

基于杂波扩展的 STAP 投散射干扰方法

王 坤, 张剑云, 周青松

(国防科技大学电子对抗学院, 合肥, 230037)

摘要 空时自适应处理技术(STAP)在机载预警雷达中应用广泛,对其干扰的研究具有重要意义。针对传统相干干扰方法采用主瓣对主瓣的方式截获雷达信号易被发现的问题,提出一种基于杂波扩展的干扰方法。干扰机位于雷达副瓣,截获雷达杂波信号而非直达波信号作为相干干扰信号的来源,采取投散射的方式实施干扰,实现对雷达的主瓣干扰。推导了干扰机接收到的雷达直达波和雷达杂波功率的计算公式,建立了杂波信号模型和干扰信号模型,通过仿真比较了干扰机接收到的雷达直达波和雷达杂波的功率,验证了截获杂波信号的可行性,与伪杂波干扰进行了仿真对比。仿真结果表明:相比于伪杂波干扰,该干扰方法对目标先验信息准确性要求较低,干扰后在方位和多普勒频率上均形成假目标,故该方法可行有效。

关键词 空时自适应处理(STAP);杂波扩展;功率计算

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2021.01.011

中图分类号 TN974 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2021)01-0062-08

A Scattered Wave Jamming Method Against STAP Based on Clutter

WANG Kun, ZHANG Jianyun, ZHOU Qingsong

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

Abstract Space-time adaptive processing (STAP) is widely used in airborne early warning radar. For this, the study of its interference is of great significance. A jamming method based on clutter is proposed. Being easy to be detected by using a main-lobe to main-lobe way to intercept radar signals by conventional coherent jamming methods, a jammer is located in the side-lobe of the radar to intercept the clutter signal rather than the direct signal as the source of the coherent jamming signal. The jamming is carried out by scattering to realize the main lobe jamming. The calculation formulas of radar direct wave power and radar clutter power received by the jammer are derived. A clutter signal model and a jamming signal model are established. Through simulation, the power of radar direct wave and radar clutter received by the jammer are compared, and the feasibility of clutter signal interception is verified, and compared with pseudo clutter jamming through simulation. The simulation results show that compared with the pseudo clutter jamming, the proposed method has a lower requirement for the accuracy of the prior information of the target, is feasible, and effective to the false targets formed in both azimuth and Doppler frequency after jamming.

Key words space-time adaptive processing (STAP); clutter; power calculation

收稿日期: 2020-08-17

基金项目: 国家自然科学基金(62072370, 61703423)

作者简介: 王 坤(1986—),男,江西乐安人,硕士,研究方向:雷达信号处理。E-mail:1519743667@qq.com

引用格式: 王坤, 张剑云, 周青松. 基于杂波扩展的 STAP 投散射干扰方法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2021, 22(1): 62-69.
WANG Kun, ZHANG Jianyun, ZHOU Qingsong. Scattered Wave Jamming Method Against STAP Based on Clutter[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2021, 22(1): 62-69.

与地面雷达相比,机载预警(AEW)雷达系统在提供连续侦察和监视方面具有很大的优势。但机载雷达波束对地面的下俯角较大,使得雷达接收到的杂波功率很大。此外,运动引起的杂波谱多普勒展宽导致对低多普勒目标的可检测性下降。空时自适应处理(STAP)通过隐式平台运动补偿实现最优杂波抑制,在 AEW 雷达系统中得到了广泛应用^[1-5]。在电子对抗领域,对 STAP 的干扰是一个越来越受关注的研究课题,薛冰心等人基于线性调频信号距离和多普勒频移的耦合关系研究了频移假目标干扰^[6],秦兆锐等人研究了移频灵巧噪声干扰^[7],沈佳琪等人研究了间歇采样转发干扰^[8],赵燕慧等人研究了延时混叠转发干扰^[9],李骥阳等人研究了基于间歇采样的卷积调制干扰^[10-11],张嘉曦研究了延迟转发干扰^[12],谌诗娃等人研究了投散射式伪杂波干扰^[13-14],这些干扰方法均为相干干扰,需要对雷达信号进行截获和采样,其中投散射式伪杂波干扰明确了采用干扰机主瓣对准雷达主瓣的方式来截获雷达信号,而其它几种干扰方法并未说明。考虑到 AEW 雷达应用的超低副瓣技术,若干扰机作为单独平台,这几种干扰方法应该也是采用主瓣对主瓣的方式来截获雷达信号,这使得干扰机本身被雷达发现的概率大增。根据干扰路径的不同,这些干扰可以分为直接路径干扰和多路径干扰。频移假目标干扰、间歇采样转发干扰、延迟转发干扰都是直接路径干扰,干扰波束需要指向雷达。投散射式伪杂波干扰则是一种多路径干扰,干扰机主瓣对准地面,利用地物散射特性和雷达、干扰机、地面运动特性产生类似杂波的干扰信号,通过地面散射进入雷达主瓣以达到干扰效果,当干扰机本身在雷达主瓣内时,这种干扰方法功率利用效率不如直接路径干扰。

本文结合两类干扰方法的优点,提出一种基于杂波扩展的 STAP 投散射干扰方法,干扰机本身不在雷达主瓣内,降低了自身被发现的概率,不对雷达直达信号进行截取和采样,而是对雷达信号经地面散射的杂波信号进行截取和采样,由于杂波相当于地面环境对原雷达信号进行调制,保证了与原信号的相干性,经采样、调制、延时转发给雷达后能获得相干增益,利于达到干扰效果。采用投散射的方式,通过选择合适的投射位置使干扰信号经地面散射进入雷达主瓣,使不在雷达主瓣内的干扰机能对雷达进行主瓣干扰。

1 功率计算

本节主要给出干扰机接收到的雷达直达波功率

和雷达杂波功率计算公式。若杂波功率大于直达波功率,则说明对杂波信号而非直达波信号进行截取和采样具有可行性。

1.1 干扰机接收到的雷达直达波信号功率

机载预警雷达、干扰机和目标的空间配置见图 1,雷达主瓣对准目标,干扰机不在雷达主瓣内。雷达 A 的飞行高度为 H_A ,与干扰机 J 距离为 R_J ,相对于干扰机的方位角为 φ_{jr} ,俯仰角为 θ_{jr} ,发射功率为 P_r ,工作波长为 λ ,天线增益为 $G_r(\varphi, \theta)$ 。干扰机飞行高度为 H_J ,天线增益为 $G_r(\varphi, \theta)$,相对于雷达的方位角为 φ_{rj} ,俯仰角为 φ_{rj} ,则根据基本雷达方程,干扰机接收到的雷达直达波功率为:

$$P_{jrd} = \frac{P_r G_r(\varphi_{rj}, \theta_{rj}) G_j(\varphi_{jr}, \theta_{jr}) \lambda^2}{(4\pi R_J)^2} \quad (1)$$

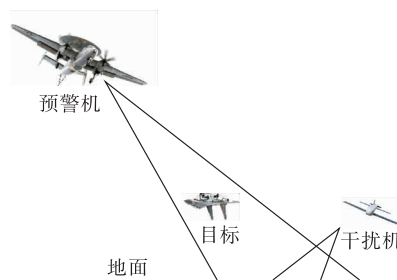


图 1 雷达、干扰机、目标配置图

1.2 干扰机接收到的雷达杂波信号功率

干扰机除了接收到雷达直达波外,还能接收到经地面散射的雷达杂波信号。满足到雷达和干扰机的距离之和相等的散射点在空间中形成若干个椭球,它们与地面相交形成若干个椭圆,即干扰机接收到的雷达杂波等距离环。下面以距离之和为 R 的椭球为例,通过选择合适的坐标系,求出椭球与地面相交形成的杂波等距离环的解析表达式。

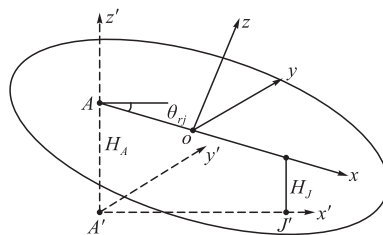


图 2 雷达、干扰机几何配置图

如图 2 所示,以雷达地面投影点 A' 为原点,雷达、干扰机连线的地面投影为轴, AA' 为轴,垂直 AA' 和 JJ' 所在平面作 y' 轴建立坐标系。以雷达和干扰机连线为轴,连线段中点为原点 o ,在 AA' 和 JJ' 所在平面内作轴垂线为轴,平行于 y' 轴作 y 轴建立坐标系,则在坐标系中椭球为标准椭球,其长轴为 R ,焦距为 R_J ,其方程为:

$$\frac{4x^2}{R^2} + \frac{4y^2}{R^2 - R_J^2} + \frac{4z^2}{R^2 - R_J^2} = 1 \quad (2)$$

通过旋转和平移可以得到在坐标系中通过地面某散射点 $(x_i, y_i, 0)$ 的椭圆方程为:

$$\frac{4(x_i \cos \theta_{rj} + H_A \sin \theta_{rj} - R_J/2)^2}{R^2} + \frac{4y_i^2}{R^2 - R_J^2} + \frac{4(x_i \sin \theta_{rj} - H_A \cos \theta_{rj})^2}{R^2 - R_J^2} = 1 \quad (3)$$

通过将式(3)展开为二元二次方程的形式:

$$Ax_i^2 + Bx_i + C + Dy_i^2 = 0 \quad (4)$$

可以将椭圆的半长轴 a 、半短轴 b 分别表示为:

$$a = \sqrt{B^2 - 4AC}/2A, b = \sqrt{(B^2 - 4AC)/4AD} \quad (5)$$

其中:

$$\begin{aligned} A &= \frac{4 \cos^2 \theta_{rj}}{R^2} + \frac{4 \sin^2 \theta_{rj}}{R^2 - R_J^2} \\ B &= (H_A \sin \theta_{rj} - R_J/2) \frac{8 \cos \theta_{rj}}{R^2} - \frac{8 H_A \cos \theta_{rj} \sin \theta_{rj}}{R^2 - R_J^2} \\ C &= \frac{4 (H_A \sin \theta_{rj} - R_J/2)^2}{R^2} + \frac{4 (H_A \cos \theta_{rj})^2}{R^2 - R_J^2} - 1 \\ D &= 4/(R^2 - R_J^2) \end{aligned} \quad (6)$$

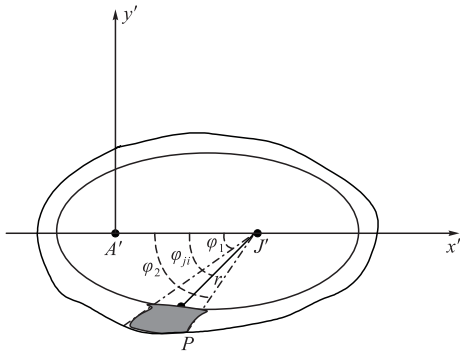


图3 杂波等距离环示意图

杂波等距离环如图3所示,内侧椭圆即为式(3)表示的椭圆,外侧的不规则形状则是由于干扰机接收机分辨单元所形成的,这些分辨单元将整个杂波环分为 m 块,其中第 i 块杂波块 P 的面积即为图3中阴影部分所示, φ_{ji} 为 P 相对于干扰机投影点 J' 的方位角, φ_1 和 φ_2 由于干扰机波束宽度 φ_{jB} 决定,满足:

$$\begin{cases} \varphi_1 = \varphi_{ji} - \varphi_{jB}/2 \\ \varphi_2 = \varphi_{ji} + \varphi_{jB}/2 \end{cases} \quad (7)$$

以 J' 为原点建立极坐标系,可以将椭圆方程改写为:

$$\frac{(r_j - r(\varphi) \cos \varphi + B/2A)^2}{a^2} + \frac{(r(\varphi) \sin \varphi)^2}{b^2} = 1 \quad (8)$$

式中: r_j 为雷达干扰机地面投影距离; $r(\varphi)$ 为某杂波块到 J' 的距离; φ 为其对 J' 的方位角,用 l 表示 $r_j + B/2A$,可将 $r(\varphi)$ 表示为 φ 的函数形式:

$$r(\varphi) = \frac{b^2 l \cos \varphi + K}{b^2 \cos^2 \varphi + a^2 \sin^2 \varphi} \quad (9)$$

式中: $K = \left[a^2 b^2 - b^2 l^2 \right] (b^2 \cos^2 \varphi + a^2 \sin^2 \varphi) + b^4 l^2 \cos^2 \varphi \Big]^{\frac{1}{2}}$ 。

由此,杂波块 P 的面积可以用积分表示为:

$$A_{ki} = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} d\varphi \int_{r(\varphi)}^{r(\varphi)+\Delta} r dr = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} (r(\varphi)\Delta + \Delta/2) d\varphi \quad (10)$$

式中: Δ 是干扰机接收机距离分辨单元在地面的投影, $\Delta = c\tau \sec \theta_{ji}$, c 为光速, τ 为雷达脉冲宽度, θ_{ji} 为 P 相对于干扰机的俯仰角。根据文献[15]中给出的表面杂波雷达方程,干扰机接收到杂波块 P 散射的功率为:

$$C_i = \frac{P_t G_r(\varphi_{ri}, \theta_{ri}) G_j(\varphi_{ji}, \theta_{ji}) \sigma^0 A_{ki}}{16\pi^2 r_1^2 r_2^2} \quad (11)$$

式中: φ_{ri} 、 θ_{ri} 为 P 相对于雷达的方位角和俯仰角, φ_{ji} 为 P 相对于干扰机的方位角; σ^0 为散射系数; r_1 为 P 到雷达的距离; r_2 为 P 到干扰机的距离。干扰机接收到该杂波环的杂波总功率为:

$$C = \sum_{i=1}^m C_i \quad (12)$$

2 信号模型

2.1 干扰机接收到的雷达直达波信号模型

机载预警雷达 A 、干扰机 J 和杂波块几何配置如图4所示,雷达以速度 v_A 沿 x 轴方向飞行,干扰机以速度 v_J 飞行,飞行方向与 x 轴夹角为 δ_j 。

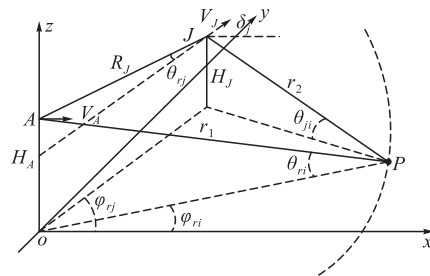


图4 雷达、干扰机、杂波块几何配置图

假设雷达发射信号为:

$$s_t(t) = \text{Re}[A_t E(t) e^{j\omega_c t}] \quad (13)$$

式中: $A_t = \sqrt{2P_n}$; P_n 为雷达发射功率; $E(t)$ 为发射波形包络; ω_c 为载波角频率。根据雷达和干扰机的相对运动关系,干扰机的相对径向速度 v_r 为:

$$v_r = v_A \cos \theta_{rj} \cos \varphi_{rj} - v_J \cos \theta_{rj} \cos(\varphi_{rj} - \delta_j) \quad (14)$$

干扰机接收到的信号为 $\text{Re}[A_t E(t - \tau) e^{j\omega_c(t - \tau)}]$, 其中 $\tau = (R_J - v_r t)/c$, 由相对运动产生的多普勒频移为 v_r/λ 。

2.2 干扰机接收到的雷达杂波信号模型

如图4所示,杂波块 P 到雷达、干扰机的距离之和 $R_{2w} = r_1 + r_2$ 是随时间变化的,不妨设 $t = 0$ 时, $R_{2w} = R_0$ 。在 t 时刻,干扰机接收到的信号是雷达在 $t - \tau(t)$ 时刻发射的,此时有:

$$R_{2w}(t - \tau(t)) = R_0 - (v_A \cos \varphi_{ri} \cos \theta_{ri} + v_J \cos(\varphi_{ji} - \delta_j) \cos \theta_{ji})(t - \tau(t)) \quad (15)$$

可以解出:

$$\tau(t) \approx \frac{R_0 - (v_A \cos \varphi_{ri} \cos \theta_{ri} + v_J \cos(\varphi_{ji} - \delta_j) \cos \theta_{ji})t}{c} = \tau_0 - \frac{v_{\text{rad}}^{(P)}}{c}t \quad (16)$$

式中: $\tau_0 = R_0/c$; $v_{\text{rad}}^{(P)}$ 为等效径向速度,可表示为:

$$v_{\text{rad}}^{(P)} = v_A \cos \varphi_{ri} \cos \theta_{ri} + v_J \cos(\varphi_{ji} - \delta_j) \cos \theta_{ji} \quad (17)$$

根据文献[1],干扰机接收到的由杂波块 P 散射的信号为:

$$s_{jr}^{(P)}(t) = \text{Re}[A_{jr} E(t - \tau_0 + \frac{v_{\text{rad}}^{(P)}}{c}t) \exp(j\omega_c(t - \tau_0 + \frac{v_{\text{rad}}^{(P)}}{c}t))] \quad (18)$$

式中: $v_{\text{rad}}^{(P)}/\lambda$ 为多普勒频移。

假设杂波回波可等效为 N_C 个独立杂波块散射信号之和,由于各信号多普勒频移不同,各信号是相互独立的,干扰机接收到的总的杂波信号 $s_{jr}(t)$ 可以写为:

$$s_{jr}(t) = \sum_{n=1}^{N_C} s_{jr}^{(n)}(t) \quad (19)$$

2.3 雷达接收到的干扰信号模型

几何配置与 2.2 节相同,此时为干扰机发射信号,雷达接收信号,对于散射块 P ,可以推出双程距离和 R_{2w} 变化导致的多普勒频移仍然为 $v_{\text{rad}}^{(P)}/\lambda$,由式(18)可知干扰机发射的信号包含 N_C 个多普勒频率不同的信号,故由散射块 P 散射的干扰信号的多普勒频移为:

$$f_{dj}^{(P)} = \frac{v_{\text{rad}}^{(P)}}{\lambda} + \frac{v_r}{\lambda} + f_j, n = 1, 2, \dots, N_C \quad (20)$$

式中: f_j 是干扰机对式(19)表示的接收信号进行调制处理得到的虚假多普勒频率。机载雷达的天线阵列布局如图 5 所示,为线性侧视阵列,则干扰机接收的单一散射块干扰信号的时间相位项和空间相位项分别为:

$$\begin{cases} \Phi_{jm}^{(n)}(v_A, v_J, \varphi_{ri}) = \exp[j2\pi(\frac{v_{\text{rad}}^{(P)}}{\lambda} + \frac{v_{\text{rad}}^{(n)}}{\lambda} + f_j)mT], \\ m = 1, 2, \dots, M \\ \Psi_{jk}(\varphi_{ri}) = \exp[j\frac{2\pi}{\lambda}(x_k \cos \varphi_{ri} + y_k \sin \varphi_{ri})\cos \theta_{ri} - z_k \sin \theta_{ri}], k = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (21)$$

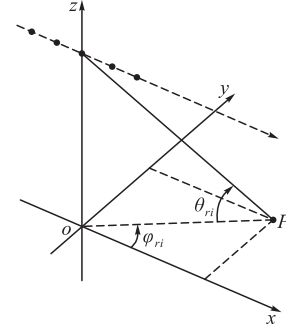


图 5 雷达天线阵列布局

加上传感器方向图 $D(\varphi)$, 阵列方向图 $G(\varphi, m)$, 地面反射率 $L(\varphi)$, 那么在第 m 个时刻第 k 个传感器接收到的一个距离单元总的干扰信号为:

$$j_{mk} = \sum_{n=1}^{N_C} \int_0^{2\pi} AD(\varphi)G(\varphi, m)L(\varphi)\Phi_{jm}^{(n)}(v_A, v_J, \varphi)\Psi_{jk}(\varphi)d\varphi \quad (22)$$

3 干扰基本原理

3.1 投散射式伪杂波干扰原理

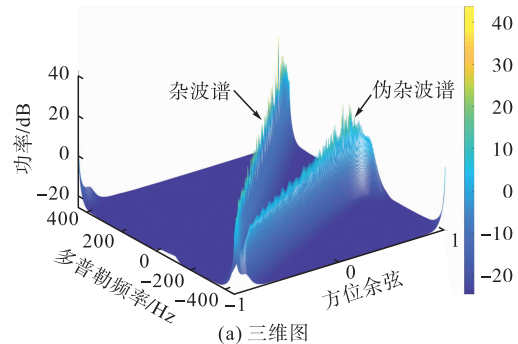
投散射式伪杂波干扰将接收到的雷达直达波信号调制后通过投散射的方式产生干扰信号,根据式(14)和式(20)可知,伪杂波干扰信号的多普勒频率具有方位依从性,经过散射块 P 散射后总的多普勒频移 $f_{dj}^{(P)}$ 为:

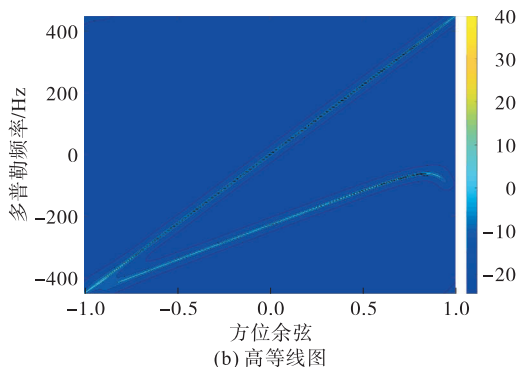
$$f_{dj}^{(P)} = \frac{v_{\text{rad}}^{(P)}}{\lambda} + \frac{v_r}{\lambda} + f_j \quad (23)$$

f_{dj} 可以表示为方位角 φ_{ri} 和虚假多普勒频率 f_j 的函数:

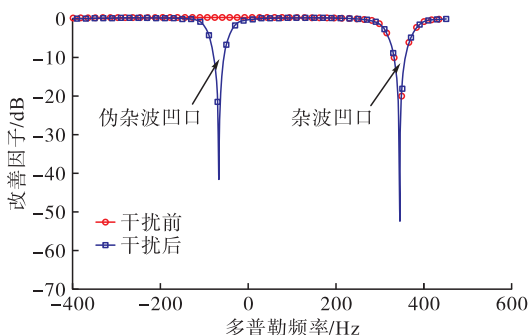
$$f_{dj} = F(\varphi_{ri}, f_j) \quad (24)$$

由于 f_{dj} 的方位依存性,伪杂波干扰信号的功率谱与杂波功率谱类似,具有空时二维性,如图 6 所示,文献[14]中将其称为伪杂波。从图 6(b)可以清楚地看到伪杂波谱占据了所有的方位,通过控制 f_j 可以使伪杂波谱在空时平面上沿多普勒频率方向平移。



图6 伪杂波干扰下的功率谱($f_j = 450$ Hz)

与杂波相同,伪杂波在单一维度上是无法滤除的。STAP 处理器像处理杂波一样处理伪杂波。伪杂波干扰前、后在 40° 方位角上的改善因子如图 7 所示,可以看到干扰后,不仅产生了一个杂波凹口以滤除杂波,还产生了一个伪杂波凹口以滤除伪杂波。其它方位角上的改善因子图与此类似。通过调整 f_j 可以使伪杂波谱在空时二维平面上平移进而使伪杂波凹口沿多普勒频率方向平移,当目标的多普勒频率 f_{dt} 和方位角 φ_{ri} 满足式(24),即 $f_{dt} = F(\varphi_{ri}, f_j)$ 时,目标被伪杂波凹口覆盖,STAP 处理器在滤除伪杂波的同时将目标也滤除了。

图7 伪杂波干扰前、后改善因子对比($\varphi_{ri} = 40^\circ$)

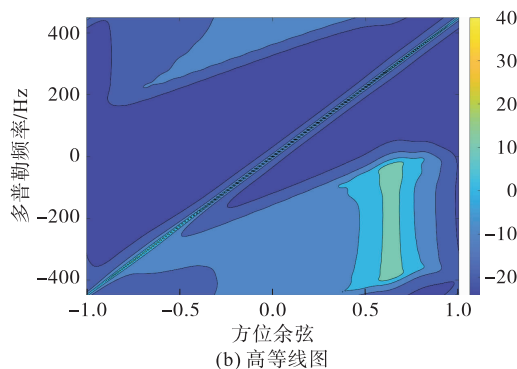
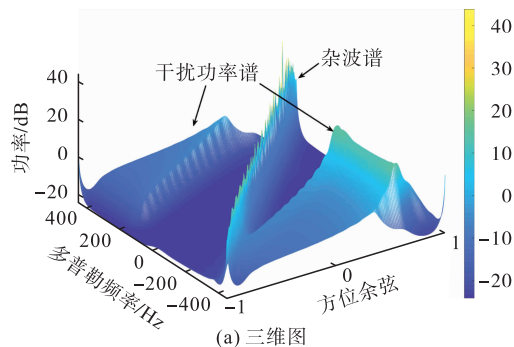
由以上分析可知,要使伪杂波凹口准确覆盖目标需要知道目标的多普勒频率、方位角和所在距离单元等先验信息。这种对先验信息的高要求是投散射伪杂波干扰方法的最大短板。若干扰指标要求使目标处的响应下降 10 dB 以上,定义伪杂波凹口宽度 D 为改善因子 -10 dB 处对应的归一化多普勒频率范围,则由图 7 可知,当目标先验归一化多普勒频率误差超过 $D/2$ 时,将不满足干扰指标要求。

与传统的转发式干扰形成具有不同多普勒频率或不同距离的假目标不同,投散射式伪杂波干扰利用 STAP 处理器特性将真实目标信息滤除,而传统转发式干扰下 STAP 能同时获取真实目标和假目标信息,且真实目标与假目标具有相同的方位信息。

3.2 基于杂波扩展的投散射干扰原理

由式(20)可知基于杂波扩展的投散射干扰相当于位于同一位置的 N_c 部干扰机同时进行伪杂波干

扰,干扰机的功率 P_j 需分配到这 N_c 个干扰信号上,每个干扰信号的功率为 P_j/N_c 。干扰后的功率谱如图 8 所示,可以看到干扰功率谱相当于将图 6 中的伪杂波谱压扁,将功率分配到更多空时位置上。

图8 基于杂波扩展的投散射干扰下的功率谱($f_j = 450$ Hz)

为了更好地覆盖目标,根据 N_c 个干扰信号初始多普勒频移 $v_{rad}^{(n)}/\lambda$ 的取值范围,将其中心频率代入式(23)中来确定 $F(\varphi_{ri}, f_j)$,即:

$$f_{dj}^{(P)} = \frac{v_{rad}^{(P)}}{\lambda} + (\max(\frac{v_{rad}^{(n)}}{\lambda}) + \min(\frac{v_{rad}^{(n)}}{\lambda}))/2 + f_j \quad (25)$$

干扰前、后在 40° 方位角上的改善因子如图 9 所示,可以看到干扰后,在杂波凹口外还产生了一个很宽的干扰凹槽,当目标落入该凹槽时,其响应下降将超过 25 dB,从而能达到干扰要求。对比图 7 可以看到相比于伪杂波干扰,基于杂波扩展的投散射干扰大大降低了对目标先验信息准确性的要求。

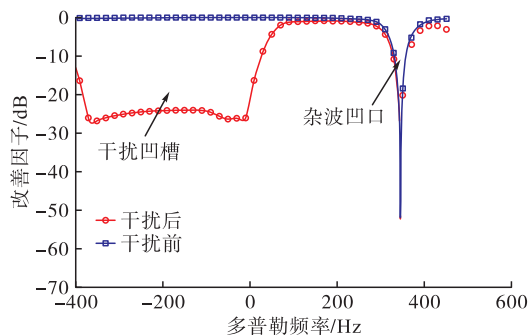


图9 基于杂波扩展的投散射干扰前、后改善因子对比

4 仿真实验

本节主要通过仿真实验比较干扰机接收到的雷达直达波功率和雷达杂波功率,验证截获雷达杂波而非雷达直达波的可行性。通过与伪杂波干扰进行仿真对比验证所提干扰方法的有效性。雷达系统参数由表 1 给出。

表 1 雷达系统参数

参数	符号	参数值
载波频率/MHz	f_c	450
载波波长/m	λ	0.666 2
脉冲重复频率/Hz	PRF	900
雷达接收机瞬时带宽/MHz	B	4
雷达接收机噪声系数/dB	F	3
雷达天线阵元数	N	18
阵元增益/dB	G_{el}	4
阵元后瓣增益/dB	G_{eb}	-30
雷达天线阵元间距/m	d	0.333 1
雷达发射功率/kW	P_{rt}	100
雷达发射增益/dB	G_{rt}	22
雷达列接收增益/dB	G_{rr}	10
系统损耗/dB	L_s	4
脉冲积累数	M	16

基于杂波扩展的投散射干扰将功率分配到 N_c 个子干扰信号上,不妨按角度将 N_c 设为 360。干扰机发射功率 P_{ji} 为 500 W,干扰机发射增益 G_{ji} 为 18 dB,干扰机天线后瓣增益 G_{jb} 为 -30 dB,雷达天线阵元和干扰机天线均采用余弦方向图,雷达天线阵元合成的波束指向目标,干扰机天线指向目标所在方位上的伪杂波块,运动平台参数由表 2 给出,经计算可知目标多普勒频率为 -60.041 5 Hz,方位余弦为 0.766。

表 2 运动平台参数

参数	符号	参数值
雷达平台飞行高度/m	H_A	10 000
雷达平台飞行速度/(m/s)	v_A	150
目标飞行高度/m	H_T	3 500
目标径向速度/(m/s)	v_{Tr}	-20
干扰机飞行高度/m	H_J	2 000
干扰机飞行速度/(m/s)	v_J	40
干扰机飞行偏航角/(°)	δ_J	20
雷达至干扰机距离/km	R_J	120
雷达至目标距离/km	R_T	80
干扰机方位角/(°)	φ_{rj}	10
目标方位角/(°)	φ_{rt}	40

4.1 功率比较

图 10 比较了双程距离和 $R_{2w} = 160$ km 时干扰

机收到的雷达直达波功率和不同地形条件下的雷达杂波功率,不同地形条件的散射系数根据文献[15]选取。雷达直达波功率随着 R_J 的增大而减小,由式(1)可以得到相同结论。干扰机接收到的雷达杂波功率随着 R_J 的增大而增大,这是因为在指定的 R_{2w} 下, R_J 越大,地面等距离椭圆环离心率越大,式(11)中的 $r_1^2 r_2^2$ 越小,从而杂波功率越大。由图 8 可以看到在山区地形、城市地形和森林地形条件下干扰机接收到的雷达直达波功率均低于雷达杂波功率。在农田地形,当 R_J 足够大时,干扰机接收到的雷达直达波功率也低于雷达杂波功率,考虑到干扰机接收雷达杂波和干扰机进行投散射干扰两种情形的对偶性,在指定的 R_{2w} 下干扰功率也是随 R_J 增大而增大的,因此取较大 R_J 是合理的。由此可以认为在以上几种地形条件杂波功率均大于直达波功率。

图 11 比较了 $R_J = 120$ km 时干扰机收到的雷达直达波功率和不同地形条件下的雷达杂波功率。随着 R_{2w} 增大雷达杂波功率减小,由于对偶性,干扰功率也会随着 R_{2w} 增大而减小,因此选择投射位置时应使 R_{2w} 尽可能小,此时在几种地形条件下杂波功率均大于直达波功率。这验证了截获雷达杂波信号而非雷达直达波信号的可行性。

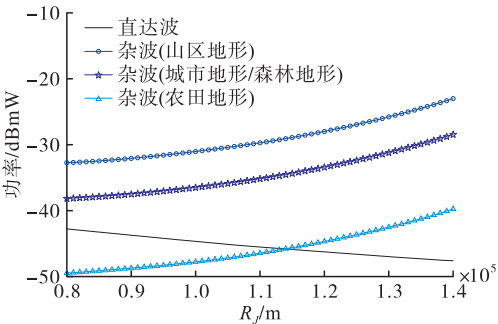


图 10 指定 R_{2w} 下直达波和杂波功率比较

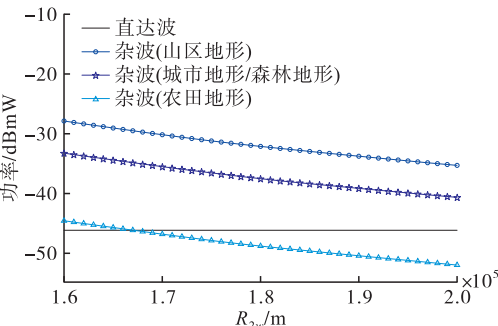


图 11 指定 R_J 下直达波和杂波功率比较

4.2 干扰效果对比

图 12 是 2 种干扰条件下雷达 STAP 处理器目标方位上改善因子的对比,可以看到伪杂波干扰在目标所在的多普勒频率处形成了一个窄而深的凹

口,使目标的响应下降了 40 dB。基于杂波扩展的投散射干扰则以目标多普勒频率为中心形成一个宽而较浅的凹槽,使宽约 0.4 归一化多普勒频率(记为 F)的多普勒频率范围上的响应均下降了 25 dB 左右。

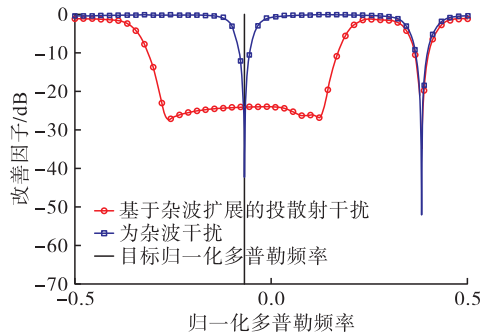
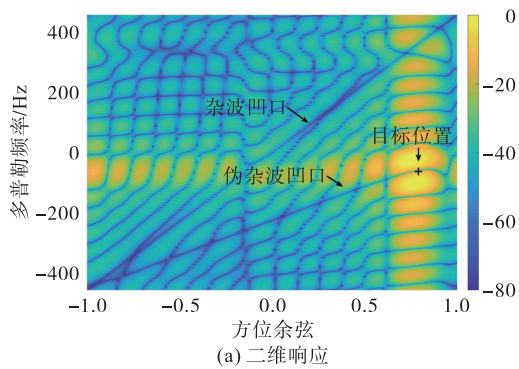
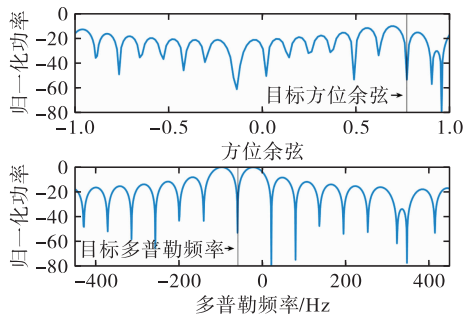


图 12 干扰后雷达 STAP 改善因子对比

图 13 和图 14 分别是 2 种干扰后雷达 STAP 最优响应。图 13 中伪杂波干扰后,伪杂波凹口覆盖目标,使目标处响应极低,目标多普勒信息和方位信息均被滤除。

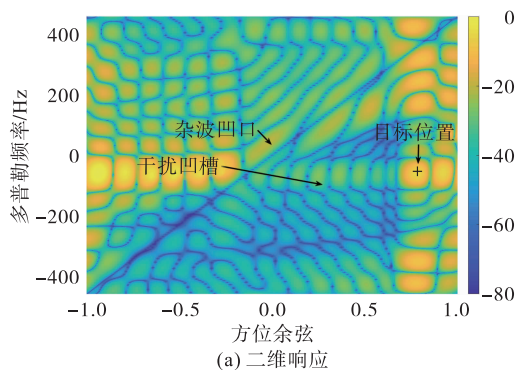


(a) 二维响应

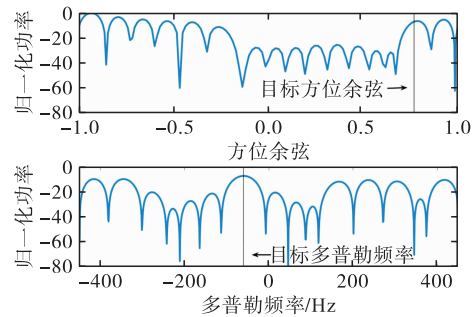


(b) 目标多普勒单元与角度单元切面图

图 13 伪杂波干扰后 STAP 最优响应



(a) 二维响应

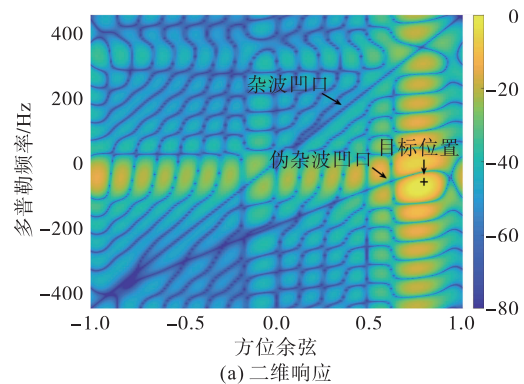


(b) 目标多普勒单元与角度单元切面图

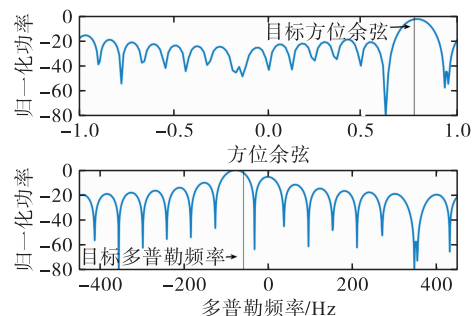
图 14 基于杂波扩展的投散射干扰后 STAP 最优响应

从图 14(a)可以看到基于杂波扩展的投散射干扰在目标空时位置附近形成了一个很宽的凹槽,使凹槽内的响应均下降,从图 14(b)可以看到干扰后虽然目标处响应仍能取得峰值,但已经不是唯一的峰值,相当于形成了若干假目标,与频移假目标干扰仅能形成多普勒频率上的假目标不同,基于杂波扩展的投散射干扰在方位上也形成了假目标。

从干扰效果来看,伪杂波干扰无疑优于基于杂波扩展的投散射干扰,但伪杂波干扰对先验信息准确度要求较高,图 15 和图 16 分别是目标先验多普勒频率信息误差 $0.03F$ 时 2 种干扰条件下的 STAP 最优响应,对比图 13 和图 14 可以看出基于杂波扩展的投散射干扰的效果没有变化,而伪杂波干扰效果明显变差,因此,从对目标先验信息误差容错性方面,基于杂波扩展的投散射干扰要优于伪杂波干扰。



(a) 二维响应



(b) 目标多普勒单元与角度单元切面图

图 15 伪杂波干扰后 STAP 最优响应(误差为 $0.03F$)

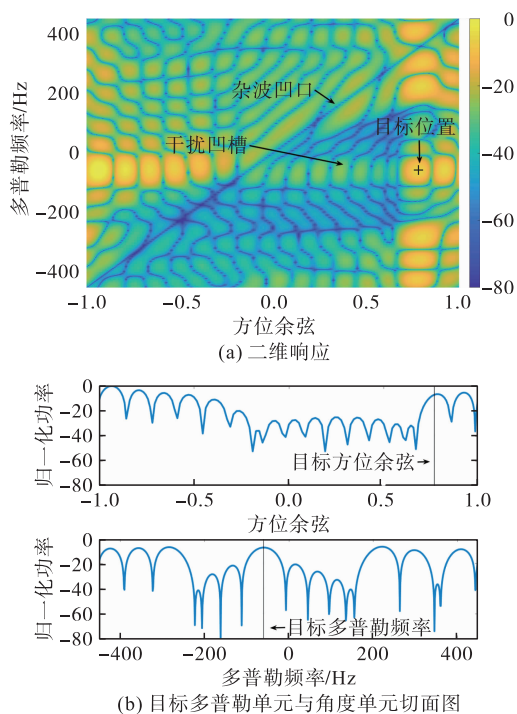


图 16 基于杂波扩展的投散射干扰后 STAP 最优响应(误差为 0.03F)

5 结语

本文研究了一种基于杂波扩展的 STAP 干扰方法。在雷达信号截获方面,对雷达杂波而不是直达波进行截获,解决了在雷达主瓣截获直达波信号被发现概率较大的问题,且杂波信号相当于地面环境对原雷达信号进行了一次调制,保持了相干性,能够获得相干增益,通过仿真比较了干扰机接收到的雷达杂波和直达波功率,验证了可行性。在干扰时,采用投散射的方式,在雷达副瓣内通过地面散射的方式使干扰信号进入雷达主瓣,形成一个很宽的干扰凹槽,相比于伪杂波干扰,对目标先验信息准确性要求较低,更容易覆盖目标,使目标响应下降,不再是空时平面上的唯一峰值,达到在方位和多普勒频率上均形成假目标的效果。仿真结果验证了这种干扰方法的有效性。在实践中,由于目标准确先验信息并不容易获得,因而基于杂波扩展的投散射干扰较伪杂波干扰更实用,当进一步增加干扰功率时,可以在很宽的频率范围内达到伪杂波干扰的效果。

本文中的干扰方法主要针对传统的 STAP 技术,考虑到压缩感知理论在 STAP 中的应用日益增加^[15-20],下一步将展开该干扰方法时稀疏恢复 STAP 技术的干扰效果。

参考文献

- [1] KLEMM R. Principle of Space-Time Adaptive Processing[M]. 3rd Edition. London: The Institution of Electrical Engineer, 2002;11-13.
- [2] MELVIN W L. A STAP Overview [J]. IEEE A&E Systems Magazine, 2004, 19(1):19-35.
- [3] GUERCI J R. Space-Time Adaptive Processing for Radar[M]. London: Artech House, 2003;1-3.
- [4] 谢文冲,段克清,王永良. 机载雷达空时自适应处理技术研究综述[J]. 雷达学报, 2017, 6(6):5-16.
- [5] 刘民,陆军. 下一代预警机主要特征与发展趋势研究[J]. 中国电子科学研究院学报, 2015, 10(3):278-282.
- [6] 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, 59.
- [7] 秦兆锐,董春曦. 对 STAP 技术的移频灵巧噪声干扰研究[J]. 雷达科学与技术, 2020, 18(3):295-300.
- [8] 沈佳琪,蒋东旭. 对预警雷达 STAP 的间歇采样转发干扰研究[J]. 舰船电子对抗, 2017, 40(3):21-25.
- [9] 赵燕慧,汤建龙,李骥阳,等. 对降维 STAP 机载雷达的延时混叠转发干扰方法分析[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(8):1718-1725.
- [10] 李骥阳. 对机载雷达空时自适应处理技术的干扰研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2018.
- [11] 李骥阳,毛睿达,汤建龙. 对空时自适应技术的卷积调制干扰研究[J]. 雷达科学与技术, 2018, 16(5):51-56.
- [12] 张嘉曦. 对机载雷达 STAP 的干扰方法研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2018.
- [13] 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.
- [14] 湛诗娃,周青松,张剑云,等. 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.
- [15] 斯克尼克. 雷达系统导论[M]. 3 版. 北京:电子工业出版社, 2010:304-306.
- [16] 阳召成,黎湘,王宏强. 基于空时功率谱稀疏性的空时自适应处理技术研究进展[J]. 电子学报, 2014, 42(6):1194-1204.
- [17] 马泽强,王希勤,刘一民,等. 基于稀疏恢复的空时二维自适应处理技术研究现状[J]. 雷达学报, 2014, 3(2):103-114.
- [18] 段克清,袁华东,许红,等. 稀疏恢复空时自适应处理技术研究综述[J]. 电子学报, 2019, 47(3):748-756.
- [19] 何团,唐波,张进,等. 基于稀疏恢复的 MIMO-STAP 干扰样本检测方法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2019, 20(6):101-107.
- [20] 何团,唐波,张玉,等. MIMO-STAP 稀疏字典降维方法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2020, 21(2):75-81.

(编辑:徐楠楠)