

对 SAR 双通道对消的方位向 间歇采样散射波干扰

张云鹏^{1,2}, 毕大平¹, 房明星³, 沈爱国¹

(1. 国防科技大学电子对抗学院, 安徽合肥 230031; 2. 解放军 61886 部队, 北京 100000;
3. 解放军 31103 部队, 江苏南京 210000)

摘要: 合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)通道对消技术可有效抑制散射波干扰等多种干扰类型,因此本文提出利用方位向间歇采样散射波干扰慢时间间歇性来对抗 SAR 双通道对消系统的干扰方法. 首先详细推导了散射波干扰的 SAR 双通道对消原理,然后建立了方位向间歇采样散射波干扰模型并分析了该方法对传统 SAR 成像的干扰效果. 在此基础上,分别研究了该干扰方法在双通道对消系统分别采用两种相位补偿条件时的对抗效果. 理论与实验分析表明:当采用自动相位搜索算法估计相位进行补偿时,可使得场景对消成像出现类似噪声的混乱明暗斑点,并伴随着未对消的虚假散射场景;当采用准确相位进行补偿时,可在对消成像中形成多个虚假散射场景和对消暗条纹.

关键词: 合成孔径雷达(SAR); 双通道对消; 间歇采样; 散射波干扰; 电子对抗

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2018)12-2832-08

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.12.003

Azimuth Intermittent Sampling Scatter-Wave Jamming Against SAR Dual-Channel Cancellation

ZHANG Yun-peng^{1,2}, BI Da-ping¹, FANG Ming-xing³, SHEN Ai-guo¹

(1. *Electronic Countermeasure Institute, National University of Defense Technology, Hefei, Anhui 230037, China;*
2. *The Unit 61886 of PLA, Beijing 100000, China;*
3. *The Unit 31103 of PLA, Nanjing, Jiangsu 210000, China*)

Abstract: Synthetic aperture radar(SAR) dual-channel cancellation technique can suppress various kinds of jamming signals including the scatter-wave jamming signals, so utilizing the azimuth intermittent sampling scatter-wave jamming method to counter the dual-channel cancellation system via slow-time intermittence is put forward. First, the SAR dual-channel cancellation principle of scatter-wave jamming is derived. Then the azimuth intermittent sampling scatter-wave jamming model is built, and its jamming performance to traditional SAR is analyzed. Next, its jamming performance to SAR dual-channel cancellation system in two kinds of phase compensation conditions is studied. Theoretical analysis and experiment results show that, when the phase estimated by the automatic phase searching algorithm is used, this jamming method can produce chaotic dark and bright speckles and false scattering scenes in the scene cancellation imaging; when the exact phase is used directly, this jamming method can produce multi-false scattering scenes and cancellation dark stripes.

Key words: synthetic aperture radar(SAR); dual-channel cancellation; intermittent sampling; scatter-wave jamming; electronic countermeasures

1 引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)利用距离向脉冲压缩技术和方位向孔径合成方式实现观测区域的二维成像,具有全天时、全天候和高分辨等特点,在军事侦察、环境监测等多个方面得到了广泛应用^[1]. 由于传统 SAR 工作体制和成像模式无法满足动目标检

测、三维成像及干扰抑制等需求,多通道 SAR 技术应运而生,其能够充分挖掘雷达回波信号相位中所包含的信息,极大提升了成像雷达的信息获取能力和抗干扰能力^[2-6]. 其中,双/多通道对消技术能有效抑制多种有源干扰样式,多通道 SAR(SAR-GMTI)和单航过 InSAR 等多通道雷达系统均能使用该技术获得干扰被削弱或消除的 SAR 二维成像^[7].

SAR 双通道对消技术利用各通道所收干扰信号之间的相位差可量化的特征,通过对相位差进行估计和补偿来实现两通道间的干扰对消.文献[6,8]分别分析了采用双通道对消技术抑制散射波干扰和单辐射源噪声压制干扰的原理,获取补偿相位差是干扰对消过程中不可或缺的重要环节,目前最常用的方法是利用自动相位搜索算法估计补偿相位,该算法依据两通道信号补偿对消后能量达到最小的准则提出,其相位估计精度高、干扰对消效果好^[9].通过增加系统通道数量可有效降低对消中真实回波信息的损失,从而提升干扰抑制与对消场景成像效果^[10].文献[11,12]通过比较分析欺骗式干扰与场景回波的异同,分别研究了利用多通道检测和抑制有源欺骗式干扰的方法.文献[13]提出一种可估计干扰站准确位置的双通道数据采集方式,从而可计算出精度较高的干扰对消补偿相位,并结合压缩感知技术对真实场景进行高分辨成像.可见,双通道对消技术能够应对散射波、压制性以及欺骗性等多种有源干扰类型,进而获取无干扰 SAR 图像,且其技术的逐渐完善进一步增加了对多通道雷达系统的对抗难度.另外,现有的 SAR 干扰技术研究较少着眼于雷达的抗干扰技术性能,在对抗双通道对消方面,文献[14]研究了采用多天线干扰机对抗 InSAR 双通道对消系统,多个干扰天线可模拟干扰机的快速运动,进而提高相位估计和干扰对消难度,但仅针对噪声压制干扰情况进行研究,干扰类型单一,结合补偿相位估计过程的推导相对较少.结合干扰对消技术特点研究针对性的对抗方法对完善 SAR 干扰技术体系具有重要意义.

基于上述背景,本文首先推导了采用双通道对消技术抑制散射波干扰的流程,通过对传统散射波干扰进行改进,建立了方位向间歇采样散射波干扰模型,并分析了该方法可对 SAR 形成多虚假散射场景的干扰效果;然后分别详细分析了该干扰方法对 SAR 双通道对消系统在自动相位搜索条件下和准确相位补偿条件下的干扰原理,在两种补偿条件下可对对消场景成像产生不同的干扰效果;最后验证了该干扰方法的有效性.

2 散射波干扰的 SAR 双通道对消

散射波干扰的原理:当干扰机接收到 SAR 发射的脉冲信号后放大并转发至特定散射区域,信号经过特定区域散射后与原始回波信号混合并被 SAR 接收.整个散射区域都相当于有效干扰源,干扰信号能携带真实目标散射信息,在时域、频域和极化域都很难被识别,从而实现对场景的二维相干干扰.在干扰过程中,干扰信号从多个连续方向进入雷达主瓣,因此很难用传统的旁瓣抑制和空域滤波方法消除干扰^[6,14,15].双通道对消散射波干扰是依靠不同慢时间采样时刻由固定干扰

机到达各通道的干扰信号之间的相位关系来完成干扰对消,其原理如图 1 所示.两通道子孔径天线沿航迹排列, a 天线发射信号, a、b 两天线同时接收信号.

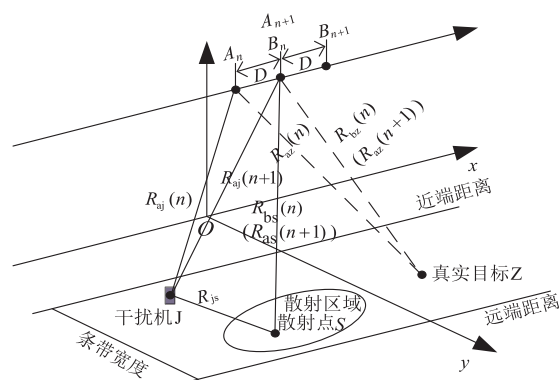


图1 散射波干扰的SAR双通道对消模型

设两天线间距满足对消条件 $D = Tv$, 其中 T 为 SAR 信号脉冲重复周期, v 为 SAR 平台运行速度. 假设场景任意点目标 Z 和散射区域内的任意散射点 S , A_n, B_n 分别表示两天线在第 n 个脉冲时刻的位置, 在经历了一个脉冲重复周期 T 后, a 天线到达 b 天线的 n 时刻位置, 此时两天线在第 $n+1$ 个脉冲时刻的位置分别为 A_{n+1}, B_{n+1} . 记 b 天线在第 $n+1$ 个脉冲时刻接收的点目标 Z 回波信号和点 S 散射波干扰信号分别为 $s_{bz}(n), s_{bj}(n)$, a 天线在第 $n+1$ 个脉冲时刻接收的目标回波信号和干扰信号分别为 $s_{az}(n+1), s_{aj}(n+1)$, 则两天线分别在 $s_{az}(n+1)$ 和 $n+1$ 时刻接收的信号为

$$\begin{cases} s_b(n) = s_{bz}(n) + s_{bj}(n) \\ s_a(n+1) = s_{az}(n+1) + s_{aj}(n+1) \end{cases} \quad (1)$$

根据散射波干扰原理, a 天线在 $n+1$ 时刻和 b 天线在 n 时刻所接收到的干扰信号与真实回波信号的传播路径分别为

$$\begin{cases} Y_{az}(n+1) = 2 \cdot R_{az}(n+1) = 2 \cdot R_{bz}(n) \\ Y_{aj}(n+1) = R_{aj}(n+1) + R_{js} + R_{bs}(n) \\ Y_{bz}(n) = R_{az}(n) + R_{bz}(n) \\ Y_{bj}(n) = R_{aj}(n) + R_{js} + R_{bs}(n) \end{cases} \quad (2)$$

其中 $R_{az}(n), R_{bz}(n)$ (或 $R_{az}(n+1)$) 分别为 n 时刻两天线到真实点目标 Z 的距离, $R_{aj}(n), R_{aj}(n+1)$ 分别为 a 天线在 n 与 $n+1$ 时刻与干扰机 J 的距离, $R_{bs}(n)$ (或 $R_{as}(n+1)$) 为 n 时刻 b 天线到散射点 S 的距离, R_{js} 为干扰机 J 到散射点 S 的距离. 则 b 天线 n 时刻和 a 天线 $n+1$ 时刻的目标回波信号和散射波干扰信号的相位关系为

$$\begin{cases} \Delta\varphi_z(n) = 2\pi(Y_{bz}(n) - Y_{az}(n+1))/\lambda \\ \quad = 2\pi(R_{az}(n) - R_{bz}(n))/\lambda \\ \Delta\varphi_j(n) = 2\pi(Y_{bj}(n) - Y_{aj}(n+1))/\lambda \\ \quad = 2\pi(R_{aj}(n) - R_{aj}(n+1))/\lambda \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可以看出相邻脉冲时刻接收的干扰信号之间的相位差只与散射波干扰机位置有关,与散射点位置无关,两天线接收的干扰信号满足

$$s_{bj}(n) = s_{aj}(n+1) \cdot \exp(j\Delta\varphi_j(n)) \quad (4)$$

因此 $\Delta\varphi_j(n)$ 即为对消时所需的准确补偿相位,将 a 通道信号进行相位补偿后与 b 通道信号相减并作 Fresnel 近似得

$$\begin{aligned} \Delta s &= s_b(n) - s_a(n+1) \cdot \exp(j\Delta\varphi_j(n)) \\ &= s_{bz}(n) \cdot \{1 - \exp[j(\Delta\varphi_j(n) - \Delta\varphi_z(n))]\} \\ &\approx s_{bz}(n) \cdot [1 - \exp(j2\pi D(x_z - x_j)/(\lambda R_{j0}))] \end{aligned} \quad (5)$$

其中 x_z, x_j 分别为真实目标 Z 和干扰机 J 的方位向坐标, R_{j0} 为干扰机到 SAR 的最短斜距. 可见,对消后散射波干扰信号被消除,保留的场景真实目标回波信号 $s_{bz}(n)$ 受到调制:当 $2\pi D(x_z - x_j)/(\lambda R_{j0}) \approx 2k\pi (k \in \mathbf{Z})$ 时,回波信号被削弱,场景成像中出现暗条纹,如当 $x_z = x_j$ 时 $\Delta s \approx 0$,即与干扰机方位向位置相近的区域成像会变暗. 在对消实施过程中,若不能获取准确的干扰机方位向位置,则可以采用自动相位搜索算法来求解补偿相位^[7].

3 方位向间歇采样散射波干扰原理

方位向间歇采样散射波是对传统散射波干扰的改进,其原理是:干扰机对截获到的 SAR 脉冲信号进行周期性地全脉冲采样(如图 2),然后转发至特定散射区域,干扰信号经散射后被 SAR 接收. 忽略干扰机转发延时,设未经方位向间歇采样的传统散射波信号形式为

$$\begin{aligned} s_j(t_r, t_a) &= \sigma \cdot \text{rect}\left(\frac{t_r - Y_j(t_a)/c}{T_p}\right) \text{rect}\left(\frac{t_a - x_s/v}{T_L}\right) \\ &\quad \cdot \exp\left[j\pi\mu_r \left(t_r - \frac{Y_j(t_a)}{c}\right)^2\right] \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{Y_j(t_a)}{c}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 t_r 为距离向快时间, t_a 为方位向慢时间, σ 为散射点的后向散射系数, f_0 为载频, c 为光速, T_L 为合成孔径时间, μ_r 为距离向调频斜率, v 为 SAR 平台行进速度, $Y_j(t_a) = R_{aj}(t_a) + R_{js} + R_{as}(t_a)$ 为任意 t_a 时刻散射波干扰信号的传播距离. 设方位向间歇采样信号 $p(t_a)$ 为矩形包络脉冲串,其表达式为

$$p(t_a) = \text{rect}\left(\frac{t_a}{T_w}\right) * \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(t_a - m \cdot T_s) \quad (m \in \mathbf{Z}) \quad (7)$$

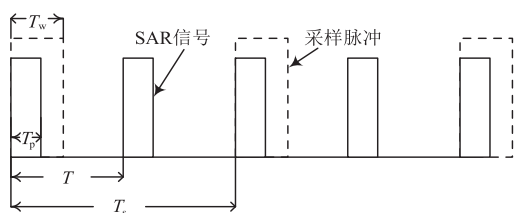


图2 方位向间歇采样原理

其中 $\delta(\cdot)$ 为冲击函数,“ $*$ ”表示卷积运算; T_{wa} 为采样脉冲宽度, T_{sa} 为采样周期; T 为 SAR 信号的脉冲周期, T_p 为 SAR 信号脉冲宽度,间歇采样周期满足 $T_{sa} = KT$ ($K \geq 2$ 且 $K \in \mathbf{Z}$). 结合式(6)~(7)可得方位向间歇采样散射波干扰信号为

$$y_j(t_r, t_a) = p(t_a) \cdot s_j(t_r, t_a) \quad (8)$$

对式(7)作傅里叶变换可得

$$P(f_a) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m \delta(f_a - m f_{sa}) \quad (9)$$

其中 f_a 为方位向多普勒频率, $f_{sa} = 1/T_{sa}$ 为间歇采样频率; $b_m = T_{wa} f_{sa} \text{sinc}(m T_{wa} f_{sa}) = D_a \text{sinc}(m D_a)$ 为幅度加权系数, $D_a = T_{wa}/T_{sa}$ 为方位向采样占空比. 干扰信号二维解耦后,快时间分量与慢时间间歇采样分量的相位历程互不影响^[16,17],故根据式(8~9)可以得到干扰信号 $y_j(t_r, t_a)$ 的距离多普勒域^[2]表达式为

$$y_j(t_r, f_a) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m \cdot s(t_r, f_a - m f_{sa}) \quad (10)$$

其中 $s(t_r, f_a)$ 为式(6)传统散射波的距离多普勒形式.

由式(10)可知方位向间歇采样实际上是对传统散射波信号的多普勒频谱进行周期为 f_{sa} 的频谱搬移,同时幅度受加权系数 b_m 调制. 结合式(6)、式(10)可得干扰信号经过二维匹配滤波输出为

$$\begin{aligned} y_j(t_r, t_a) &= \left(1 - \frac{|t_r^*|}{T_p}\right) \text{sinc}(\mu_r t_r^* (T_p - |t_r^*|)) \\ &\quad \cdot \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m \left(1 - \frac{|t_r^*|}{T_L}\right) \text{sinc}((\mu_a t_a^* + m f_{sa})(T_L - |t_a^*|)) \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $t_r^* = t_r - (R_{j0} + R_{js} + R_{s0})/c$ 为经过距离徙动校正后与慢时间无关的散射波到达时间, R_{s0} 为散射点到 SAR 的最短斜距, t_a^* 为散射波方位向到达时间. 由式(11)知干扰信号可在方位向形成多个虚假散射目标,记 $u_a = -2v^2/\lambda R_{s0}$ 为方位向调频率,则第 m 阶假目标的距离向与方位向峰值时刻分别位于 $t_r^* = 0$ 和 $t_a^* = -m f_{sa}/\mu_a$ 处,且方位向间距为

$$\Delta x = |v f_{sa}/\mu_a| \quad (12)$$

4 对 SAR 双通道对消的影响分析

双通道对消散射波干扰的性能依赖于对干扰信号补偿相位 $\Delta\varphi_j(n)$ 的准确估计. 在对消过程中,如果能够依靠前期侦察技术获取干扰机的准确位置,就可以计算出准确的补偿相位. 但在实际中对散射波干扰机定位的难度较大,可利用自动相位搜索算法来解决补偿相位的估计问题. 下面分别对采用自动相位搜索算法时和采用准确相位补偿时的方位向间歇采样散射波干扰效果进行分析.

4.1 自动相位搜索条件下的干扰原理

自动相位搜索算法的基本原理:在 $[-\pi, \pi]$ 的范

围内搜索相位 $\Delta\varphi'_j(n)$, 使用 $\Delta\varphi'_j(n)$ 对 $n+1$ 时刻 a 通道信号相位进行补偿, 并与 n 时刻 b 通道信号相减, 当差信号的能量取得最小时, 就以该 $\Delta\varphi'_j(n)$ 作为 n 时刻补偿相位 $\Delta\varphi_j(n)$. 相位搜索算法有效估计的前提条件是两通道在 n 和 $n+1$ 时刻所接收的信号中都含有干扰信号且存在一定的相位关系, 研究表明干信比的增大将使得估计相位更加接近于准确相位^[8,14]. 而方位向间歇采样散射波干扰是对 SAR 信号慢时间域的间歇采样转发, 从而使得干扰信号在慢时间上失去连续性, 即两通道所接收的信号在部分脉冲时刻中无干扰信号.

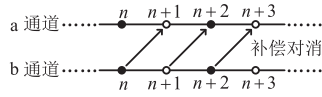


图3 两通道接收干扰信号示意图

假设方位向间歇采样周期 $T_{sa} = 2T$, 采样占空比 $D_a = 0.5$, 即每间隔一个 SAR 脉冲才采样转发一次. 图 3 为 a、b 通道接收干扰信号的状态, 实心圆点代表接收信号中含有干扰信号, 如 n 和 $n+2$ 时刻; 空心圆点代表无干扰信号, 如 $n+1$ 和 $n+3$ 时刻. 方位向间歇采样导致相邻时刻总是不能同时接收到干扰信号, 此时对区域目标进行分析, 结合式(1)可得 b 通道 n 、 $n+1$ 时刻和 a 通道 $n+1$ 、 $n+2$ 时刻接收的信号为

$$\begin{cases} \sum s_b(n) = \sum_{p=1}^P s_{bz,p}(n) + \sum_{q=1}^Q s_{bj,q}(n) \\ \sum s_a(n+1) = \sum_{p=1}^P s_{az,p}(n+1) \\ \sum s_b(n+1) = \sum_{p=1}^P s_{bz,p}(n+1) \\ \sum s_a(n+2) = \sum_{p=1}^P s_{az,p}(n+2) + \sum_{q=1}^Q s_{aj,q}(n+2) \end{cases} \quad (13)$$

其中 P 表示整个成像区域的点目标数, Q 表示散射区域的散射点数. 结合式(12)对 a 通道信号相位补偿后与 b 通道相消得

$$\begin{aligned} \Delta s(n) &= \sum s_b(n) - \sum s_a(n+1) \cdot \exp(j\Delta\varphi'_j(n)) \\ &= \sum_{p=1}^P \{ s_{bz,p}(n) [1 - \exp(j\Delta\varphi'_j(n) - j\Delta\varphi_{z,p}(n))] \} + \sum_{q=1}^Q s_{bj,q}(n) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \Delta s(n+1) &= \sum s_b(n+1) - \sum s_a(n+2) \\ &\quad \cdot \exp(j\Delta\varphi'_j(n+1)) \\ &= \sum_{p=1}^P \{ s_{bz,p}(n+1) [1 - \exp(j\Delta\varphi'_j(n+1) - j\Delta\varphi_{z,p}(n+1))] \} \\ &\quad + \sum_{q=1}^Q s_{bj,q}(n+1) \cdot \exp(j\Delta\varphi'_j(n+1)) \end{aligned}$$

$$- j\Delta\varphi_j(n+1)) \quad (15)$$

分析式(14)、(15)可知由于 $\sum s_a(n+1)$ 、 $\sum s_b(n+1)$ 中无干扰信号, 无论搜索相位 $\Delta\varphi'_j(n)$ 和 $\Delta\varphi'_j(n+1)$ 如何取值, 差信号 $\Delta s(n)$ 和 $\Delta s(n+1)$ 中都会分别保留干扰信号 $\sum_{q=1}^Q s_{bj,q}(n)$ 和 $\sum_{q=1}^Q s_{bj,q}(n+1)$. 同时式(14)中真实点目标回波信号受 $[1 - \exp(j\Delta\varphi'_j(n) - j\Delta\varphi_{z,p}(n))]$ 调制, P 区域中所有满足 $\Delta\varphi_{z,p}(n) - \Delta\varphi'_j(n) \approx 2k\pi$ ($k \in \mathbf{Z}$) 的点目标回波信号都会被对消掉, 加之不同的 n 时刻对应不同的点目标回波信号, 继而将严重破坏整个真实场景的聚焦成像, 式(15)分析同理.

综上所述, 方位向间歇采样散射波干扰可有效破坏自动相位搜索过程, 不仅干扰信号无法被对消, 所估相位还会使场景区域中大量真实点目标的回波被抑制或被增强, 从而使得场景成像中出现类似噪声的杂乱明暗斑点.

4.2 准确相位补偿条件下的干扰原理

假设干扰机的准确位置已知, 则 SAR 可以直接采用式(3)中的准确相位 $\Delta\varphi_j(n)$ 进行补偿. 由式(10)可知方位向间歇采样散射波干扰信号可以看作传统散射波信号进行多次多普勒移频后的集合, 第 m 阶移频量为 $m f_{sa}$, 幅度调制为 b_m , 因此不妨将第 m 阶假目标信号表示为

$$y_{jm}(n) = b_m s_j(n) \cdot \exp(-j2\pi m f_{sa} t_a) \quad (16)$$

其中 $s_j(n)$ 为传统散射波信号, t_a 与 n 一一对应, 可表示为 $t_a = nT$. 单独考虑第 m 阶假目标, 设 $y_{ajm}(n+1)$ 、 $y_{bjm}(n)$ 分别为 A、B 天线接收到的第 m 阶假目标干扰信号, 则两通道接收的信号为

$$\begin{cases} s_b n = s_{bz}(n) + y_{bjm}(n) \\ = s_{bz}(n) + b_m s_{bj} n \cdot \exp(-j2\pi m f_{sa} \cdot nT) \\ s_a(n+1) = s_{az}(n+1) + y_{ajm}(n+1) \\ = s_{az}(n+1) + b_m s_{aj}(n+1) \cdot \exp(-j2\pi m f_{sa} \cdot (n+1)T) \end{cases} \quad (17)$$

结合式(4)、式(17), 使用准确相位 $\Delta\varphi_j(n)$ 对两通道信号进行补偿对消

$$\begin{aligned} \Delta s(n) &= s_b(n) - s_a(n+1) \cdot \exp(j\Delta\varphi_j(n)) \\ &= s_{bz}(n) \cdot \{1 - \exp[j(\Delta\varphi_j(n) - \Delta\varphi_z(n))]\} \\ &\quad - y_{bjm}(n) \cdot (1 - \exp(j2\pi m f_{sa} T)) \end{aligned} \quad (18)$$

分析式(18)可知, 差信号 Δs 由两部分组成, 前者为受 $\{1 - \exp[j(\Delta\varphi_j(n) - \Delta\varphi_z(n))]\}$ 调制的场景真实目标回波分量, 后者为第 m 阶假目标干扰分量. 场景的真实目标回波分析同式(5), 因受到调制而在对消成像中呈现周期性暗条纹. 对于干扰分量, 当 $m \neq 0$ 时, $1 - \exp(j2\pi m f_{sa} T) \neq 0$, 干扰信号 $y_{bjm}(n)$ 被保留, 即在对消成像结果中仍然存在第 m 阶虚假散射目标; 而当 $m = 0$ 时, 对消结果与式(5)相同, 即第 0 阶假目标干扰信号

$\gamma_{\text{iso}}(n)$ 被完全抑制而无法成像. 综上所述, 采用准确相位补偿只能对消第 0 阶虚假散射目标, 而对 0 阶以上的假目标无效, 因此可通过调节间歇采样周期、干扰机位置等对虚假散射场景进行控制.

5 仿真实验分析

SAR 双通道对消系统工作于正侧视, 仿真参数如表 1 所示. 设成像区域距离向范围为 $[9900\text{m}, 10100\text{m}]$, 方位向范围为 $[-110\text{m}, 110\text{m}]$, 场景中心坐标为 $(10000, 0)$. 图 4 为无干扰时 SAR 场景成像结果, 其中在三角形标记处设置散射波干扰机, 坐标为 $(9910, 0)$, 图中长方形区域为特定散射区域. 实验过程中干扰机位置与散射区域不变.

表 1 仿真实验参数

信号载频 (GHz)	10	脉冲重频 (Hz)	480
信号脉宽 (μs)	20	平台速度 (m/s)	200
信号带宽 (MHz)	100	合成孔径长度 (m)	300
下视角 ($^\circ$)	53.1	平台高度 (m)	6000

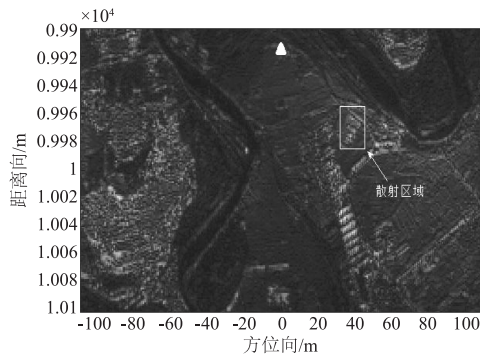


图 4 无干扰时 SAR 场景成像

5.1 散射波干扰的双通道对消效果

当干扰机对图 4 中标记的特定散射区域实施传统散射波干扰时, SAR 单通道场景成像 (未进行双通道对消) 结果如图 5 所示, 且两通道成像结果相同. 由图 5 可知, 散射区域的每个散射点都相当于有效干扰源, 因而

在区域成像中形成虚假的面状散射场景, 其距离向位置滞后于散射区域, 方位向位置处于干扰机与散射区域之间, 完成了对散射区域的复制搬移和畸变^[8,18], 具有较好的遮蔽和欺骗干扰效果.

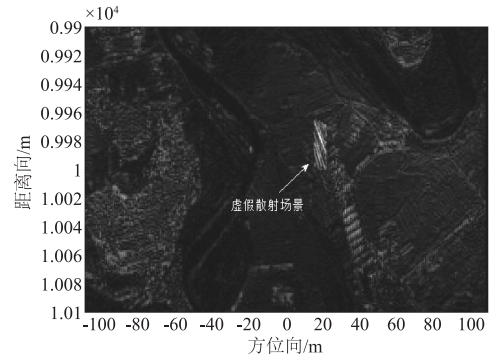


图 5 传统散射波干扰成像

采用 SAR 双通道对消技术对两通道信号进行处理, 可得散射波干扰对消结果如图 6 所示. 图 6(a) 是采用自动相位搜索算法进行相位估计的补偿对消成像, 从图中可以看出虚假散射场景被完全对消, 传统散射波干扰失效. 但由于对消后真实目标回波信号受调制项影响, 区域成像沿方位向产生对消暗条纹. 图 6(b) 为对消结果的幅度等值线图, 在图中很难辨别出虚假散射场景的等幅值线, 同时在方位向上靠近干扰机的真实目标幅度极弱, 形成了十分明显的幅值低谷, 进一步验证了双通道对消效果和真实目标信息损失造成的影响. 由式 (5) 计算可得暗条纹周期约为 725m , 因此在图中只能显示与干扰机同方位向的一条暗条纹. 以上仿真结果均与理论分析一致.

图 6(c) 为自动相位搜索算法估计的补偿相位与准确相位 $\Delta\varphi_j(n)$ 之间的差值曲线图, 相位差值以 0 为中心上下浮动且浮动范围在 $[-0.01, 0.015]$ 内, 即在每个 n 时刻估计相位与准确相位的误差都不超过 0.015. 可见对于传统散射波干扰, 搜索算法估计补偿相位的精度较高, 从而具有较好的干扰对消效果.

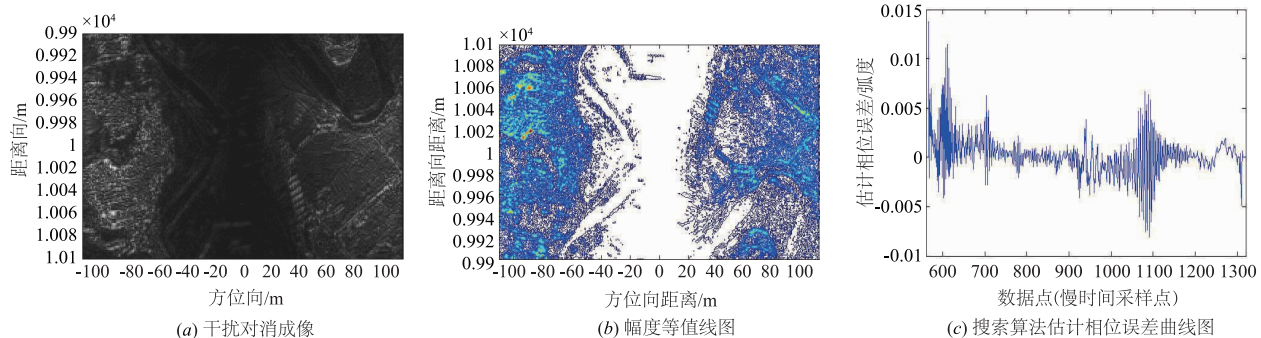


图 6 SAR 双通道对消结果

5.2 方位向间歇采样散射波干扰对消效果

首先对自动相位搜索条件下的方位向间歇采样散射波干扰效果进行仿真分析,图 7 为两种干扰参数下的补偿相位曲线图,其中实线为搜索算法所估计的补偿相位,虚线为准确的补偿相位 $\Delta\varphi_j(n)$. 由图中可以看出估计相位不再以准确相位为基准进行波动,而是无序地分布在 $[-\pi, \pi]$ 内,且与 $\Delta\varphi_j(n)$ 的差值较大. 这是由于干扰信号在慢时间上的间歇性致使两通道不能在相邻脉冲时刻都接收到干扰信号,从而无法搜索到能使得两通道补偿相减后能量大幅缩小的合适的估计相位.

在图 7(b) 中,干扰参数为 $T_{sa} = 8T, D_a = 0.3$,即在长度为 $8T$ 的间歇采样周期中,干扰间歇期为 $5T$,即在 5 个脉冲时刻内两通道都接收不到干扰信号,从而导致该时段内搜索算法所估计的相位接近于 0,这使得图 7(b) 的估计相位分布比 $T_{sa} = 2T, D_a = 0.5$ 时的分布(如图 7(a))更稀疏;而另外 3 个连续脉冲时刻内两通道能同时接收到干扰信号,满足相位搜索算法的工作前提,因此可以看到图 7(b) 中每隔 8 个采样点都会出现与准确相位极为接近的估计相位. 通过对比分析可知,当间歇采样频率越高时,干扰信号在慢时间域的状态切换速度越快,这也使得在更多慢时刻上估计的补偿相位接近于随机分布. 干扰参数为 $T_{sa} = 2T, D_a = 0.5$ 时对相位搜索过程的破坏程度最高,估计相位与准确补偿相位偏差较大,且完全不具有规律性.

图 8 为自动相位搜索条件下两组干扰参数的干扰对消效果,可见图中整个场景成像受到严重破坏,被杂乱分布的明暗斑点所覆盖. 这是因为干扰信号的慢时间间歇性使得相位搜索算法所估计的补偿相位杂乱无章,当采用这些相位进行补偿对消时,便导致场景中的所有真实点目标的回波信号或被增强,或被削弱甚至完全对消. 与图 6(a) 中的对消暗条纹相比,图 8 所示的

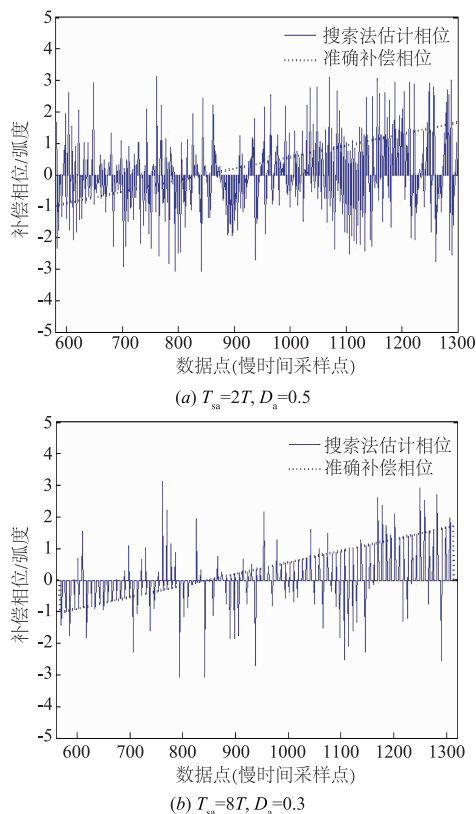


图7 补偿相位曲线图

对消与增强是无规律地作用于每个点目标上的,因而造成类似噪声的干扰效果. 干扰参数为 $T_{sa} = 2T, D_a = 0.5$ 时所估相位更为杂乱,其对应的真实场景成像所受到的破坏更为严重,在突出的明暗斑下很难再分辨出原始的地物地貌信息,这进一步验证了高采样频率具有更优的对抗效果. 同时,在近似噪声的明暗斑遮盖下,仍能看到虚假散射场景,说明干扰信号并没有被对消,以上仿真结果均与式(15)的分析一致.

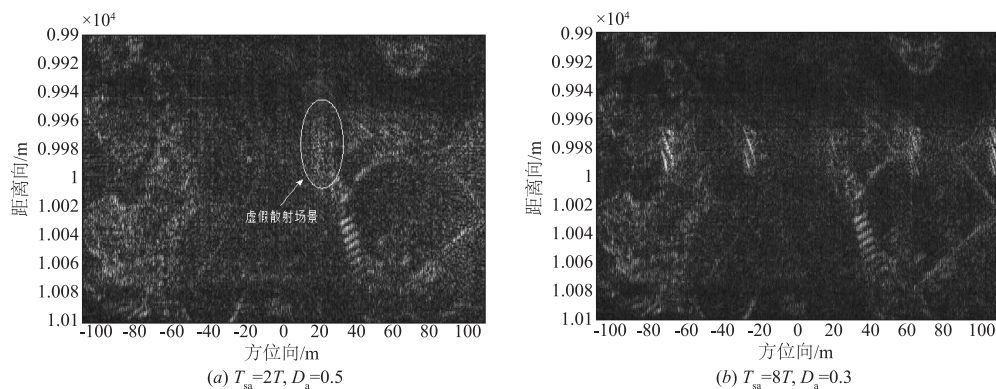


图8 自动相位搜索条件下的干扰效果

进一步验证准确相位补偿条件下的干扰效果,图 9(a) 为对消前单通道干扰成像,方位向间歇采样散射波干扰在方位向形成多个虚假散射场景,第 0 阶虚假散

射场景位置与图 5 相同,且相邻场景的中心间隔约为 44.9m ,与式(11)的理论分析结果相同. 当采用准确相位进行补偿对消时,其结果如图 9(b) 所示,对比图 9

(a)可知只有第0阶虚假散射场景被完全抑制,其余高阶虚假散射场景均被保留,并且在干扰机同方位向上出现对消暗条纹,仿真结果与式(18)的理论分析结果一致.由式(16)可知非0阶假目标信号比第0阶多出相位 $2\pi m f_{sa} t_a$,该相位使得准确相位的补偿失去意义,最终导致非0阶虚假散射场景无法被对消,起到遮蔽

与欺骗的干扰效果.此时如式(12)所示,间歇采样频率与相邻虚假场景中的间距成正比关系,采样频率越高,虚假场景沿方位向的分布间隔越大.因此,为保证在两种相位补偿条件下都能具备干扰作用,应在避免虚假场景分布太过稀疏的前提下,使得间歇采样频率尽可能高.

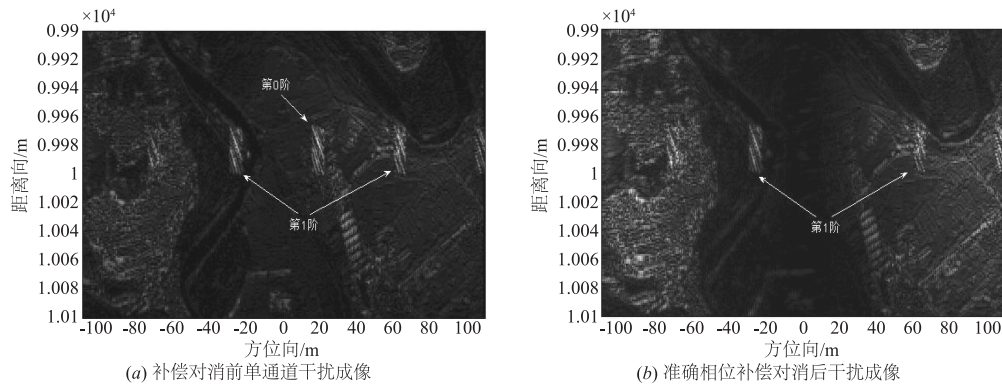


图9 准确相位补偿条件下的干扰效果($T_{sa}=8T, D_a=0.3$)

6 结论

本文提出采用方位向间歇采样散射波干扰方法对抗 SAR 双通道对消技术,当干扰对消系统采用自动相位搜索算法估计补偿相位时,本文所提干扰信号有悖于相位搜索算法的工作条件,可影响相位估计结果进而严重破坏真实场景的成像聚焦.即使采用准确相位进行补偿对消,仍然无法抑制该干扰方法所产生的非0阶虚假散射场景,并能够通过调整干扰机位置和干扰参数等实现虚假散射场景的控制.本文干扰方法结合了散射波干扰优势和方位向间歇采样的信号特点,在干扰作用原理上并不同于传统的间歇采样:已有的 SAR 间歇采样干扰旨在利用采样后的频谱拓展来实现多假目标干扰效果^[16-18],而本文方位向间歇采样则是利用采样后干扰信号的慢时间域间歇性来破坏多通道雷达系统对回波信号相位信息的正确提取,使得干扰对消失效.通过方位向调制干扰相位信息的思路还可进一步应用于对抗其它多通道系统,对完善 SAR 干扰技术体系、提升多通道雷达对抗能力具有现实意义.

参考文献

[1] CUMMING I G, WONG F H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation [M]. Boston: Artech House, 2009.
 [2] DAWIDOWICZ B, KULPA K S, MALANOWSKIM. DP-CA detection of moving targets in airborne passive radar [J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2012, 48(2): 1347 - 1357.
 [3] 杨志伟,张蕊,许华健,等.多特征辅助的 SAR-GMTI 雷

达扩展动目标检测方法[J]. 电子学报, 2016, 44(12): 2916 - 2923.

Yang Zhi-wei, Zhang Rui, Xu Jian-hua. A multi-features-aided method for extended target detection of SAR-GMTI [J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(12): 2916 - 2923. (in Chinese)

- [4] ZHANG S X, XING M D, XIA X G, et al. Robust clutter suppression and moving target imaging approach for multi-channel in azimuth high-resolution and wide-swath synthetic aperture radar [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2015, 53(2): 687 - 709.
 [5] 田斌,朱岱寅,吴迪,等.稳健的多通道 SAR/GMTI 通道盲均衡算法[J]. 电子学报, 2014, 42(3): 224 - 231.
 Tian Bin, Zhu Dai-yan, Wu Di, et al. Robust channel blind equalization algorithm for multi-channel SAR/GMTI system [J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(3): 224 - 231. (in Chinese)
 [6] 甘荣兵,王建国,何川.双路对消抑制对合成孔径雷达的弹射式干扰[J]. 信号处理, 2005, 21(1): 27 - 30.
 Gan Rong-bing, Wang Jian-guo, He Chuan. Rebound jamming suppression by two-channel SAR [J]. Signal Processing, 2005, 21(1): 27 - 30. (in Chinese)
 [7] 黄龙,董春曦,赵国庆.利用多干扰站对抗 SAR 双通道干扰对消技术的研究[J]. 电子与信息学报, 2014, 34(4): 903 - 907.
 Huang Long, Dong Chun-xi, Zhao Guo-qing. Investigation on countermeasure against SAR dual-channel cancellation technique with multi-jammers [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 34(4): 903 - 907. (in Chinese)

- [8] 甘荣兵, 王建国, 何川. 双天线对消弹射式干扰中的相位估计[J]. 电子学报, 2005, 33(9): 1691 - 1693.
Gan Rong-bing, Wang Jian-guo, He Chuan. Phase estimation in rebound jamming suppression by two-channel SAR [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(9): 1691 - 1693. (in Chinese)
- [9] 马永华, 王建国, 徐三元. 一种双通道合成孔径雷达抗干扰方法[J]. 信号处理, 2003, 19(z1): 359 - 362.
Ma Yong-hua, Wang Jian-guo, Xu San-yuan. Suppression interference in dual-channel synthetic aperture radar [J]. Signal Processing, 2003, 19(z1): 359 - 362. (in Chinese)
- [10] 马晓岩, 秦江敏, 贺照辉, 等. 抑制 SAR 压制性干扰的三通道对消方法[J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1015 - 1020.
Ma Xiao-yan, Qin Jiang-min, He Zhao-hui, et al. Three-channel cancellation of SAR Blanketing jamming suppression [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6): 1015 - 1020. (in Chinese)
- [11] 李晨, 朱岱寅. 利用双天线干涉检测针对 SAR 的欺骗干扰[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(6): 1412 - 1415.
Li Chen, Zhu Dai-yin. The detection of deception jamming against SAR based on dual-aperture antenna interferometry [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(6): 1412 - 1415. (in Chinese)
- [12] 张双喜, 孙光才, 刘艳阳, 等. 基于四通道 SAR 欺骗式干扰抑制算法[J]. 现代雷达, 2011, 33(2): 22 - 26.
Zhang Shuang-xi, Sun Guang-cai, Liu Yan-yang, et al. Deception interference suppression algorithm based on four-channel for SAR [J]. Modern Radar, 2011, 33(2): 22 - 26. (in Chinese)
- [13] Lin X H, Xue G Y, Liu P G. Novel data acquisition method for interference suppression in dual-channel SAR [J]. Progress in Electromagnetics Research, 2014, 144: 79 - 92.
- [14] 黄龙, 董春曦, 沈志博. 多天线干扰站对抗 InSAR 双通道干扰对消的研究[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(4): 913 - 918.
Huang Long, Dong Chun-xi, Shen Zhi-bo. Investigation on countermeasure against InSAR dual-channel cancellation technique with multi-antenna Jammer [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(4): 913 - 918. (in Chinese)
- [15] HUANG L, DONG C X, SHEN Z B, et al. The influence of rebound jamming on SAR-GMTI [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2015, 12(2): 399 - 403.
- [16] 杨伟宏, 刘进, 王涛. SAR 间歇采样散射波干扰[J]. 宇航学报, 2012, 33(3): 367 - 373.
Yang Wei-hong, Liu Jin, Wang Tao. Intermittent sampling scatter-wave jamming against SAR [J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(3): 367 - 373. (in Chinese)
- [17] 蔡幸福, 宋建社, 郑永安, 等. 二维间歇采样延迟转发干扰技术及其应用[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(3): 566 - 571.
Cai Xing-fu, Song Jian-she, Zheng Yong-an, et al. SAR jamming technology based on 2-D intermittent sampling delay repeater and its application [J]. Systems Engineering and Electronics, 2015, 37(3): 566 - 571. (in Chinese)
- [18] 房明星, 毕大平, 沈爱国. 散射波干扰对多通道 SAR-GMTI 的对抗性能分析[J]. 现代雷达, 2016, 38(8): 88 - 93.
Fang Ming-xing, Bi Da-ping, Shen Ai-guo. Countering performance analysis of scatter-wave jamming to multi-channel SAR-GMTI [J]. Modern Radar, 2016, 38(8): 88 - 93. (in Chinese)

作者简介



张云鹏 男, 1992 年出生于山东枣庄, 国防科技大学电子对抗学院毕业硕士, 研究方向为 SAR 信号处理与 SAR 对抗技术.
E-mail: dayunzyp@126.com



毕大平 男, 1965 年出生于安徽桐城, 国防科技大学电子对抗学院教授, 博士生导师, 研究方向为电子对抗侦察与干扰新技术.
E-mail: DAPEEI@163.com



房明星 男, 1988 年出生于安徽蚌埠, 工程师, 研究方向为 SAR 信号处理与 SAR 对抗技术.
E-mail: mingxingfang89@163.com



沈爱国 男, 1988 年出生于安徽肥东, 国防科技大学电子对抗学院副教授, 研究方向为雷达信号处理、雷达干扰与抗干扰技术.