

基于延迟-移频的 SAR 有源欺骗干扰有效区域研究

刘永才^{*①} 王伟^① 潘小义^{①②} 代大海^①

^①(国防科学技术大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

^②(电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室 长沙 410073)

摘要: 基于延迟-移频的 SAR 有源欺骗干扰方法具有局部区域有效性,有效区域的研究是合理运用干扰、确保达到欺骗效果的基础。该文通过分析干扰信号与真实点目标回波的差异,指出影响干扰信号聚焦的因素为残余距离单元徙动、方位向匹配滤波器失配和多普勒带宽损失,得到了延迟-移频干扰有效区域的解析表达式,并用仿真结果验证了理论分析的正确性。研究表明,基于延迟-移频的 SAR 有源欺骗干扰适用于干扰机附近小范围区域的防护。

关键词: 合成孔径雷达;有源欺骗;点散布函数;残余距离单元徙动;2次相位误差;有效区域

中图分类号: TN972; TN958

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2013)01-0046-08

DOI: 10.3724/SP.J.1300.2013.13001

Effective Region of Active Decoy Jamming to SAR Based on Time-delay Doppler-shift Method

Liu Yong-cai^① Wang Wei^① Pan Xiao-yi^{①②} Dai Da-hai^①

^①(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

^②(State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System, Changsha 410073, China)

Abstract: The active decoy jamming to SAR based on the Time-Delay Doppler-Shift (TDDS) method is effective in certain regions. Proper utilization of jamming to ensure good decoy quality requires a study of the effective region. After the mathematical analysis of the difference between the jamming signal and a real point-target echo, the paper points out that residual Range Cell Migration (RCM), matched filter error, and loss of Doppler bandwidth are three main factors that lead to a deterioration of the focus of a jamming signal. The formulation of the effective regions is obtained and verified by simulation results. The study indicates that the TDDS method can effectively protect limited regions around the jammer.

Key words: SAR; Active decoy jamming; Point Spread Function; Residual range cell migration; Quadratic phase error; Effective region

1 引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)具有全天时、全天候的高分辨成像能力,广泛应用在军事侦察领域,极大提高了战场感知能力。有源欺骗干扰作为电子对抗领域的研究热点之一,能够以较小的干扰功率实现以假乱真,是对抗 SAR 的有效手段。文献[1-8]对 SAR 有源欺骗干扰算法、实施方案及实时性等进行了深入研究。然而现有算法普遍需要以精确的参数侦察和估计为前提,这使得干扰机需要以复杂的侦察设备为支撑,其研制成本高而作战效果受限。文献[9]针对星载 SAR 提出了一种

参数估计误差只影响虚假目标位置的欺骗干扰算法。由于虚假图像的聚焦效果与参数估计无关,该干扰算法克服了传统算法需要精确参数估计的不足,使得小型化、便携式干扰机的研制成为可能。然而,该干扰算法是在近似条件下得到的,假目标的聚焦效果随着其位置远离干扰机而变差。当假目标在以干扰机为中心的一定区域内才能形成聚焦效果良好的干扰图像,假目标位置超出一定区域时虚假图像的聚焦效果严重恶化。散焦的假目标图像不能有效达到欺骗效果,甚至面临因此被识别的危险,因此干扰具有局部区域有效性。文献[9]对侦察方法、参数估计误差影响等进行了研究,论证了该干扰算法的可行性,而现有文献尚未涉及有效区域的研究。本文对干扰信号与点目标回波之间的差异进行了定

2013-01-04 收到, 2013-03-04 改回; 2013-03-11 网络优先出版

国家自然科学基金(61072119)资助课题

*通信作者: 刘永才 Leo_NUDT@163.com

量分析, 研究引起干扰信号散焦的因素, 得出了该干扰算法的有效区域, 对于合理地运用欺骗干扰, 确保干扰达到欺骗效果具有重要意义。

2 基于延迟-移频的 SAR 有源欺骗干扰及其有效区域

SAR 欺骗干扰的 2 维平面模型如图 1 所示。坐标系选取在 SAR 数据录取平面^[10]内, 以平台运动轨迹为纵轴。设干扰机坐标为 $(R_{B,J}, X_J)$, 假目标点坐标为 $(R_{B,T}, X_T)$, 其中横纵坐标分别代表最近距离和方位向位置。为使干扰信号与 $(R_{B,T}, X_T)$ 处的真实点目标回波一致, 应有干扰机系统函数为^[1]

$$H(f_r, t_m) = \sigma_J(t_m) \cdot \exp\left\{-j \frac{4\pi f_r}{c} [R_T(t_m) - R_J(t_m)]\right\} \quad (1)$$

其中, f_r 为快时间频率, t_m 为慢时间, $\sigma_J(t_m)$ 为干扰机幅度调制, c 为光速, $R_T(t_m)$ 和 $R_J(t_m)$ 分别为点目标和干扰机到 SAR 的瞬时斜距。进一步令干扰机系统函数为

$$H(f_r, t_m) = \sum_i \sigma_J^i(t_m) \cdot \exp\left\{-j \frac{4\pi f_r}{c} [R_T^i(t_m) - R_J(t_m)]\right\} \quad (2)$$

其中, $\sigma_J^i(t_m)$ 为干扰机根据第 i 个假目标点的散射强度进行的幅度调制, $R_T^i(t_m)$ 为第 i 个假目标点到 SAR 的瞬时斜距, 那么由许多假目标点组成的假目标图像将覆盖真实场景形成欺骗。

文献[9]提出的干扰算法核心在于将干扰机系统函数近似为

$$H(f_r, t_m) = \sigma_J \cdot \exp\left[-j2\pi f_r \cdot \frac{2\Delta R_B}{c \cdot \cos \theta_0}\right] \cdot \exp\left[j2\pi \gamma_{m,J} \cdot \frac{\Delta X}{V} \cdot t_m\right] \quad (3)$$

其中, $\Delta R_B = R_{B,T} - R_{B,J}$, $\Delta X = X_T - X_J$ 分别为假目标点到干扰机的距离向距离和方位向距离, σ_J 为常数形式的干扰机幅度调制, θ_0 为 SAR 波束斜视角, V 为 SAR 平台等效速度, $\gamma_{m,J}$ 为干扰机处点目标回波的多普勒调频率。式(3)第 2 项的作用在于将

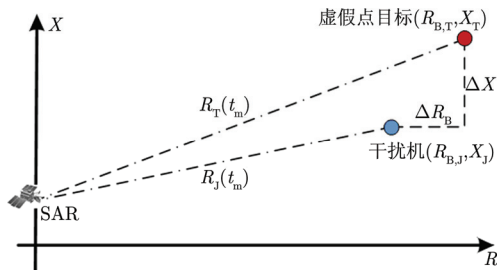


图 1 SAR 欺骗干扰的 2 维平面模型

Fig. 1 Planar model of decoy jamming to SAR

干扰机接收信号在快时间延迟 $2\Delta R_B/c \cdot \cos \theta_0$, 从而实现距离向位置的欺骗; 式(3)第 3 项在慢时间上乘以一个线性相位, 因为 SAR 回波信号在方位向近似为线性调频信号, 第 3 项的作用在于通过多普勒域移频实现方位向位置的欺骗^[11,12]。因此, 文献[9]中的干扰算法是一种基于延迟-移频的 SAR 有源欺骗干扰, 简称其为延迟-移频干扰 (Time-Delay Doppler-Shift, TDDS)。延迟-移频干扰得益于对干扰机系统函数的合理近似, 参数估计误差仅导致假目标位置的偏移而不影响假目标的聚焦效果, 降低了干扰机对参数侦测的要求。另一方面, 近似处理限制了干扰机的有效作用区域, 仅当假目标在以干扰机为中心的一定区域内才能形成聚焦效果良好的干扰图像。

SAR 成像过程可理解为重建场景散射中心分布的过程。由于系统带宽等实际因素限制, 重建的点目标不是理想的冲激函数, 通常用点散布函数 (Point Spread Function, PSF)^[10]来描述, 其 3 dB 主瓣宽度是衡量 SAR 图像分辨力和聚焦效果的重要指标。假目标点的 PSF 主瓣展宽百分比 (记作 Δpsf) 表示了干扰信号聚焦效果的恶化程度, 因此可以定义干扰有效区域为满足 Δpsf 小于一定值的假目标点位置的集合。如此定义干扰的有效区域, 直观地反映了对假目标聚焦效果的要求。

3 干扰信号与点目标回波的差异

本节分别给出点目标回波、干扰信号在 2 维时域、距离多普勒域中的解析表达式, 定量分析点目标回波和干扰信号之间的差异, 为研究干扰算法的有效区域提供数学基础。

3.1 点目标回波信号

对于小斜视角、中等孔径长度 SAR, $(R_{B,T}, X_T)$ 处点目标的瞬时斜距 $R_T(t_m)$ 近似为抛物线

$$R_T(t_m) \approx R_{B,T} + V^2(t_m - t_{0,T})^2 / 2R_{B,T} \quad (4)$$

其中, $t_{0,T} = X_T/V$ 为点目标的零多普勒时刻^[13] (SAR 距离点目标最近的时刻)。点目标的 SAR 基带回波信号 (忽略对成像结果的定位和聚焦无关的常数相位项和常数幅度项。对于干扰信号分析时亦是如此) 表示为

$$s_T(\hat{t}, t_m) \approx p[\hat{t} - 2R_T(t_m)/c] \cdot \omega_a(t_m - t_{c,T}) \cdot \exp\left[-j\pi \gamma_{m,T}(t_m - t_{0,T})^2\right] \quad (5)$$

其中, \hat{t} 为快时间, $p(\hat{t})$ 为 SAR 发射信号的复包络, $\omega_a(\cdot)$ 表示方位向波束方向图调制, $t_{c,T}$ 为该点目标的多普勒中心穿越时刻^[13], $\gamma_{m,T}$ 为该点目标回波的多普勒调频率, 且

$$\gamma_{m,T} = 2V^2/\lambda R_{B,T} \quad (6)$$

其中, λ 为载波波长。利用驻定相位原理, 求得回波在距离多普勒域的形式为

$$S_{rd,T}(\hat{t}, f_a) \approx p[\hat{t} - 2R_{rd,T}(f_a)/c] \cdot W_a(f_a - f_{dc,T}) \cdot \exp(j\pi f_a^2/\gamma_{m,T}) \exp(-j2\pi f_a t_{0,T}) \quad (7)$$

其中, $f_{dc,T}$ 为多普勒中心频率, $R_{rd,T}$ 为点目标在距离多普勒域中的距离徙动(Range Cell Migration, RCM)曲线, $W_a(f_a) = \omega_a(f_a/\gamma_{m,T})$, 且

$$f_{dc,T} = 2V \sin(\theta_0)/\lambda \quad (8)$$

$$R_{rd,T}(f_a) \approx R_{B,T} + \frac{\lambda^2 R_{B,T}}{8V^2} f_a^2 \quad (9)$$

进行距离徙动校正(Range Cell Migration Correction, RCMC)后, 点目标回波在距离多普勒域中的形式为

$$S_{rd,T}(\hat{t}, f) \approx p[\hat{t} - 2R_{B,T}/c] \omega_a(f - f_{dc,T}) \cdot \exp(j\pi f_a^2/\gamma_{m,T}) \exp(-j2\pi f_a t_{0,T}) \quad (10)$$

经过距离向和方位向脉冲压缩, 点目标回波将在 SAR 图像域的点($R_{B,T}, X_T$)处聚焦。

3.2 干扰信号

干扰机通过对 SAR 信号的侦收、调制、转发实现欺骗干扰。干扰机系统函数为式(3)的形式时, 干扰信号所形成的 SAR 回波信号为

$$s_J(\hat{t}, t_m) = p[\hat{t} - 2R_J(t_m)/c] \cdot \omega_a(t_m - t_{c,J}) \exp[-j\pi\gamma_{m,J} \cdot (t_m - t_{0,J})^2] \exp(j2\pi\gamma_{m,J} \cdot \Delta t_m \cdot t_m) \quad (11)$$

其中, $R_J(t_m)$ 为干扰信号在时域中的 RCM 曲线, $t_{c,J}$ 为干扰机的多普勒中心穿越时刻, $t_{0,J} = X_J/V$ 为干扰机的零多普勒时刻, $\gamma_{m,J}$ 为干扰机处点目标回波的多普勒调频率, $\Delta t_m = \Delta X/V$, 且

$$R_J(t_m) = R_{B,T} + V^2(t_m - t_{0,J})^2/2R_{B,J} \quad (12)$$

$$\gamma_{m,J} = 2V^2/\lambda R_{B,J} \quad (13)$$

干扰信号在距离多普勒域中的形式为

$$S_{rd,J}(\hat{t}, f_a) \approx p[\hat{t} - 2R_{rd,J}(f_a)/c] \cdot W_a(f_a - f_{dc,J}) \cdot \exp(j\pi f_a^2/\gamma_{m,J}) \exp(-j2\pi f_a t_{0,T}) \quad (14)$$

其中, $f_{dc,J}$ 为干扰信号的多普勒中心频率, $R_{rd,J}$ 为干扰信号在距离多普勒域中的 RCM 曲线, 且

$$f_{dc,J} = f_{dc,T} + \gamma_{m,J} \Delta t_m \quad (15)$$

$$R_{rd,J}(f_a) \approx R_{B,T} + \frac{\lambda^2 R_{B,J}}{8V^2} (f_a - \gamma_{m,J} \Delta t_m)^2 \quad (16)$$

进行 RCMC 后, 干扰信号在距离多普勒域中的形式为

$$S_{rd,J}(\hat{t}, f_a) \approx p[\hat{t} - 2R_{B,T}/c - \Delta R_{rd}(f_a)] \cdot W_a(f_a - f_{dc,J}) \cdot \exp(j\pi f_a^2/\gamma_{m,J}) \exp(-j2\pi f_a t_{0,T}) \quad (17)$$

其中, $\Delta R_{rd}(f_a)$ 为残余 RCM, 且

$$\begin{aligned} \Delta R_{rd}(f_a) &= R_{rd,J}(f_a) - R_{rd,T}(f_a) \\ &= -\frac{\lambda^2}{8V^2} f_a^2 \Delta R_B - \frac{\lambda}{2V} f_a \Delta X + \frac{1}{2R_{B,J}} \Delta X^2 \end{aligned} \quad (18)$$

在距离多普勒域中比较点目标回波信号和干扰信号: (1)经过成像处理, 干扰信号将在 SAR 图像域中($R_{B,T}, X_T$)处形成虚假点; (2)由于干扰信号与点目标回波信号的 RCM 曲线存在差异, 经过 RCMC 后干扰信号存在未被校正的残余 RCM; (3)干扰信号的方位多普勒调频率 $\gamma_{m,J}$ 与点目标回波信号的方位多普勒调频率 $\gamma_{m,T}$ 略有差别, 因此方位向脉冲压缩存在调频率失配; (4)干扰信号多普勒中心频率上移 $\gamma_{m,J} \Delta t_m$, 干扰信号部分能量移出方位向匹配滤波器频带。

4 有效区域

由上一节分析得知, 延迟-移频干扰的有效区域受到 3 个方面限制: (1)徙动曲线的差异导致 RCMC 后的干扰信号存在残余 RCM; (2)多普勒调频率差异导致匹配滤波器失配; (3)多普勒带宽的损失。本节将分别分析残余 RCM、多普勒调频率误差、多普勒带宽损失与 PSF 主瓣展宽的关系, 阐述补偿多普勒带宽的方法, 进而得出延迟-移频干扰的有效区域。

4.1 残余 RCM 的限制

残余 RCM 导致信号能量在距离向上分散在多个距离门, 从而造成距离向主瓣的展宽; 每一距离门上多普勒带宽下降, 从而造成方位向主瓣的展宽。残余 RCM 近似为线性, 压缩目标的信号频谱在 2 维频域具有对称性, 每一方向上的展宽是相同的^[13]。图 2 给出了经实验获得的 PSF 主瓣展宽在不同加权函数下随残余 RCM 的变化曲线, 其中加权函数分别为衰落系数为 2.5 和 3.0 的 Kaiser 窗。由于衰落系数 $\beta = 2.5$ 的 Kaiser 窗对脉冲压缩后的旁瓣降低和主瓣展宽得到了较好的折衷, 且常用加权函数之间 PSF 主瓣展宽随残余 RCM 的变化曲线差异较小, 因此以图 2 中实线代表残余 RCM 对 PSF 主瓣展宽的影响。

残余 RCM 在多普勒带宽内跨越的距离向分辨单元个数 N_{RCM} 为

$$N_{RCM} = \frac{|\Delta R_{rd}(f_{dc,T} + B_a/2) - \Delta R_{rd}(f_{dc,T} - B_a/2)|}{\rho_r} \quad (19)$$

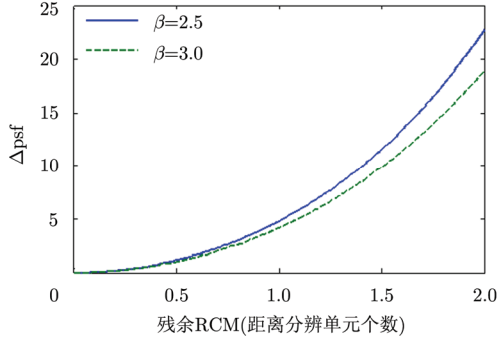


图2 PSF 主瓣展宽与残余 RCM 之间的关系

Fig. 2 The relation between residual RCM and PSF mainlobe broadening

其中, B_a 为点目标信号的多普勒带宽, ρ_r 为距离向分辨率。为限定残余 RCM 引起的主瓣展宽, 应限制 $N_{RCM} \leq \varepsilon_1$, ε_1 为聚焦控制系数。结合式(8)、式(18), 以及

$$L = VT = VB_a / \gamma_{m,T} \quad (20)$$

其中, L 为合成孔径长度, T 为合成孔径时间, 应有

$$|\Delta X| \leq \varepsilon_1 \cdot \rho_r \frac{R_{B,J}}{L} - |\Delta R_B \cdot \sin \theta_0| \approx \varepsilon_1 \cdot \rho_r \frac{R_{B,J}}{L} \quad (21)$$

上式表明残余 RCM 限制了假目标点相对干扰机的方位向距离, 其主要来源是方位向移频调制。

4.2 匹配滤波器失配的限制

干扰信号多普勒调频率误差会造成方位向匹配滤波器的失配, 其对 PSF 主瓣展宽的影响可用 2 次相位误差(Quadratic Phase Error, QPE)衡量^[13]。QPE 定义为

$$QPE = \pi \Delta \gamma_m \left(\frac{T}{2} \right)^2 = \pi \left| \gamma_{m,J} - \gamma_{m,T} \right| \left(\frac{T}{2} \right)^2 \quad (22)$$

图 3 给出了实验获得的方位向主瓣展宽在不同加权函数下随 QPE 的变化关系。仍然可以将衰落系数 $\beta = 2.5$ 的 Kaiser 窗条件下的曲线代表 QPE 与 PSF 主瓣展宽的关系。为限定方位匹配滤波器失配引起的方位向展宽, 应限制 QPE 在 $\varepsilon_2 \pi$ 以内, ε_2 为聚焦控制系数。结合式(6)、式(13)和式(20), 有

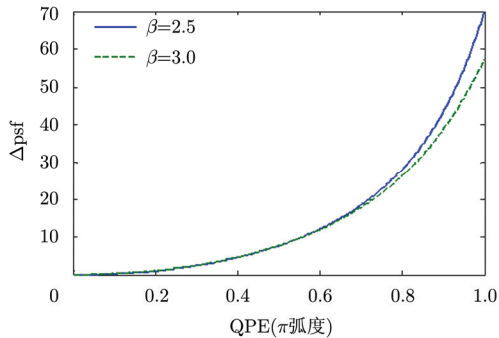


图3 PSF 主瓣展宽与 QPE 之间的关系

Fig. 3 The relation between QPE and PSF mainlobe broadening

$$|\Delta R_B| \leq \frac{2\varepsilon_2 \lambda R_{B,T} R_{B,J}}{L^2} \approx 2\varepsilon_2 \lambda \left(\frac{R_{B,J}}{L} \right)^2 \quad (23)$$

上式表明方位调频率差异限制了假目标点相对干扰机的距离向距离, 其主要来源是快时间延迟调制。

4.3 多普勒带宽损失的限制与补偿

由式(15)可知, 干扰信号的多普勒中心频率移动了 $\gamma_{m,J} \Delta t_m$ 。不考虑频谱混叠的情况下, 干扰信号带宽将损失 $\gamma_{m,J} \Delta t_m$ 。图 4 中对干扰信号方位向时频曲线进行分析, 将更为直观地揭示这一现象。图 4(a)中 AB 为真实点目标时频曲线, 该曲线在慢时间轴的投影为 SAR 照射该点目标的时间, 该曲线在多普勒轴上的投影为信号多普勒频带。 CD 为干扰机处信号(未经移频调制)的时频曲线, 由于干扰机与点目标方位向位置不同, SAR 照射二者的时间不同, 而二者多普勒频带是一致的。经干扰机方位向移频调制后, 干扰信号的时频曲线变为 $C_J D_J$, 部分干扰信号频带将落入方位向匹配滤波器频带以外。方位向分辨率与信号多普勒带宽 B_a 呈反比($\rho_a \approx V / B_a$), 多普勒带宽的损失将直接导致分辨率的下降。通常情况下, 这种影响是不能忽略的。

多普勒中心频率移动而造成的多普勒带宽损失可以通过改进干扰机幅度调制实现补偿, 即使干扰机调制转发的时间段与 SAR 波束主瓣照射假目标点位置的时间相对应, 而不是与 SAR 波束主瓣照射干扰机的时间相对应。将这样的改进称作照射时间对准。如图 4(b)所示, 线段 EF 代表了 SAR 波束主瓣照射假目标点期间干扰机处信号(未经移频调制)的时频曲线。经干扰机方位向移频调制后, 干扰信号的时频曲线 $E_J F_J$ 与 AB 重合。此时, SAR 接收到的干扰信号为

$$s_J(\hat{t}, t_m) = p \left[\hat{t} - 2R_J(t_m)/c \right] \cdot \omega_a(t_m - t_{c,T}) \exp \left[-j\pi \gamma_{m,J} \cdot (t_m - t_{0,J})^2 \right] \exp(j2\pi \gamma_{m,J} \cdot \Delta t_m \cdot t_m) \quad (24)$$

干扰信号在距离多普勒域中的形式将变为

$$S_{rd,J}(\hat{t}, f_a) \approx p \left[\hat{t} - 2R_{B,T}/c - \Delta R_{rd}(f_a) \right] \cdot W_a(f_a - f_{dc,T}) \cdot \exp(j\pi f_a^2 / \gamma_{m,J}) \exp(-j2\pi f_a t_{0,T}) \quad (25)$$

将上式与式(7)、式(14)对比可知, 干扰信号多普勒频带与点目标回波一致, 多普勒带宽损失得到补偿。需要说明的是: (1)对于方位向滞后的欺骗干扰, 照射时间对准需要对 SAR 平台等效速度 V 进行估计, 且估计精度要求并不高, 因为可以通过延长转发时间确保干扰信号覆盖匹配滤波器频带; (2)提高侦察接收机的灵敏度及干扰机的动态范围, 在 SAR 的近距离优势, 干扰机的功率要求易于满足。综合考虑, 不予考虑多普勒带宽损失对干扰有效区域的限制。

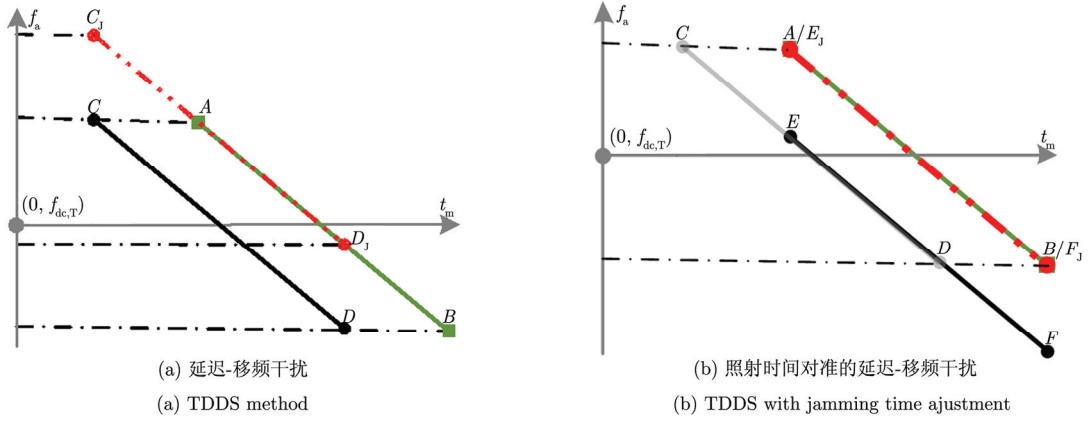


图4 干扰信号方位向时频分析

Fig. 4 Time-frequency analysis of jamming signal in azimuth direction

4.4 干扰有效区域分析

综合式(21)和式(23)可知, 延迟-移频干扰在给定 PSF 主瓣展宽限制下的有效区域解析表达式为

$$\left\{ (\Delta R_B, \Delta X) \mid |\Delta R_B| \leq \varepsilon_2 \cdot 2\lambda \left(\frac{R_{B,J}}{L} \right)^2, |\Delta X| \leq \varepsilon_1 \cdot \rho_t \frac{R_{B,J}}{L} \right\} \quad (26)$$

其中, ε_1 和 ε_2 为聚焦控制系数, 分别控制由残余 RCM 和方位匹配滤波失配引起的展宽。举例说明: 如限定假目标方位向和距离向展宽分别为 25% 和 20% 以内 (近似等同于限定由残余 RCM 导致的 PSF 主瓣展宽为 20% 以内, 多普勒调频率失配导致的方位向主瓣展宽为 5% 以内), 由图 2 和图 3 可确定展宽控制系数 $\varepsilon_1 = 1.9$, $\varepsilon_2 = 0.41$ 。结合表 1 中典型 SAR 参数, 可得延迟-移频干扰对于该星载 SAR 的有效区域为

$$\left\{ (\Delta R_B, \Delta X) \mid |\Delta R_B| \leq 1.89 \text{ km}, |\Delta X| \leq 2.03 \text{ km} \right\} \quad (27)$$

需要指出的是: (1) 展宽控制系数的选择应从 SAR 图像处理和现代模式识别的角度进行更为深入的研究; (2) ΔR_B 和 ΔX 是 2 维斜距平面内的度量。推广到 3 维空间, 距离向的有效区域将扩展 $1/\cos(\theta_e)$ 倍, θ_e 是 SAR 波束的俯仰角。

表 1 典型星载 SAR 参数

Tab. 1 Parameters of typical space-borne SAR	
参数类型	数值
景中心斜距	850 km
信号带宽	28 MHz
方位向波束宽度	0.005 rad
平台有效速度	7100 m/s
雷达工作频率	5.3 GHz
斜视角	$< 4^\circ$

5 仿真分析

针对表 1 中所示的星载 SAR, 分别在不同 $(\Delta R_B, \Delta X)$ 条件下生成一系列假目标点。图 5-图 7 分别给出了距离向和方位向主瓣展宽与 $(\Delta R_B, \Delta X)$ 的关系, 并以假目标为中心截取了 $40 \text{ m} \times 40 \text{ m}$ 的区域, 以体现假目标主瓣展宽及形状随假目标点位置的变化。

图 5 展现了方位向欺骗的 PSF 主瓣展宽, 从中可以看出: 距离向和方位向展宽基本相同, 这是因为方位向欺骗的 QPE 为零, 残余 RCM 致使距离向和方位向以相同比例展宽; 由 ΔX 可计算出相应的残余 RCM, 再根据图 2 的关系曲线即可得到理论上的 PSF 主瓣展宽百分比, 理论值与仿真结果一致。

图 6 展现了距离向欺骗的 PSF 主瓣展宽, 从中可以看出: 距离向基本无展宽, 方位向展宽随 ΔR_B 增大而增大, 这是因为距离向欺骗的残余 RCM 为零, QPE 仅导致方位向展宽; 由 ΔR_B 可计算出相应的 QPE, 再根据图 3 的关系曲线即可得到理论上的 PSF 主瓣展宽百分比, 理论值与仿真结果一致。

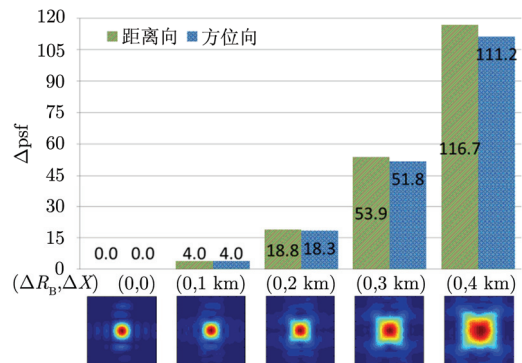


图5 方位向欺骗的 PSF 主瓣展宽

Fig. 5 PSF mainlobe broadening of the azimuth decoy jamming

图 7 展现了兼有距离向和方位向欺骗的 PSF 主瓣展宽，从中可以看出：距离向和方位向展宽随着假目标点远离干扰机而增大，并且方位向展宽始终大于距离向展宽，这是因为距离向展宽仅由残余 RCM 造成，而方位向展宽的起因还包括 QPE；假目标主瓣呈现出平行四边形，这是由残余 RCM 和 QPE 共同作用下产生的(分析干扰信号的 2 维频域形式能够较好解释这种现象)。显然，残余 RCM 和 QPE 对 PSF 主瓣展宽的影响不是独立的。虽然假目标点远离干扰机时二者的耦合表现的愈加明显，但在局部范围内可近似认为展宽是二者的和。例如：(2 km, 2 km) 处的

假目标点距离向展宽为 20.0%，方位向展宽为 24.4%，可近似认为导致距离向展宽的因素为残余 RCM(18.8%)，导致方位展宽的因素为残余 RCM 和方位匹配滤波器失配的和(18.3%+5.5%)。

图 8 给出了在表 1 中所示参数情况下，利用延迟-移频干扰产生的呈字母 V 形的虚假目标。图 8(a)中 V 形假目标的尖点与干扰机位置重合，图 8(b)中 V 形假目标的尖点与干扰机的距离向距离和方位向距离均为 2 km。图 8(b)中的虚假目标点在距离向和方位向均有展宽，原本清晰可辨的散射点变得模糊，直观地反映了延迟-移频干扰的局部区域有效性。

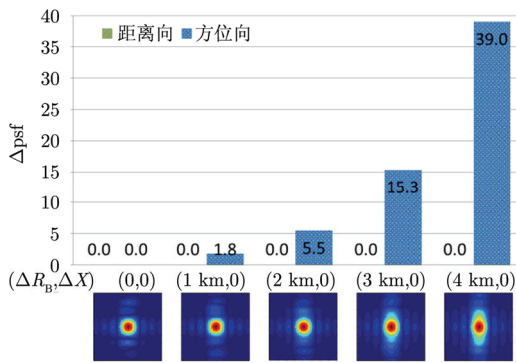


图 6 距离向欺骗的 PSF 主瓣展宽

Fig. 6 PSF mainlobe broadening of the range decoy jamming

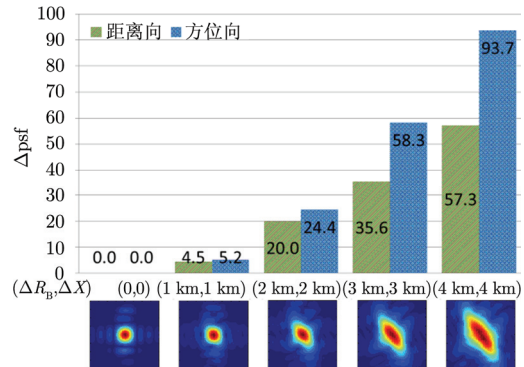


图 7 兼有方位向和距离向欺骗的 PSF 主瓣展宽

Fig. 7 PSF mainlobe broadening of the azimuth & range decoy jamming

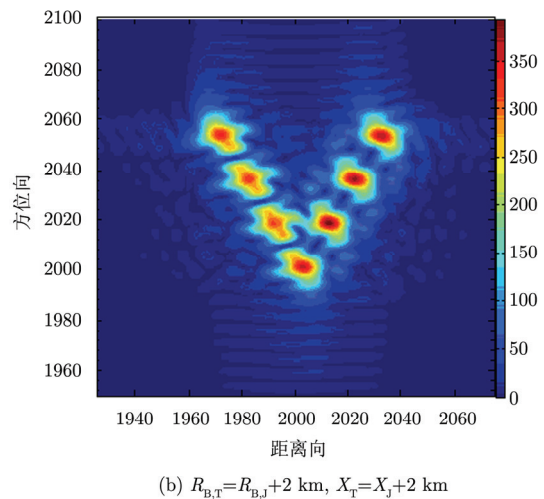
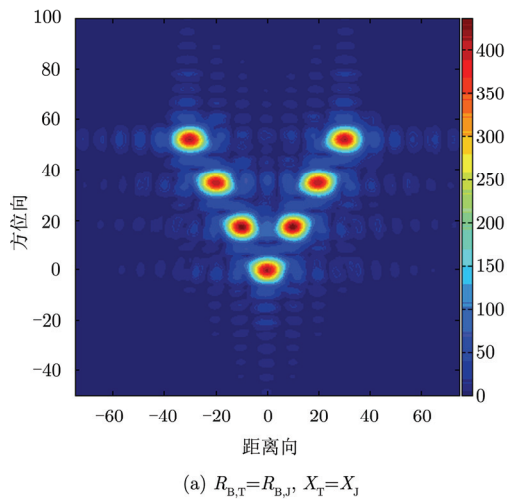


图 8 V 形假目标

Fig. 8 V-shaped deceptive target

6 总结

本文分析干扰信号与点目标回波之间的差异，得出了影响延迟-移频干扰聚焦效果的 3 个因素：残余 RCM，方位向匹配滤波器失配和多普勒带宽损失。分析了利用照射时间对准补偿多普勒带宽损失的方法，通过分析残余 RCM、方位向匹配滤波器失

配与 PSF 主瓣展宽的关系，得到了干扰有效区域的解析表达式，并用仿真验证了理论分析。研究对合理运用干扰算法、确保干扰达到欺骗效果具有现实指导意义。结果表明，延迟-移频干扰适用于干扰机附近小范围区域的防护。

下一步工作将在以下方面展开研究：一是干扰

有效区域允许的 PSF 主瓣展宽范围应从 SAR 图像处理 and 现代模式识别的角度进行研究；二是应研究新型干扰方法，以使干扰既能够以较少的侦察设备作辅助，又能在较大的范围有效地达到欺骗效果。

参考文献

- [1] 王盛利, 于立, 倪晋麟. 合成孔径雷达的有源欺骗干扰方法研究[J]. 电子学报, 2003, 31(12): 1900-1902.
Wang Sheng-li, Yu Li, and Ni Jin-lin. A study on the active deception jamming to SAR[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(12): 1900-1902.
- [2] 孙云辉, 陈永光, 焦逊. 星载 SAR 应答式欺骗干扰研究[J]. 电子对抗技术, 2004, 19(2): 23-26.
Sun Yun-hui, Chen Yong-guang, and Jiao Xun. On study of the responsive deception for spaceborne SAR[J]. *Electronic Warfare Technology*, 2004, 19(2): 23-26.
- [3] 孙光才, 周峰, 邢孟道, 等. 虚假场景 SAR 欺骗式干扰技术及实时性分析[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2009, 36(5): 813-818.
Sun Guang-cai, Zhou Feng, Xing Meng-dao, et al.. Deception-jamming technology against the SAR based on the deceptive scene and real-time analyses[J]. *Journal of Xidian University*, 2009, 36(5): 813-818.
- [4] 赵博, 杨军, 孙光才, 等. 实时大场景 SAR 欺骗干扰方法研究[C]. 第十一届全国雷达学术年会, 长沙, 2010, 1441-1444.
Zhao Bo, Yang Jun, Sun Guang-cai, et al.. Research on real-time SAR deception-jamming algorithm for wide-area[C]. 11th National Academic Conference of Radar, Changsha, 2010: 1441-1444.
- [5] 李伟, 梁甸农, 董臻. 基于双站定位的 SAR 场景欺骗干扰技术研究[J]. 国防科技大学学报, 2005, 27(4): 53-56.
Li Wei, Liang Dian-nong, and Dong Zhen. A study of SAR deceptive scene jamming technique based on bistatic location[J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2005, 27(4): 53-56.
- [6] 柏仲干, 周颖, 王国玉, 等. SAR 欺骗干扰的序贯引导算法研究[J]. 现代雷达, 2007, 29(1): 76-79.
Bai Zhong-gan, Zhou Ying, Wang Guo-yu, et al.. Study on new deception-jamming algorithm against SAR based on sequentially booted information of platform location[J]. *Modern Radar*, 2007, 29(1): 76-79.
- [7] 甘荣兵, 王建国. 对 SAR 的几何目标欺骗干扰的快速算法[J]. 现代雷达, 2006, 28(2): 40-42.
Gan Rong-bing and Wang Jian-guo. Fast generation algorithm of geometric target deceive jamming signal to SAR[J]. *Modern Radar*, 2006, 28(2): 40-42.
- [8] 代大海, 王雪松, 肖顺平. SAR 有源欺骗干扰实施方案研究[J]. 航天电子对抗, 2007, 23(1): 24-27.
Dai Da-hai, Wang Xue-song, and Xiao Shun-ping. Implementary schemes of SAR active-decoy jamming[J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2007, 23(1): 24-27.
- [9] 甘荣兵, 王建国. 改进的对星载 SAR 的应答式欺骗干扰[J]. 电子科技大学学报, 2005, 35(5): 614-617.
Gan Rong-bing and Wang Jian-guo. Improvement of the responsive deception for spaceborne SAR[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2005, 35(5): 614-617.
- [10] 保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 89-183.
Bao Zheng, Xing Meng-dao, and Wang Tong. Radar Imaging Technology[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 89-183.
- [11] 潘小义, 王伟, 张文明. 线性调频脉冲压缩雷达假目标干扰[C]. 第十四届全国青年通信学术会议, 大连, 2009, 396-400.
Pan Xiao-yi, Wang Wei, and Zhang Wen-ming. False target jamming of LFM pulse-compression radar[C]. 14th National Youth Conference of Communication, Dalian, July 2009: 396-400.
- [12] 潘小义, 王伟, 熊跃军, 等. 相干移频干扰幅度补偿技术研究[J]. 现代防御技术, 2010, 38(3): 90-93.
Pan Xiao-yi, Wang Wei, Xiong Yue-jun, et al.. Amplitude compensation technique of coherent frequency-shifting jamming[J]. *Modern Defense Technology*, 2010, 38(3): 90-93.
- [13] Cumming I G and Wong F H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation[M]. Boston/London: Artech House, 2005: 90-250.

作者简介

刘永才(1988-), 男, 黑龙江双城人, 国防科学技术大学硕士研究生, 主要研究方向为雷达成像技术、新体制雷达干扰技术。

E-mail: Leo_NUDDT@163.com



王伟(1970-), 男, 安徽巢湖人, 博士后, 教授, 863 专家, 工作单位: 国防科学技术大学, 主要研究方向为雷达系统、雷达信号处理、新体制雷达干扰技术。

E-mail: 13807319968@139.com





潘小义(1986-), 男, 安徽池州人, 国防科学技术大学博士研究生, 主要研究方向为雷达成像技术、新体制雷达干扰技术。

E-mail: pan_xiao_yi@hotmail.com



代大海(1980-), 男, 河南信阳人, 博士后, 副教授, 工作单位: 国防科学技术大学, 主要研究方向为雷达极化成像、雷达信号处理与目标识别。

E-mail: ddh1206@163.com

“环境一号 C 卫星合成孔径雷达” 征文通知

环境一号 C (HJ-1-C) 卫星是我国自主研制的第一颗民用合成孔径雷达卫星, 其有效载荷为 S 波段合成孔径雷达(SAR), 具有全天时、全天候对地观测能力, 可以获得 5 米分辨率图像。环境一号 C 卫星可以与早前发射的环境一号 A、B 星组成环境与灾害检测预报的“小卫星星座”, 从而可以对生态环境和灾害进行大范围、全天候、全天时动态检测, 及时反映生态环境和灾害的发生并对发展趋势进行预测。

为了及时总结环境一号 C 卫星及其有效载荷 S 波段 SAR 所采用的新思想、新方法、新技术, 《雷达学报》拟在近期出版“环境一号 C 卫星合成孔径雷达”专刊。

现在开始征集专题论文, 诚挚欢迎业界专家、学者和科研人员积极投稿, 征文有关事项如下。

一. 征文内容

1. 环境与灾害监测预报小卫星星座的规划论证和部署, 星座任务分析, 星座的设计。
2. HJ-1-C 卫星总体设计, 平台技术, 卫星测试与试验。
3. HJ-1-C 卫星 SAR 有效载荷总体技术, 工作模式与波位设计, 系统性能分析与仿真。
4. HJ-1-C 卫星 SAR 天线技术, 包括反射面、馈源和转动机构。
5. HJ-1-C 卫星 SAR 固态发射机技术。
6. HJ-1-C 卫星 SAR 电子设备技术。
7. HJ-1-C 卫星 SAR 分系统集成测试技术。
8. HJ-1-C 卫星 SAR 软件技术。
9. HJ-1-C 卫星地面接收及快视成像。
10. HJ-1-C 卫星地面数据处理系统。
11. HJ-1-C 卫星在轨测试。
12. HJ-1-C 卫星的应用, 包括减灾、环境、资源、农业、水利、海洋等。
13. 卫星后续发展考虑, 包括性能提升和功能拓展, 如星座扩展、分辨率提高、多极化、重轨干涉及编队干涉等。

二. 征文要求

1. 观点明确, 论据充分, 引证准确, 文字简练, 图表清晰, 语言通顺, 尚未公开发表。
2. 来稿必须进行脱密处理, 投稿时提交保密审查单。
3. 文中应包括题目、作者姓名及单位、摘要、关键词、正文和参考文献等。
4. 稿件需采用 Office Word 97~2003 版本, 通栏排版, 单位和物理量使用符合国家标准。
5. 来稿请在《雷达学报》网站 (<http://radars.ie.ac.cn>) “作者投/查稿”注册、上传, 在作者留言中请注明“环境一号 C 卫星合成孔径雷达”专刊论文。
6. 投稿截止日期: 2013 年 6 月 30 日。
7. 联系人: 贾守新, 高华, 电话: 010-58887062, 邮箱: radars@mail.ie.ac.cn。