据为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_c &= \sum_{i=1}^{N_c} \hat{A}(\theta_i, \varphi_i) \mathbf{Z}_{v0}^{-1} \mathbf{S}_s(\theta_i, \varphi_i) \otimes \mathbf{S}_T(\theta_i, \varphi_i) \\ &= (\mathbf{Z}_{v0}^{-1} \otimes \mathbf{I}_K) \sum_{i=1}^{N_c} \hat{A}(\theta_i, \varphi_i) \mathbf{S}_s(\theta_i, \varphi_i) \otimes \mathbf{S}_T(\theta_i, \varphi_i) \\ &= (\mathbf{Z}_{v0}^{-1} \otimes \mathbf{I}_K) \tilde{\mathbf{X}}_c \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $\hat{A}(\theta_i, \varphi_i)$ 为考虑互耦的实际杂波幅度, \mathbf{I}_K 为 K 阶单位阵, $\tilde{\mathbf{X}}_c$ 则为只考虑互耦对杂波幅度影响的杂波数据.

则对比式(18)与式(22)可知,互耦效应不仅仅影

响了各个杂波块回波信号的幅度,而且还影响了回波信号的空域相关性.

则考虑互耦协方差矩阵为

$$\hat{\mathbf{R}}_c = \mathbf{E}(\hat{\mathbf{X}}_c \hat{\mathbf{X}}_c^H) = (\mathbf{Z}_{V_0}^{-1} \otimes \mathbf{I}_K) \tilde{\mathbf{R}}_c (\mathbf{Z}_{V_0}^{-1} \otimes \mathbf{I}_K)^H \quad (23)$$

其中 $\tilde{\mathbf{R}}_c$ 为只考虑互耦对杂波幅度影响的杂波协方差矩阵.

3.2 互耦效应对杂波谱的影响

根据上述杂波回波模型,对机载端射阵雷达杂波

谱进行仿真.本节在仿真时假设端射阵为 16 行 8 列,呈正侧视阵放置.线阵归一化阻抗矩阵见式(24),其它仿真参数见表 2.

$$\mathbf{Z}_{V_0} = \text{Toeplitz}(1.15 + 0.13i, -0.11 + 0.11i, -0.08 + 0.06i, 0.04 + 0.06i, -0.02 - 0.01i, 0, 0, 0) \quad (24)$$

图 6 给出了端射阵机载雷达在 135km 处不同情况下的杂波功率谱.

表 2 仿真参数设置

仿真参数	θ_0 (°)	φ_0 (°)	K	d_x (m)	d_y (m)	λ (m)	V (m/s)	f_r (Hz)	H (km)	R_{\max} (km)
数值	90	0	8	0.115	0.058	0.23	140	2435	8	368

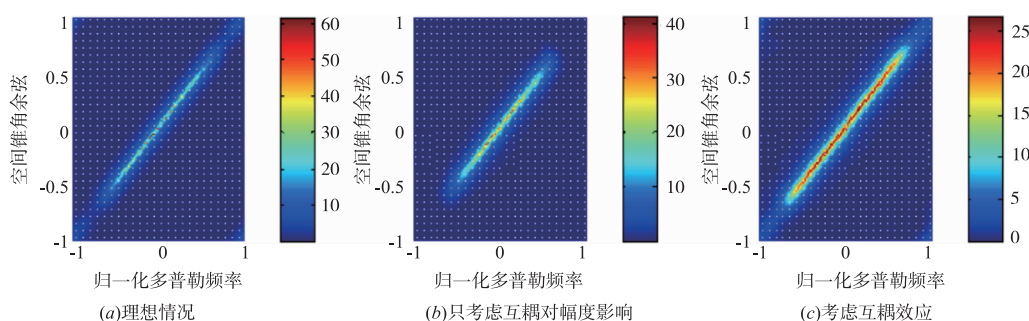


图6 端射阵机载雷达在不同情况下的杂波功率谱

由图 6(a)可知,理想情况正侧视端射阵机载雷达杂波谱与侧射阵一样沿对角线分布,但不同的是端射阵杂波谱在直线两端处几乎没有杂波分布,这是由端射阵方向图方位副瓣较低(见图 5)而导致的独特现象.由图 6(a)与 6(b)比较可知,当只考虑互耦效应对杂波幅度的影响时,杂波谱主要表现为杂波功率降低,杂波脊宽度基本无变化,因此由空时自适应处理的理论可知,由互耦引起的杂波幅度的变化并不会对空时处理的性能产生较大的影响;而图 6(c)中考虑互耦的杂波功率谱不但杂波功率显著下降,而且杂波脊变宽,这势必会进一步导致自适应杂波抑制的空时滤波器杂波凹口变宽从而影响杂波抑制的性能.因此在对互耦效应进行补偿以提高考虑互耦效应时的杂波抑制性能时,只需对影响杂波脊展宽的因素进行补偿即可.

4 一种互耦效应补偿 STAP 新方法

目前可见文献中大多将互耦效应与阵元误差、近场散射以及宽带色散等对 STAP 的影响统一归结为空域误差对 STAP 的影响进行研究^[18],而单独对互耦影响 STAP 性能的本质和机理进行分析研究以及提出有针对性的补偿方法的文献少之又少.文献[17]虽然提出了一种针对线阵基于互耦矩阵已知情况下的 STAP 补偿方法,但在实际工程应用中,由于各种因素的影响,想要精确获知天

线阵列的互耦矩阵基本上难以实现.

本节提出的基于杂波协方差矩阵重构的互耦效应补偿 STAP 方法可在互耦矩阵未知情况下实现对杂波谱的补偿,其基本思想为:(1)先利用子孔径平滑技术^[19]重构出待检测距离单元的杂波协方差矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_0$,由于重构的杂波数据严格分布于杂波脊上,因而可以克服互耦带来的杂波脊展宽的问题;(2)以重构的待检测单元协方差矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_0$ 为参考对象,对于每个训练单元,求得某一变换矩阵 T_i 使得该训练单元的杂波协方差矩阵 \mathbf{R}_i 能够向重构的待检测单元协方差矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_0$ 靠齐;(3)将相应的变换矩阵 T_i 作用到每个训练单元对应的回波数据 \mathbf{X}_i 上,从而实现回波数据的补偿,消除训练单元杂波数据中互耦效应的影响;(4)再利用常规的空时自适应处理方法对补偿后的数据进行处理即可有效滤除杂波.其具体做法如下:

机载雷达待检测距离单元的杂波数据 \mathbf{X}_0 是一个 $NK \times 1$ 维的列矢量,将其变换成矩阵 $\tilde{\mathbf{X}}_0 \in C^{N \times K}$

$$\tilde{\mathbf{X}}_0 = \begin{bmatrix} x_{1,1} & \cdots & x_{1,K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N,1} & \cdots & x_{N,K} \end{bmatrix}_{N \times K} \quad (25)$$

取空域子孔径为 G ,时域子孔径为 J ,对 $\tilde{\mathbf{X}}_0$ 进行空时子孔径平滑,可得到 $(N - G + 1)(K - J + 1)$ 个矩阵 $\mathbf{Q}_{r,t} \in C^{G \times J}$:

$$\mathbf{Q}_{r,t} = \begin{bmatrix} x_{r,t} & \cdots & x_{r,t+J-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{r+G-1,t} & \cdots & x_{r+G-1,t+J-1} \end{bmatrix}_{G \times J} \quad (26)$$

在对 \mathbf{X}_0 进行空时子孔径平滑后得到的样本数据都来自同一个距离单元,因此这些样本数据统计特性趋于一致,可以通过这些样本数据获得待检测距离单元在子孔径下的协方差矩阵 $\mathbf{R}_s \in C^{JG \times JG}$.

在待检测距离单元所对应的杂波角度多普勒分布曲线上均匀的取 P 个离散点 ($P > 2NK$)^[20], $w_{s,t}$ 和 $w_{d,t}$ 分别为角度多普勒分布曲线上第 t 个离散点处的空域角频率和时域角频率 ($t = 1, 2, \dots, P$). 由于杂波的 Capon 谱能反应出杂波功率谱的强度,因此,可以使用 ($w_{s,t}$, $w_{d,t}$) 点处杂波的 Capon 谱 $P(w_{s,t}, w_{d,t})$ 来代表该点处的杂波功率,即

$$P(w_{s,t}, w_{d,t}) = \frac{1}{\tilde{\mathbf{S}}^H(w_{s,t}, w_{d,t}) \mathbf{R}_s^{-1} \tilde{\mathbf{S}}(w_{s,t}, w_{d,t})} \quad (27)$$

其中 $\tilde{\mathbf{S}}(w_{s,t}, w_{d,t}) \in C^{GJ \times 1}$ 为点 ($w_{s,t}, w_{d,t}$) 处子孔径平滑后的空时导向矢量.

通过计算出来的杂波回波功率则可重构出待检测距离单元的杂波协方差矩阵

$$\tilde{\mathbf{R}}_0 = \sum_{t=1}^P |P(w_{s,t}, w_{d,t})|^2 \mathbf{S}(w_{s,t}, w_{d,t}) \bullet \mathbf{S}^H(w_{s,t}, w_{d,t}) \quad (28)$$

其中, $\mathbf{S}(w_{s,t}, w_{d,t}) \in C^{NK \times 1}$ 为空时平面上离散点 ($w_{s,t}, w_{d,t}$) 的空时导向矢量.

而对于训练单元 (包括待检测距离单元),则直接利用最大似然法估计出每个训练单元的协方差矩阵 \mathbf{R}_l ($l = 1, 2, \dots, L$; L 为参与训练的距离单元数). 再利用式 (29) 寻求一个 $NK \times NK$ 维变换方阵 \mathbf{T}_l 使得第 l 个训练单元与重构的待检测距离单元的杂波数据统计特性趋于一致,即

$$\min_{\mathbf{T}_l} \|\mathbf{T}_l \mathbf{R}_l \mathbf{T}_l^H - \tilde{\mathbf{R}}_0\|_2 \quad (29)$$

其中 $\|\bullet\|_2$ 是矩阵的 2-范数. 由式 (29) 可解得^[21]

$$\mathbf{T}_l = \mathbf{V}_0 \mathbf{A}_0^{1/2} \mathbf{A}_l^{-1/2} \mathbf{V}_l^H \quad (30)$$

其中 \mathbf{V}_l 和 \mathbf{A}_l 为 \mathbf{R}_l 特征分解得到的特征矢量矩阵和特征值矩阵,为了保证 \mathbf{A}_l 可逆,需对其进行对角加载.

则补偿后的训练单元数据和估计得到的杂波协方差矩阵分别为

$$\mathbf{Y}_l = \mathbf{T}_l \mathbf{X}_l \quad (31)$$

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}_l \mathbf{Y}_l^H \quad (32)$$

使用式 (32) 获得补偿后的杂波协方差矩阵,可直接进行后续的常规空时自适应处理,限于篇幅,本文不再赘述.

5 计算机仿真验证

本节通过仿真对本文所提互耦补偿 STAP 方法的性能进行验证. 频响图仿真中假设目标归一化多普勒频率为 0.5, 空间锥角余弦值为 -0.5; 空时处理性能仿真中均采用 3DT 方法, 仿真参数见表 2.

图 7 给出了 135km 处经过本文方法补偿后的杂波功率谱, 图 8 给出了不同情况下的空时二维滤波器频响图, 图 9 则给出了互耦补偿前后的空时处理后的输出信杂噪比 (Signal to Clutter Noise Ratio, SCNR) 损失比较图. 由图 6(c) 与图 7 比较可知, 受互耦影响的杂波功率谱展宽严重, 若直接进行空时自适应处理, 将得到宽且浅的杂波抑制凹口, 如图 8(a), 落入杂波凹口内部以及周围的目标都将难以被有效检测到; 而经过本文方法补偿后, 杂波功率谱明显变窄, 杂波抑制凹口也变得窄而深, 如图 8(b), 基本与理想情况 (图 8(c)) 一致, 这将有利于对杂波周围慢速目标的检测. 由图 9 也可以看出, 经过本文方法补偿后空时处理的杂波抑制性能改善明显, 相对于存在互耦效应情况而言低速目标检测性能显著提升.

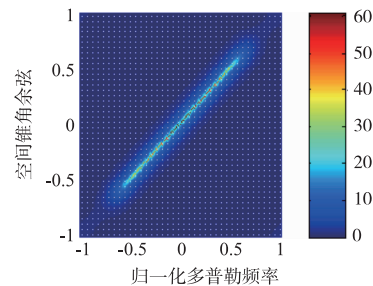


图7 互耦补偿后杂波功率谱

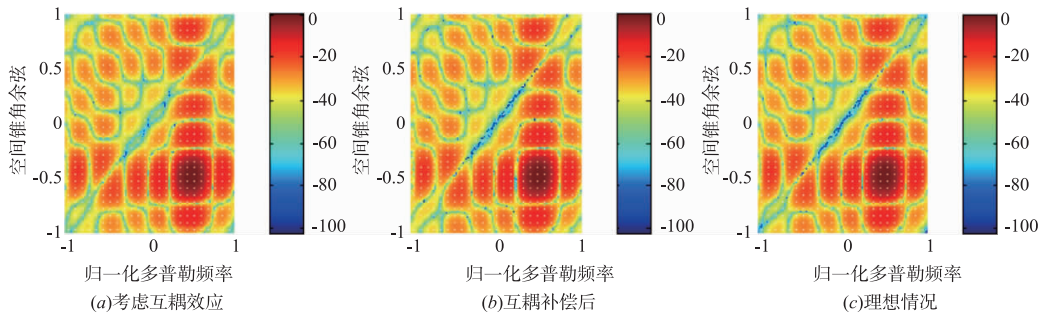


图8 空时滤波器自适应频响图

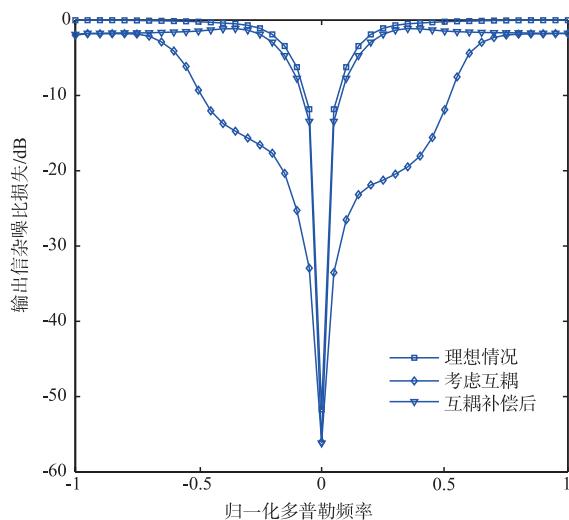


图9 互耦补偿前后输出信杂噪比损失比较

6 结论

本文针对互耦效应对端射阵的影响要明显强于侧射阵这一情况,首先从理论和仿真两个方面研究分析了互耦效应对端射阵方向图的影响;而后基于考虑互耦的天线方向图模型构建了互耦效应下端射阵机载雷达的杂波模型,并进一步分析了互耦对杂波谱的影响;最后对互耦效应对 STAP 性能的影响进行了仿真分析,并提出了一种基于杂波协方差矩阵重构的互耦效应补偿算法. 研究表明互耦效应严重影响着端射阵机载雷达的 STAP 性能,在实际工程中必须予以重视,而所提互耦补偿方法能够较好地补偿互耦效应所带来的消极影响,可为端射阵机载雷达的实际工程研制提供重要技术支撑.

参考文献

- [1] 李龙军,王布宏,夏春和. 稀疏共形阵列天线方向图综合[J]. 电子学报,2017,45(1):104-111.
LI L J, WANG B H, XIA C H. Synthesis of sparse conformal array antennas pattern [J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(1):104-111. (in Chinese)
- [2] 段克清,谢文冲,王永良,等. 一种稳健的共形阵机载雷达杂波抑制方法[J]. 电子学报,2011,39(6):1321-1326.
DUAN K Q, XIE W C, WANG Y L, et al. A robust clutter suppression method for airborne radar with conformal antennas array [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(6):1321-1326. (in Chinese)
- [3] LI C L, SHI X W, WANG H H, et al. A compact missile-borne conformal array antenna with off-axis radiation [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2018, 60(4):1010-1013.
- [4] 刘喜玲. 机载端射阵列天线的研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2015.
LIU X L. Research of Airborne End-fire Antenna Array [D]. Xi'an: Xidian University, 2015. (in Chinese)
- [5] 曹佳. 端射阵列天线机理与应用研究[D]. 北京:北京理工大学,2015.
CAO J. Research on the Mechanism and Application of End-fire Antenna Array [D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2015. (in Chinese)
- [6] 常仁,王小谟,刘姜玲,等. 数字端射阵列栅瓣抑制研究[J]. 中国电子科学研究院学报,2014,9(3):287-290.
CHANG R, WANG X M, LIU J H, et al. The research of grating lobe suppression of digital end-fire antenna array [J]. Journal of China Academy of Electronic and Information Technology, 2014, 9(3):287-290. (in Chinese)
- [7] WANG P, SHEN Z X. End-fire surface wave antenna with metasurface coating [J]. IEEE Access, 2018, 6: 23778-23785.
- [8] 周延,姜博,聂卫科,等. 空域分解的机载 MIMO 雷达空时处理方法[J]. 电子学报,2017,45(10):2348-2354.
ZHOU Y, JIANG B, NIE W K, et al. The space-time processing method based on the spatial decomposition in airborne MIMO radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(10):2348-2354. (in Chinese)
- [9] JEON H, CHUNG Y, CHUNG W, et al. Clutter covariance matrix estimation using weight vectors in knowledge-aided STAP [J]. Electronics Letters, 2017, 53(8):560-562.
- [10] SPENCE T G, WERNER D H. Design of broadband planar arrays based on the optimization of aperiodic tilings [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2008, 56(1):76-86.
- [11] Wang J, Yang J. Effects of mutual coupling on the performance of adaptive arrays [J]. IEEE Trans on Antennas & Propagation, 1983, 31(5):785-791.
- [12] LIU S, YANG L S, YANG S Z, et al. Blind direction of arrival estimation with uniform circular array in presence of mutual coupling [J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2016, 2016(8):1-7.
- [13] 刘章孟,黄知涛,于红旗,等. 宽带阵列互耦建模及其对 DOA 估计的影响[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(8):1856-1860.
LIU Z M, HUANG Z T, YU H Q. Modeling of wideband array signal in presence of mutual coupling and its influence on DOA estimation [J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(8):1856-1860. (in Chinese)
- [14] 王永良,陈辉,彭应宁,等. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京:清华大学出版社,2004.
WANG Y L, CHEN H, PENG Y N, et al. Theory and Algorithm of Spatial Spectrum Estimation [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.

- inghua University Press, 2004. (in Chinese)
- [15] DAI J S, XU W C, ZHAO D A. Real-valued DOA estimation for uniform linear array with unknown mutual coupling[J]. *Signal Processing*, 2012, 92(9): 2056 – 2065.
- [16] 张佳佳, 陆晓飞, 陈辉, 等. 非均匀线阵的互耦自校正[J]. *系统工程与电子技术*, 2018, 40(7): 1429 – 1435.
ZHANG JJ, LU X F, CHEN H, et al. Self-calibration of mutual coupling for non-uniform linear array[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2018, 40(7): 1429 – 1435. (in Chinese)
- [17] FRIEL E M, PASALA, K M. Effects of mutual coupling on the performance of STAP antenna arrays[J]. *IEEE Trans on Aerospace and Electric Systems*, 2000, 36(2): 518 – 527.
- [18] GUERCI J R. *Space-Time Adaptive Processing for Radar* [M]. 2nd ed. America: Artech House, 2015.
- [19] PILLAI S, KIM Y, GUERCI J. Generalized forward/backward sub-aperture smoothing techniques for sample starved STAP[J]. *IEEE Trans on Signal Processing*, 2000, 48(12): 3569 – 3574.
- [20] VARADARAJAN V, KROLIK J L. Joint space-time interpolation for distorted linear and bistatic array geometries[J]. *IEEE Trans on Signal Processing*, 2006, 54(3): 848 – 860.
- [21] LAPIERRE F D, VERLY J G. Foundation for mitigating range dependence in radar space-time adaptive processing[J]. *IET Radar, Sonar and Navigation*, 2009, 3(1): 18 – 29.

作者简介



李永伟 男, 1994 年出生于湖南耒阳. 2017 年获空军预警学院雷达工程专业工学学士学位. 现为该学院在读硕士研究生, 主要研究方向为空时自适应处理、机载雷达信号处理.
E-mail: liywei09@foxmail.com



谢文冲 男, 1978 年出生于山西运城. 2006 年获国防科技大学信息与通信工程专业工学博士学位, 现为空军预警学院雷达兵器运用工程军队重点实验室副教授、硕士研究生导师. 主要研究方向为空时自适应处理、机载雷达信号处理和雷达系统.
E-mail: xwc1978@aliyun.com