

对空时自适应处理雷达的投散射式 伪杂波干扰方法信号特性分析

湛诗娃,周青松,张剑云,毛云祥

(国防科技大学电子对抗学院,安徽合肥 230037)

摘要: 针对宽带噪声干扰在空时自适应处理(Space-Time Adaptive Processing, STAP)雷达功率凝聚工作模式下无法有效掩护被保护目标方位信息的问题,提出了一种投散射式伪杂波干扰方法,分析了干扰信号在雷达接收端的空时特性.该方法通过向地面特定区域投射经过调制转发的雷达信号产生类杂波干扰信号.该信号多普勒频率与方位耦合、具有空间连续性与时间连续性,空时功率频谱轨迹可控.推导了干扰信号空时矢量模型,从雷达接收机的角度分析了干扰给目标检测带来的影响;在研究干扰信号多普勒轨迹分布特性与等值多普勒曲线分布特性的基础上,提出了干扰空时协方差矩阵特征值数目估计方法.仿真结果表明,该方法产生的干扰空时功率谱呈背脊线分布,使 STAP 处理器出现多个凹口,有效保护了目标信息.

关键词: 空时自适应处理;杂波;投散射;空间连续性;多普勒轨迹;特征谱

中图分类号: TN97 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)02-0401-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.02.020

Signal Characteristic Analysis of Scattered-Wave Fake Clutter Jamming Method for STAP Radar

CHEN Shi-wa, ZHOU Qing-song, ZHANG Jian-yun, MAO Yun-xiang

(Institute of Electronic Countermeasure, National University of Defense Technology, Hefei, Anhui 230037, China)

Abstract: The wide-band noise jamming method fails to conceal the azimuth information of the target in the power condensation pattern. Therefore, a scattered-wave jamming method is proposed. The fake clutter signal is generated by scattering radar signal with Doppler shifting to the certain areas from jammers. The jamming signal acquires space-time coupling and is continuous both in space domain and time domain. The trajectory of jamming space-time power spectrum is controllable. The effect of radar target detection is analyzed by deriving the mathematic model of jamming signal. Furthermore, according to the Doppler trace feature and the Doppler isoplethic curves characteristic of the jamming signal, the estimation algorithm of the clutter and jamming covariance matrix eigenvalue number is proposed. The simulation results indicate that the shape of jamming space-time power spectrum is similar to bias, which leads to the improvement factor of STAP radar appearing more than one notch.

Key words: STAP; clutter; scatter; spatial continuity; the Doppler trace; characteristic spectrum

1 引言

目前,对 STAP 的干扰方法大致分类为多普勒欺骗式干扰和噪声式干扰.多普勒欺骗干扰利用数字射频存储技术(Digital Radio Frequency Memory, DRFM)调制转发雷达信号产生具有多普勒信息的欺骗信号^[1,2],能够有效掩护被保护目标的多普勒信息,但干扰信号没

能做到方位上的欺骗;灵巧噪声干扰通过产生具有多普勒带宽的噪声信号,提高了有效干扰功率^[3],但维度单一性使得干扰信号容易在空域被雷达识别与抑制;密集式干扰^[4]通过产生密集干扰信号占用处理器的特征空间,使雷达探测性能下降,但需要较多数量的干扰机,实现性较弱.以上干扰方法均只实现了干扰信号在处理器当中时间域上单独的一维干扰,干扰信号在空

间域通常是离散的,这样的干扰方法比较容易被 STAP 从空时二维联合域识别并加以抑制.国内外提出的 STAP 抗干扰手段分为两种:一种是同时从空时域设计抑制杂波和干扰的空时滤波器^[5];另一种是先从空域上识别干扰并加以抑制,抑制掉干扰信号之后,再从空时联合域抑制杂波^[6,7].

为解决干扰信号维度单一性问题,作者已在文献[8]中初步提出了具有空时二维连续分布特性的投散射式伪杂波干扰方法及数学模型,本文在此模型基础上进一步分析了干扰信号的特性并通过数学推导验证了该方法的有效性,从雷达的角度研究了干扰信号多普勒轨迹分布特性和等值多普勒频率分布特性,推导了投散射式伪杂波干扰+杂波空时协方差矩阵特征值数目估计方法.仿真结果表明,该干扰方法有传统方法所不具备的优势:干扰信号具有空时二维矢量特性,产生类似杂波的伪杂波空时二维功率谱线,空间连续性有效隐藏了干扰机的方位;干扰功率谱轨迹可控性强,能有效掩护被保护目标;能占用比传统干扰更多的 STAP 处理器自由度,具有更高效的干扰效果.

2 对 STAP 处理器投散射式伪杂波干扰基本原理

STAP 处理器的本质上可以看作是两部分:一是空时杂波谱的逆,对杂波进行白化;二是目标空时导向矢量波束形成,对目标进行能量积累^[9].

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \gamma \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{R} = \mathbf{R}_c + \mathbf{R}_j + \mathbf{R}_n = \mathbf{E} \{ (\mathbf{c} + \mathbf{j} + \mathbf{n})(\mathbf{c} + \mathbf{j} + \mathbf{n})^H \}$ 是空时协方差矩阵.

本文所提出的投散射式伪杂波干扰方法是将雷达信号经过 DRFM 调制转发之后,向被保护目标所在区域投射,利用地面散射特性产生与杂波类似的具有空时二维矢量特性的干扰信号.干扰信号因具有类似杂波的特性,形成与杂波功率谱分布相似但不重合的干扰功率谱^[10].因而 STAP 处理器在接收到杂波与干扰信号的同时,不仅会在杂波的功率谱背脊线位置产生匹配的凹口,在干扰信号功率谱的位置也会产生相应匹配凹口,该凹口同时跨越了一定的时间维度和空间维度.自适应滤波器多个斜凹口的产生会导致目标检测概率降低,尤其当干扰信号功率谱成功覆盖被保护目标时,STAP 处理器的匹配凹口会将目标信号一并滤除.因为干扰信号多普勒频率具有方位依从性,功率谱的分布轨迹与干扰信号的多普勒频率有关,通过控制 DRFM 调制干扰信号的多普勒频率,可以将干扰信号的功率谱调制到被保护目标功率谱所在位置,覆盖被保护目标,使 STAP 滤波器形成对应凹口,让雷达遗漏目标,极大地降低了目标检测概率.对投散射

式干扰的功率可行性问题的分析已经经过详细的推导和验证,仿真结果证明了投散射式干扰是可行有效的^[11].

图 1 所示是投散射式伪杂波干扰雷达与干扰机几何布置图.雷达 R 在距离地面高度 H_R 的上空以速度 v_R 沿着 x 轴方向飞行,干扰机 J 在距离地面高度 H_J 的上空以速度 v_J 飞行,飞行方向与 x 轴的夹角为 δ_J . 设地面(海面)的任意一点 P 或者 P' 到雷达的水平投影距离为 R_{RP} ,到干扰机的水平投影距离为 R_{JP} ,干扰机与雷达的水平投影距离为 R_{JR} .

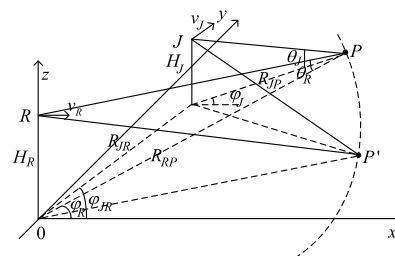


图1 雷达与干扰机的几何布置图

假设雷达发射窄带信号,信号形式为:

$$s(t) = \text{Re} [A \exp(j\omega_c t)] \quad (2)$$

经过 DRFM 调制一定的多普勒频率之后,干扰机向地面投射干扰信号,利用地面散射对雷达进行干扰.以距离单元作为分析基础,可以得到雷达接收机中单一散射块对应干扰信号的多普勒频率、时间相位项和空间相位项分别为(推导过程详见文献[8]):

$$f_{dj} = \frac{1}{\lambda} (v_R \cos \varphi_R \cos \theta_R + v_J \cos(\varphi_J - \delta_J) \cos \theta_J + v_R \cos \varphi_{JR} \cos \theta_{JR} - v_J \cos \alpha_{JR} + 2v_{JJ}) \quad (3)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \Phi_{jm}(v_R, v_J, \varphi_R) &= \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} [v_R \cos \varphi_R \cos \theta_R + v_J \cos(\varphi_J - \delta_J) \cos \theta_J + v_R \cos \varphi_{JR} \cos \theta_{JR} - v_J \cos \alpha_{JR} + 2v_{JJ}] mT \right\}, \\ & \quad m = 1, \dots, M \\ \Psi_{jk}(\varphi_R) &= \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} [x_k \cos \varphi_R + y_k \sin \varphi_R] \cos \theta_R + z_k \sin \theta_R \right\}, \\ & \quad k = 1, \dots, N \end{aligned} \right. \quad (4)$$

其中, v_{JJ} 是 DRFM 调制的虚假多普勒频率带来的虚假速度, $\cos \alpha_{JR} = \cos(\delta_J - \varphi_{JR}) \cos \theta_{JR}$.

考虑传感器方向图 $D(\varphi_R)$, 阵列方向图 $G(\varphi_R, m)$, 地面反射率 $L(\varphi_R)$, 那么在第 m 个时刻第 k 个传感器对于一个距离单元,可以得到总的干扰信号矢量模型:

$$j_{mk} = \int_0^{2\pi} [AD(\varphi_R)G(\varphi_R, m)L(\varphi_R) \times \Phi_{jm}(v_R, v_J, \varphi_R)\Psi_{jk}(\varphi_R)] d\varphi_R \quad (5)$$

3 干扰信号特性分析

本文所提干扰方法产生的干扰信号具有类似杂波的信号特性,通过从雷达接收端分析干扰信号的特性,寻找干扰信号与杂波信号的异同,有利于进一步研究如何产生干扰效果最佳的投散射式干扰信号调制样式.

3.1 干扰信号对被保护目标检测的影响

干扰机将信号向被保护区投射时,有少部分能量投射到被保护目标上,目标会将干扰信号反射回雷达.虽然目标散射的干扰能量较少,但雷达接收机不仅会接收到目标的雷达回波,也会接收到微弱的目标反射干扰信号回波.

图 2 所示是雷达、干扰机与被保护目标的在飞行过程中可能存在的一种较为普遍的几何配置状态.设目标以速度 v_T , 角度 δ_T 水平飞行,目标的飞行高度为 H_T .考虑到雷达平台、干扰机和目标的相对运动,干扰机发射的干扰信号经过目标反射进入雷达接收机之后的多普勒频率推导过程类似于投散射式欺骗干扰角反射器多普勒频率的推导,推导过程如下:

$$R_{2w}(t - \tau(t)) = R_{2w0} - [v_R \cos \alpha_R + v_J \cos \alpha_J - v_T \cos \alpha_{RT} - v_T \cos \alpha_{JT}]t \quad (6)$$

$$\cos \alpha_R = \cos \theta_{RT} \cos \varphi_{RT}$$

$$\text{其中, } \cos \alpha_J = \cos \theta_{JT} \cos(\delta_J - \varphi_{JT})$$

$$\cos \alpha_{RT} = \cos \theta_{RT} \cos(\delta_T - \varphi_{RT})$$

$$\cos \alpha_{JT} = \cos \theta_{JT} \cos(\delta_T - \varphi_{JT})$$

根据式(6)可以推算出 $\tau(t)$ 的表达式:

$$\tau(t) \approx \frac{R_{2w0}}{c} - [v_R \cos \alpha_R - v_T \cos \alpha_{RT} + v_J \cos \alpha_J - v_T \cos \alpha_{JT}]t/c \quad (7)$$

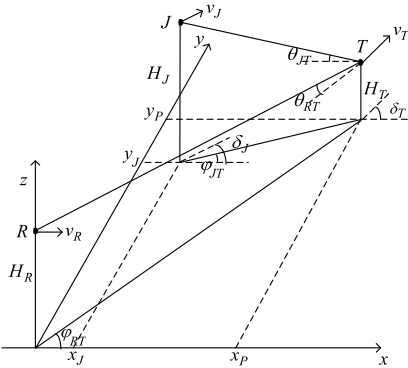


图2 雷达、干扰机和目标几何配置图

代入雷达接收信号的公式,经过匹配滤波之后,得到多普勒频率表达式:

$$f'_d = \frac{1}{\lambda} (v_R \cos \alpha_R - v_T \cos \alpha_{RT} + v_J \cos \alpha_J - v_T \cos \alpha_{JT} + v_R \cos \alpha_{JR} - v_J + 2v_{JJ}) \quad (8)$$

以上是被保护目标反射干扰信号并经过雷达接收机匹配滤波之后得到的多普勒频率,将 f'_d 与目标的真实多普勒频率比较:

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{2}{\lambda} (v_R \cos \alpha_R - v_T \cos \alpha_{RT}) \quad (9)$$

那么得到多普勒频率偏差:

$$\begin{aligned} \Delta f_d &= |f_d - f'_d| \\ &= \frac{1}{\lambda} |v_J \cos \alpha_J - v_T \cos \alpha_{JT} + v_R \cos \alpha_{JR} - v_J + 2v_{JJ} - (v_R \cos \alpha_R - v_T \cos \alpha_{RT})| \quad (10) \end{aligned}$$

3.2 干扰信号多普勒频率依从特性分析

式(3)反映了干扰信号的多普勒频率与雷达、干扰机运动状态的关系,但是未直接体现多普勒频率与方位的依从关系.假设雷达地面回波距离 R_{RP} , 雷达与干扰机的水平距离 R_{RJ} , 干扰机飞行方位 δ_J 和干扰机方位角 φ_{JR} 已知,雷达飞行高度 H_R 与干扰机飞行高度 H_J 已知,下面给出式(3)中其它变量的数学关系.

由图 1 中的几何关系可得:

$$\cos \theta_R = \frac{R_{RP}}{\sqrt{R_{RP}^2 + H_R^2}} \quad (11)$$

$$\cos \varphi_J = \frac{x_P - x_J}{R_{JP}} \quad (12)$$

$$\cos \theta_{JR} = \frac{R_{JR}}{\sqrt{R_{JR}^2 + (H_R - H_J)^2}} \quad (13)$$

$$\cos \theta_J = \frac{R_{JP}}{\sqrt{R_{JP}^2 + H_J^2}} \quad (14)$$

$$R_{JP} = \sqrt{R_{RP}^2 + R_{JR}^2 - 2R_{RP}R_{JR} \cos(\varphi_{JR} - \varphi_R)} \quad (15)$$

建立以雷达在地面的投影作为坐标原点的三维直角坐标系,地面单一散射块的坐标也可以用各项距离表示:

$$x_P = R_{RP} \cos \varphi_R \quad y_P = R_{RP} \sin \varphi_R \quad (16)$$

$$x_J = R_{JR} \cos \varphi_{JR} \quad y_J = R_{JR} \sin \varphi_{JR}$$

将式(11)~(15)带入式(3)中,可以得到干扰信号多普勒频率与雷达回波方位余弦的依从关系数学解析表达式:

$$\begin{aligned} f_{d_j} &= \frac{1}{\lambda} [v_J \left(\frac{x_P - x_J}{R_{JP}} \cdot \cos \delta_J + \frac{y_P - y_J}{R_{JP}} \sin \delta_J \right) \frac{R_{JP}}{\sqrt{R_{JP}^2 + H_J^2}} \\ &\quad + v_R \frac{R_{JR}}{\sqrt{R_{JR}^2 + (H_R - H_J)^2}} \cos \varphi_{JR} \\ &\quad + v_R \cos \varphi_R \frac{R_{RP}}{\sqrt{R_{RP}^2 + H_R^2}} \end{aligned}$$

$$-v_J \frac{R_{JR}}{\sqrt{R_{JR}^2 + (H_R - H_J)^2}} \cos(\delta_J - \varphi_{JR}) + 2v_{JJ}] \quad (17)$$

从式(17)可以看出,地面单一散射块的干扰信号的多普勒频率 f_{d_j} 与雷达的方位余弦 $\cos\varphi_R$ 不再满足单一的线性依从关系,两者之间的数学关系较为复杂,可以通过仿真来进行分析。

3.3 干扰信号等值多普勒曲线分布特性分析

等值多普勒曲线着重研究干扰机在不同飞行路线的情况下地面干扰信号多普勒频率变化情况. 设地面单一散射块坐标为 (x_p, y_p) , 已知雷达与干扰机的水平距离 R_{RP} 、干扰机运动方向 δ_J 和干扰机方位角 φ_{JR} , 雷达与干扰机与地面平行飞行, 不具备俯冲角度, 飞行高度分别为 H_R 和 H_J . 定义干扰信号的归一化多普勒频率为:

$$F_r = \frac{f_{d_j}}{v_R/\lambda} = \cos\varphi_R \cos\theta_R + \cos\alpha_{JR} - \beta_J + \beta_J \cos(\varphi_J - \delta_J) \cos\theta_J + 2\beta_{JJ} \quad (18)$$

式中, $\beta_J = v_J/v_R$, $\beta_{JJ} = v_{JJ}/v_R$. 其它几何关系均可以用 P 点的坐标表示, 具体表示如下:

$$\begin{aligned} R_{RP} &= \sqrt{x_p^2 + y_p^2}, R_{JP} = \sqrt{(x_p - x_J)^2 + (y_p - y_J)^2} \\ \cos\varphi_R &= \frac{x_p}{R_{RP}}, \quad \cos\varphi_J = \frac{x_p - x_J}{R_{JP}} \\ \cos\theta_R &= \frac{R_{RP}}{\sqrt{R_{RP}^2 + H_R^2}}, \quad \cos\theta_J = \frac{R_{JP}}{\sqrt{R_{JP}^2 + H_J^2}} \\ \cos\theta_{JR} &= \frac{R_{RJ}}{\sqrt{R_{RJ}^2 + (H_R - H_J)^2}} \end{aligned} \quad (19)$$

将式(19)中各个几何关系的坐标表示代入到式(18)中, 可得归一化等值多普勒曲线解析表达式:

$$\begin{aligned} F_r &= \frac{x_p}{\sqrt{x_p^2 + y_p^2 + H_R^2}} \\ &+ \beta_J \frac{x_p - x_J}{\sqrt{(x_p - x_J)^2 + (y_p - y_J)^2 + H_J^2}} \cos\delta_J \\ &+ \beta_J \frac{y_p - y_J}{\sqrt{(x_p - x_J)^2 + (y_p - y_J)^2 + H_J^2}} \sin\delta_J \\ &+ \frac{R_{RJ}}{\sqrt{R_{RJ}^2 + (H_R - H_J)^2}} \cos\varphi_{JR} \\ &- \beta_J \frac{R_{RJ}}{\sqrt{R_{RJ}^2 + (H_R - H_J)^2}} \cos(\delta_J - \varphi_{JR}) + 2\beta_{JJ} \end{aligned} \quad (20)$$

根据式(20)可以看出, 干扰信号归一化等值多普勒频率曲线仍然基本呈双曲线分布, 但多普勒频率变化梯度与干扰机飞行方向相关。

3.4 杂波-干扰空时协方差矩阵大特征值数目估计

空时协方差矩阵的特征谱分布情况反映了矢量空

间被杂波和干扰占用情况, 预留的自由度决定了处理器的性能. 文献[12]提出了空时协方差矩阵特征谱的分析, 文献[13]发现了空时协方差矩阵特征值数目规则, 文献[14]进一步推导了空间变换处理器的空时协方差矩阵特征值数目估计方法. 本文推导了投散射式伪杂波干扰环境下杂波-干扰空时协方差矩阵大特征值数目估计方法, 通过衡量处理器自由度被占用情况来判断雷达被干扰的效果。

协方差矩阵可以表示成干扰子空间的形式, 经过特征分解可以写成:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \sum_i \lambda_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H \\ &= \sum_i \lambda_i^{(c)} \mathbf{u}_i^{(c)} \mathbf{u}_i^{(c)H} + \sum_i \lambda_i^{(j)} \mathbf{u}_i^{(j)} \mathbf{u}_i^{(j)H} \\ &\quad + \sum_i \lambda_i^{(n)} \mathbf{u}_i^{(n)} \mathbf{u}_i^{(n)H} \\ &= \mathbf{U}_c \mathbf{\Lambda}_c \mathbf{U}_c^H + \mathbf{U}_j \mathbf{\Lambda}_j \mathbf{U}_j^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{U}_n^H \end{aligned} \quad (21)$$

式中, 上标 (c) 、 (j) 和 (n) 分别表示杂波、干扰和噪声. 从式中可以看出, 杂波与干扰占用的大特征值数目越多, 空时协方差矩阵预留给处理器抑制干扰的自由度就越小. 干扰+杂波特征值数目给出了干扰场景的自由度指示, 任何抑制杂波与干扰的运算都需至少拥有这个数目的自由度. 当杂波+干扰所占用的特征值数目过大时, 处理器无法预留出足够的自由度抑制干扰, 处理器的性能会被严重破坏, 这也是密集式干扰方法提出的由来。

对于均匀线阵侧视阵雷达, STAP 处理器接收的信号可以简化为以下形式:

$$\begin{aligned} s_{mk} &= A \exp\{j\pi[f_s(k-1) + f_d(m-1)]\} \\ &= A \exp\{j\pi f_s[(k-1) + \beta(m-1)]\} \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $f_s = d \cos\varphi \cos\theta$, $f_d = 2v_r \cos\varphi \cos\theta$.

由文献[14]已知, 对于空时二维信号可以看作是归一化频率为 0.5, 归一化周期为 $[(M-1) + \beta(N-1)]$ 的一维信号, 则杂波空时二维协方差矩阵的秩为:

$$\begin{aligned} N_{BS} &\approx \text{int}\{2BT + 1\} \\ &= \text{int}\{2 \times 0.5 \times [(N-1) + \beta(M-1)] + 1\} \\ &= \text{int}\{N + \beta(M-1)\} \end{aligned} \quad (23)$$

因投散射式干扰信号与雷达回波信号一样具有空时矢量二维特性, 根据式(23)可以写出干扰信号空时协方差矩阵的秩为:

$$\begin{aligned} N_{BS} &\approx \text{int}\{2B_j T_j + 1\} \\ &= \text{int}\{2 \times 0.5 \times [(N-1) + \beta_j(M-1)] + 1\} \\ &= \text{int}\{N + \beta_j(M-1)\} \end{aligned} \quad (24)$$

其中 $\beta_j = \frac{f_{d_j}}{f_s}$. 通过式(17)可知, 干扰信号的多普勒频率与方位余弦不服从线性关系, 从理论上来说, β_j 不是定值, 而是一个随方位余弦 $\cos\varphi_R$ 变化的函数. 但通过

仿真分析发现,干扰信号的多普勒轨迹服从准线性分布,这个轨迹的斜率就是我们需要的 β_j ,这个斜率可以通过空时二维功率谱直观得出结论.因此,对于存在 J 部干扰机对抗雷达环境下,干扰+杂波空时协方差矩阵的秩为:

$$\begin{aligned} N_{BS} &\approx N_{BS}^{(J)} + N_{BS}^{(C)} \\ &= \text{int} \{ N + \beta(M-1) + J[N + \beta_j(M-1)] \} \\ &= \text{int} \{ (1+J)N + \beta(M-1) + J\beta_j(M-1) \} \quad (25) \end{aligned}$$

文献[15]提出过 STAP 处理器受到噪声干扰情况下干扰+杂波空时协方差矩阵秩估计公式,将之与式(25)进行比较,可得:

$$\begin{aligned} \Delta N_{BS} &= N_{BS} - N_{BS0} \\ &\approx \text{int} \{ (1+J)N + \beta(M-1) + J\beta_j(M-1) \\ &\quad - [N + (\beta+J)(M-1)] \} \\ &= \text{int} \{ J[N + (\beta_j - 1)(M-1)] \} \quad (26) \end{aligned}$$

其中, N_{BS0} 是文献[15]提出的噪声干扰环境下协方差秩的估算方法,式(26)表明,在同等干扰机数量条件下,当 $\beta_j > 1$ 或 $\beta_j \approx 1$ 时,投散射式伪杂波干扰占用的处理器自由度大于噪声干扰占用的处理器自由度,从 STAP 处理器自由度性能来说,投散射式伪杂波干扰具有更有效的干扰效果.

4 仿真分析

4.1 干扰效果仿真分析

参数设置:机载雷达载波频率 $f_c = 10\text{GHz}$,脉冲重复频率 $f_{RP} = 10\text{kHz}$,天线阵元间隔 $d = \frac{\lambda}{2}$ 满足空间奈奎斯特采样定理,均匀线阵侧视阵观察. STAP 处理器天线阵元个数 $N = 18$,脉冲积累数 $M = 18$.干扰机对 STAP 采用投散射式干扰方式,杂波噪声比 $\text{CNR} = 30\text{dB}$,信噪比 $\text{SNR} = 0\text{dB}$,干噪比 $\text{JNR} = 18\text{dB}$.雷达平台飞行速度 $v_R = 150\text{m/s}$,飞行高度为 10000m ,机载雷达与干扰机方位夹角 $\theta_{Rr} = 60^\circ$;干扰发射机飞行速度 $v_j = 68\text{m/s}$,飞行高度为 2000m ,飞行角度 $\delta_j = 20^\circ$;目标相对于雷达平台的径向速度 $v_s = 90\text{m/s}$,干扰发射机调制产生的虚假多普勒频率 $2v_r/\lambda = 7\text{kHz}$.实验仿真对比了机载雷达在有干扰条件和无干扰条件下三种典型 STAP 处理器:最优处理器(OAP)、对称辅助通道处理器(SAS)和辅助特征矢量处理器(AEP)的改善因子在受到干扰前后的变化情况.

从图3仿真结果可以看出,由于干扰信号的存在,STAP 处理器在除了与杂波功率谱匹配的其他位置上还形成了一个新凹口,该凹口跨越了一定的时间与空间.尤其当通过调节干扰信号的多普勒频率使干扰功率谱覆盖在目标信号上时,处理器产生的干扰凹口会滤除目标信号,检测概率大大下降.通过对比三类典型 STAP 处理器的改善因子,可以看出,自由度越低的处理器,抑

制干扰的性能就越差,但即使是最优处理器能有效抑制干扰,干扰凹口的产生仍能有助于我们降低雷达的检测概率.因此,利用干扰信号的多普勒分布规律控制干扰二维功率谱有效覆盖在目标信号上成为这一干扰方法的研究重点.

4.2 干扰信号多普勒频率依从特性仿真分析

参数设置:设雷达与干扰机在均匀散射背景下工作,天线阵列采用18元均匀线阵侧视阵,脉冲积累数 $M = 18$.雷达飞行高度为 10000m ,干扰机飞行高度为 2000m .雷达飞行速度为 150m/s ,干扰机与雷达相距20公里,雷达与干扰机呈一定角度交错飞行.图4(a)(b)是干扰信号的归一化多普频率 F 与方位余弦 $\cos\varphi_R$ 的变化曲线仿真图,在空时二维功率谱上可以反映为干扰信号功率谱在空时二维平面的投影轨迹.

从仿真结果可以看出,干扰信号的多普勒轨迹呈准线性分布,具有类似于杂波轨迹的分布特性,且不与杂波重合.干扰信号的多普勒频率 f_d 与方位余弦 $\cos\varphi_R$ 的依从关系数学模型较为复杂,但是分布曲线仍呈准线性分布,有利于对干扰信号二维功率谱分布轨迹的控制.图4(a)是干扰机不同飞行速度下对应的归一化多普勒频率与方位余弦的关系曲线,可以看出,干扰机的飞行速度控制着归一化频率随方位余弦的变化趋势.通过分析干扰信号多普勒频率与方位余弦的依从关系,说明通过适当调整干扰机的飞行速度与调制转发的多普勒频率能够在空时二维平面上将干扰信号的多普勒轨迹有效控制在被保护目标位置,确保 STAP 处理器在被保护目标区域形成匹配零陷,造成雷达盲视的效果.

4.3 干扰信号等值多普勒曲线分布特性仿真分析

参数设置:设雷达与干扰机在均匀散射杂波背景下工作,雷达天线阵列采用18元均匀线阵.雷达飞行高度为 10000m ,干扰机飞行高度为 2000m .雷达飞行速度为 150m/s ,干扰机飞行速度为 150m/s .干扰机与雷达相距20公里,分成平行路径飞行和两者成一定角度交错飞行两种情况分析.仿真结果如图5所示.

图5中实线是杂波的等值多普勒线分布,虚线是干扰信号的等值多普勒线分布.根据仿真图可以看出,不同的飞行路线,雷达接收干扰信号的等值多普勒曲线分布也不同,尤其当两者飞行路线完全不一致的时候,多普勒曲线的分布差别很大.投散射式伪杂波干扰是希望干扰信号能产生不与杂波信号空时二维功率谱重合的干扰谱,当干扰机飞行不与雷达飞行路线相重合时,投散射式干扰会具有更好的干扰效果.

4.4 干扰环境下 STAP 处理器自由度仿真分析

仿真了宽带噪声干扰环境下和投散射式伪杂波干扰环境下空时协方差矩阵特征谱.仿真实验参数设置如表1所示,仿真结果如图6所示.

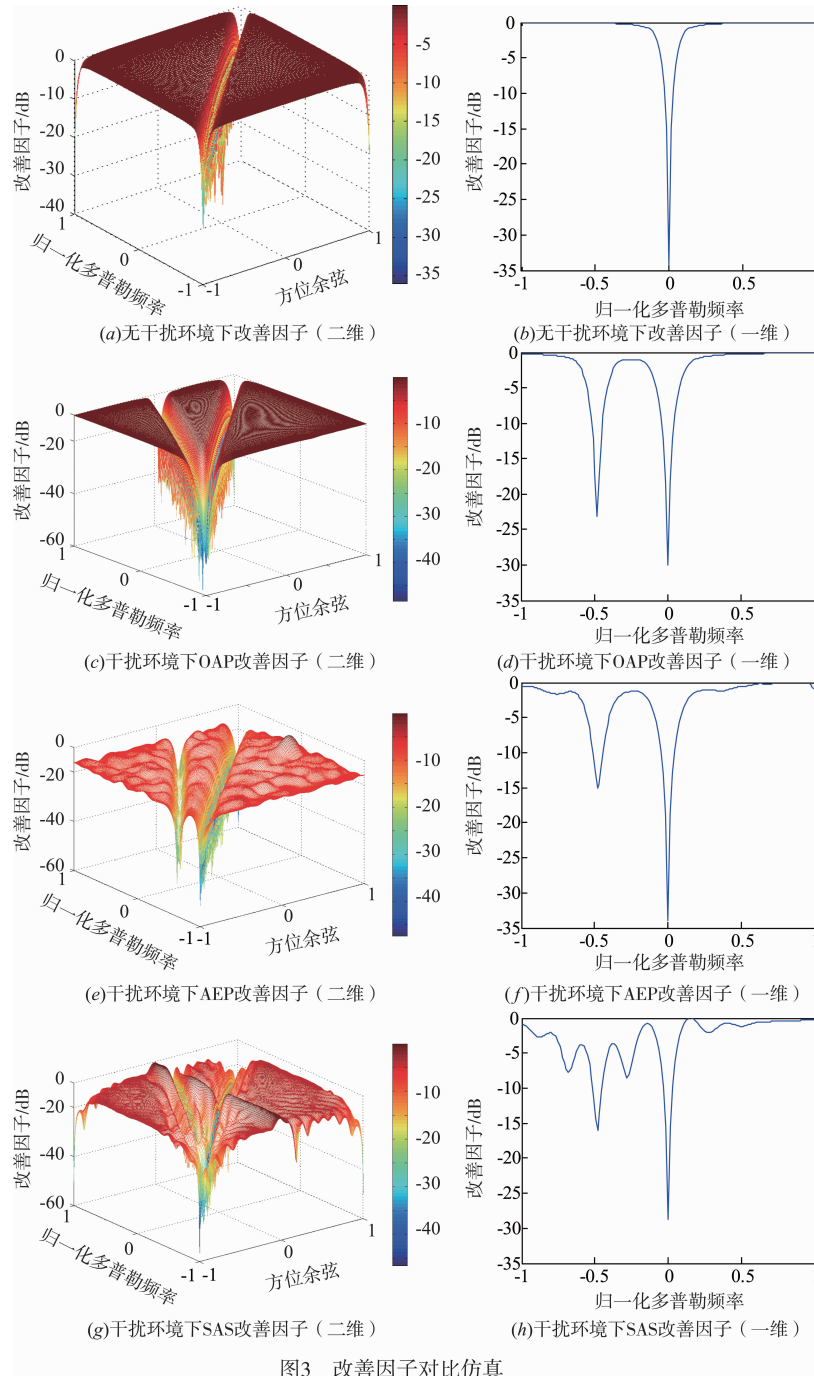


表 1 仿真参数设置

参数	数值	参数	数值
阵元个数 N	18	回波脉冲数 M	18
脉冲重复频率 f_r	10kHz	工作频率 f_c	10GHz
杂噪比 CNR	30dB	干扰比 JNR	18dB
雷达飞行速度 v_r	150m/s	干扰机飞行速度 v_j	150m/s
雷达飞行高度 H_R	10000m	干扰机飞行高度 H_j	2000m
雷达飞行方位角 δ_r	0°	干扰机飞行方位角 δ_j	20°
干扰机方位角 φ_{JR}	60°	干扰机调制多普勒频率 f_{d1}	1200Hz

图 6(a)(c)反映的是宽带噪声干扰环境下 STAP 处理器的空时二维功率谱与空时协方差矩阵特征谱,从仿真结果可以看出,宽带噪声干扰仅在频率维产生了干扰效果,空域上的离散性使得干扰很容易在空间维被识别及抑制,在空时协方差特征谱上体现出了宽带噪声干扰信号维度的单一性.由式(25)可得噪声干扰信号的特征值数目: $N_{BS}^{(J)} = 1 \times (18 - 1) = 17$,噪声干扰 + 杂波特征值数目: $N_{BS} = 18 + (1 + 1) \times (18 - 1) = 52$.图 6(d)(f)反映的是投散射式伪杂波干扰环境下

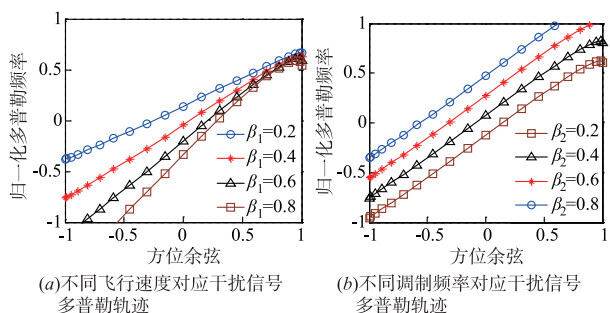


图4 干扰信号多普勒轨迹

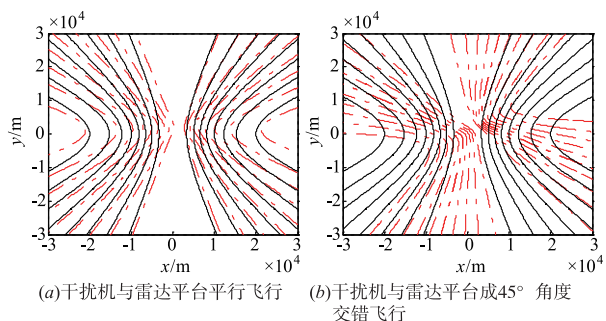


图5 杂波与干扰信号等值多普勒曲线

STAP 处理器的空时二维功率谱与空时协方差矩阵特征谱,从仿真结果可以看出,投散射式伪杂波干扰能够产生与杂波谱线类似的干扰谱线,干扰信号具有空时二维矢量特性,利用 DRFM 调制多普勒频率,可以调整干扰谱轨迹,当控制干扰谱轨迹覆盖被保护目标时,能有效掩护目标,甚至导致雷达盲视.由图6(d)的杂波轨

迹可以推算杂波轨迹的斜率 $\beta_j \approx 0.75$,根据式(23)(24)可得投散射式伪杂波干扰信号特征值数目: $N_{BS}^{(J)} \approx \text{int}\{18 + 0.75 \times (18 - 1)\} = 30$,投散射式伪杂波干扰 + 杂波特征值数目: $N_{BS} \approx \text{int}\{2 \times 18 + (1 + 0.75) \times 17\} = 65$,估计结果与仿真结果相符.图 6(b)(e)对比了 STAP 处理器在宽带噪声干扰环境中和伪杂波干扰环境中的改善因子,宽带噪声干扰会使 STAP 处理器在多普勒零频位置凹口展宽,但其对于 STAP 处理器对快速目标检测的干扰效果不明显;本文干扰方法能够使 STAP 处理器在多普勒非零频位置产生多个凹口,降低了快速目标被探测到的概率.仿真说明,在干扰机数目相同的情况下,投散射式伪杂波干扰比宽带噪声干扰占用的 STAP 处理器自由度更多,干扰效果更好.通过分析干扰信号模型式(10)能充分说明这一点,投散射式干扰信号具有空时矢量二维特性,在处理器中与杂波占用的自由度是等同的,而噪声干扰信号仅含有一维信息,在处理器中仅在单一维度上产生一定的干扰效果,只会消耗 STAP 处理器在时间维的自由度,而空间维的自由度并没有占用,所以干扰效率要低于投散射式伪杂波干扰.

5 结论

本文根据 STAP 处理器抑制杂波的基本原理,提出了投散射式伪杂波干扰方法并推导了干扰信号空时矢量模型,着重从雷达的角度研究了干扰信号的空时特性.首先分析了干扰信号散射到被保护目标对雷达检

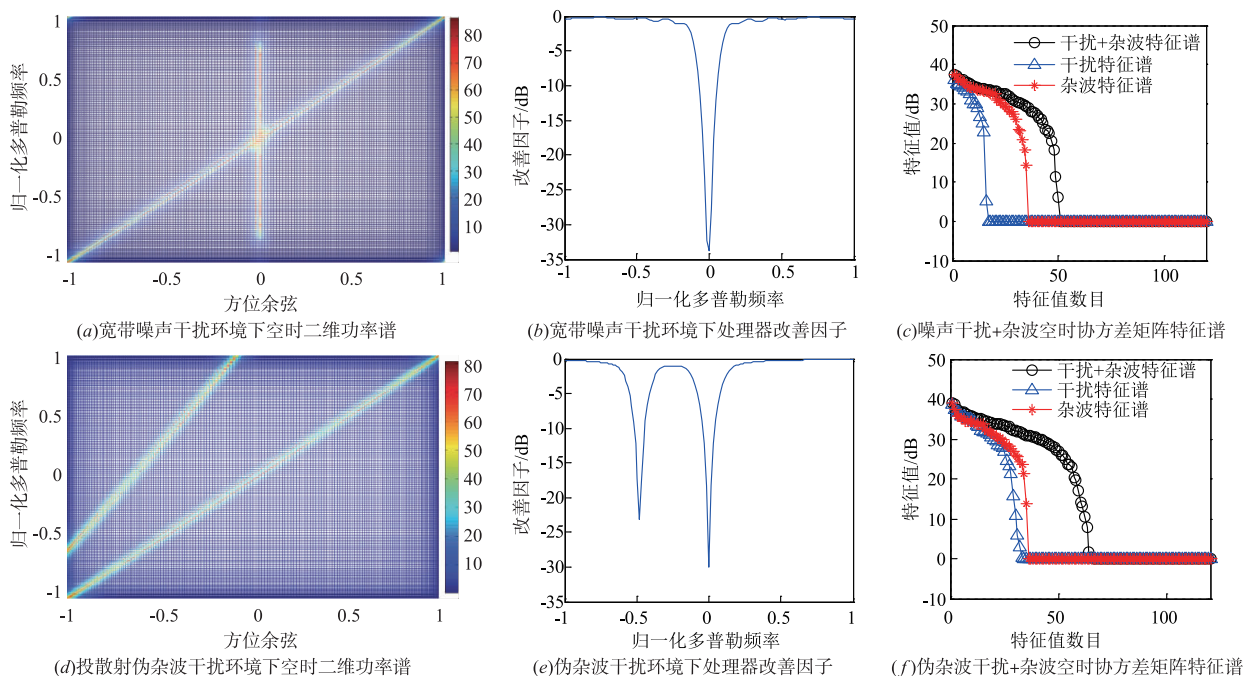


图6 不同干扰环境下STAP处理器仿真结果

测所带来的影响,研究了干扰信号多普勒轨迹变化规律及等值多普勒曲线分布;其次推导了投散射式干扰+杂波空时协方差矩阵特征值数目估计公式;最后通过公式推导与仿真验证表明,干扰信号的多普勒分布特性与杂波类似,会在 STAP 空时二维平面上产生背脊线分布形状的概率谱,谱轨迹可控,STAP 难以从空间域加以抑制,空间连续性有效隐藏了干扰机的方位;干扰+杂波空时协方差矩阵特征谱说明干扰信号占有更高的 STAP 处理器自由度,处理器性能下降.因此,投散射式伪杂波干扰具有比传统干扰更优的干扰效果.

参考文献

- [1] 薛冰心,张友益. 基于频移假目标对机载雷达 STAP 技术干扰效果的研究[J]. 舰船电子对抗, 2012, 35(1): 11-13.
XUE Bing-xin, ZHANG You-yi. Research into the effect of false target jamming based on shift-frequency on airborne radar STAP technology[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2012, 35(1): 11-13. (in Chinese)
- [2] 唐孝国,张剑云,王珽. 对空时自适应处理结束的欺骗干扰研究[J]. 航天电子对抗, 2013, 28(5): 61-64.
TANG Xiao-guo, ZHANG Jian-yun, WANG Ting. Study on deception jamming for STAP[J]. Aerospace Electronic Countermeasure, 2012, 28(5): 61-64. (in Chinese)
- [3] 唐孝国,张剑云,周青松,黄中瑞. 对机载相控阵雷达 STAP 技术的旁瓣干扰[J]. 火力与指挥控制, 2014, 39(2): 156-159.
TANG Xiao-guo, ZHANG Jian-yun, ZHOU Qing-song, Huang Zhong-rui. Study of sidelobe jamming on airborne phased array radar STAP technology[J]. Fire Control & Command Control, 2014, 39(2): 156-159. (in Chinese)
- [4] 张响,盛骥松,刘禹. 基于密集干扰的机载雷达 STAP 技术的干扰研究[J]. 舰船电子对抗, 2013, 36(6): 6-8.
ZHANG Yun, SHENG Ji-song, LIU Yu. Research into jamming to airborne radar STAP technology based on dense jamming[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2013, 36(6): 6-8. (in Chinese)
- [5] WU Jianxin, WANG Tong, BAO Zheng. Fast realization of maximum likelihood angle estimation in jamming; further results[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(2): 1556-1562.
- [6] 李彩彩,廖桂生,朱圣棋,等. 一种抑制严重非均匀杂波的机载 MIMO-STAP 方法[J]. 电子学报, 2011, 39(3): 511-517.
LI Cai-cai, LIAO Gui-sheng, ZHU Sheng-qi. An airborne MIMO-STAP method for severely non-homogeneous clutter suppression[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3): 511-517. (in Chinese)
- [7] 高志奇,陶海红,赵继超. 基于联合稀疏功率谱恢复的机载雷达稳健 STAP 算法研究[J]. 电子学报, 2016, 44(11): 2796-2801.
GAO Zhi-qi, TAO Hai-hong, ZHAO Ji-chao. Robust STAP algorithm based on joint sparse recovery of clutter spectrum for airborne radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(11): 2796-2801. (in Chinese)
- [8] 湛诗娃,周青松,张剑云,魏民. 对 STAP 处理器的投散射式伪杂波干扰技术[J]. 现代雷达, 2016, 38(10): 83-87.
CHEN Shi-wa, ZHOU Qing-song, ZHANG Jian-yun, WEI Min. A Study on the scattered wave fake clutter jamming method for space time adaptive processing[J]. Modern Radar, 2016, 38(10): 83-87. (in Chinese)
- [9] RICHARD Klemm. Principle of Space-Time Adaptive Processing (3rd Edition) [M]. London: The Institution of Electrical Engineers, 2002.
- [10] 王永良,魏进武,陈建文. 双基地机载预警雷达空时二维杂波建模及杂波特性分析[J]. 电子学报, 2001, 29(12A): 1940-1941.
WANG Yong-liang, WEI Jin-wu, CHEN Jian-wen. Modeling and characteristic analysis of two-dimensional space-time clutter for bistatic airborne early warning radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(12A): 1940-1941. (in Chinese)
- [11] 湛诗娃,张剑云,周青松,等. 对 STAP 雷达的投散射式干扰可行性研究分析[J]. 信号处理, 2016, 32(10): 1252-1259.
- [12] RICHARD Klemm. Adaptive clutter suppression for airborne phased array radar[J]. Proceedings of IEE, 1983, 130(1): 128-132.
- [13] BRENNAN L E, STAUDAHER F M. Subclutter visibility demonstration [R]. Technical Report, Adaptive Sensors Incorporated, 1992. 92-21.
- [14] ZHANG Q, MIKHAEL W B. Estimation of the clutter rank in the case of subarraying for space-time adaptive processing[J]. Electronics Letters, 1997, 33(5): 419-420.
- [15] RICHARDSON P D. STAP covariance matrix structure and its impact on clutter plus jamming suppression solution [J]. IEE Electronic Letters, 2001, 37(12): 118-119.

作者简介



谌诗娃 女,1990 年出生于湖南益阳,现为合肥电子工程学院博士研究生,主要研究方向是阵列信号处理,STAP 雷达信号处理.
E-mail: chenshiwa12@163.com



周青松 男,1982 年出生于安徽巢湖,现为合肥电子工程学院讲师,主要研究方向是高速数字信号处理和凸优化理论.
E-mail: Zhouqingsong1207@gmail.com



张剑云 男,1963 年出生于浙江龙泉,现为合肥电子工程学院教授,博士生导师,主要研究方向是雷达及目标环境模拟,雷达信号处理,高速信号处理.
E-mail: zjy921@sina.com



毛云祥 男,1973 年出生于浙江诸暨,现为合肥电子工程学院副教授,主要研究方向是雷达信号处理.