

调频斜率极性捷变 SAR 欠采样转发干扰*

张静克¹, 代大海², 邢世其¹, 庞 礴¹, 肖顺平¹

(1. 国防科技大学 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 湖南 长沙 410073;

2. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:针对传统欺骗干扰难以对调频斜率极性捷变 SAR 形成有效干扰的问题, 研究了对调频斜率极性捷变 SAR 进行欠采样转发干扰的方法。通过建立调频斜率极性捷变 SAR 有限时长欠采样转发干扰信号模型, 分析欠采样转发干扰对调频斜率极性捷变 SAR 的干扰效果。给出假目标数目、位置以及幅度的理论计算公式, 在此基础上讨论欠采样周期对干扰效果的影响。利用数字仿真验证了理论分析的正确性。

关键词:合成孔径雷达; 调频斜率极性捷变; 欠采样转发干扰; 多假目标

中图分类号: TN95 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2016)04-096-07

Repeater jamming against chirp rate polarity jittered SAR based on sub-Nyquist sampling

ZHANG Jingke¹, DAI Dahai², XING Shiqi¹, PANG Bo¹, XIAO Shunping¹

(1. State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Aimed at the limitation of conventional deceptive jamming in the CRPJ-SAR (chirp rate polarity jittered SAR), the sub-Nyquist sampling repeater jamming against CRPJ-SAR was investigated. The signal model of truncated sub-Nyquist sampling repeater jamming was built and the jamming effect of sub-Nyquist sampling repeater jamming on CRPJ-SAR was analyzed. Analytical formulas to calculate the number, location and amplitude of false targets were given and the various jamming effects with different sampling intervals were also addressed. The correctness of theoretical analysis was validated further by the simulation experiments.

Key words: synthetic aperture radar; chirp rate polarity jittered; sub-Nyquist sampling repeater jamming; multiple false targets

合成孔径雷达 (Synthetic Aperture Radar, SAR) 因其能够全天时、全天候实施高分辨成像侦察以及地面动目标指示等任务, 在军事领域中发挥着难以替代的作用^[1-3]。相应地, 如何对 SAR 实施有效干扰也已成为电子对抗领域的重要研究内容之一^[4-5]。

对 SAR 的干扰可分为压制干扰和欺骗干扰, 其中欺骗干扰由于极具迷惑性, 难以被 SAR 察觉, 一直是业界研究的热点。基于数字射频存储器 (Digital Radio Frequency Memory, DRFM) 的相干转发干扰是现阶段应用最为广泛的欺骗干扰^[6-9], 该类干扰通过 DRFM 接收并存储雷达信号, 然后对信号进行相应的延时、相位调制、复制叠加等变化再转发到雷达, 不仅生成逼真的假目标, 而且能够获得相当的处理增益。然而该类干

扰若在当前脉冲重复周期内进行转发, 只能形成滞后的假目标, 易被雷达通过脉冲前沿跟踪技术识别, 因此通常是在下一个脉冲来临时转发基于当前脉冲形成的干扰信号。针对这一缺陷, 文献 [10] 指出对线性调频 SAR 信号的相位和振幅实施脉间扰动具有一定抗欺骗干扰能力。在此基础上, 文献 [11-12] 进一步深入研究调频斜率脉间抖动以及一维压缩陷波、二维压缩陷波对 DRFM 欺骗干扰的抑制能力。考虑到调频斜率抖动 SAR 的发射脉宽需随斜率抖动参数变化以保证发射信号保持在相同的带宽, 从而会增加系统复杂度, 文献 [13-15] 提出了基于调频斜率极性捷变的抗 SAR 欺骗干扰方法, 并且证明其抗干扰性能更优。

目前关于调频斜率捷变 SAR 干扰的研究较

* 收稿日期: 2015-04-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61302143, 61501473)

作者简介: 张静克 (1988-), 男, 河南洛阳人, 博士研究生, E-mail: zhangjk1025@163.com;

肖顺平 (通信作者), 男, 教授, 博士, 博士生导师, Email: xiaoshunping_nudt@163.com

少,文献[16-17]指出间歇采样转发能够对调频斜率抖动 SAR 形成干扰,而且与散射波结合能够形成二维分布式目标,但是由于该方法形成干扰的距离向位置存在一定的抖动,因此其欺骗效果并不理想。而对调频斜率极性捷变 SAR (Chirp Rate Polarity Jittered SAR, CRPJ-SAR) 干扰的研究尚未见诸报道。

欠采样转发干扰是一种巧妙新颖的干扰手段^[18],其基本思想是干扰机对截获的雷达信号欠采样(sub-Nyquist sampling)储存,然后进行调制转发回雷达,使得雷达接收到频谱混叠的干扰信号,其不仅能够降低干扰机的瞬时采样率,而且经过脉压后可以在距离向形成多个超前或滞后的假目标。本文立足于收发同时模式,将欠采样转发干扰应用到 CRPJ-SAR 中,通过建立 CRPJ-SAR 有限时长欠采样转发干扰信号模型,推导欠采样干扰在 CRPJ-SAR 上的成像结果,得到假目标的幅度及位置解析公式,并通过仿真进行了验证。

1 欠采样转发干扰机理

1.1 欠采样干扰的信号模型

CRPJ-SAR 的发射信号可表示为^[13-14]:

$$s(\tau, \eta) = \frac{1}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{\tau}{T_p}\right) \exp[j2\pi f_c t + j\pi k_r(\eta) \tau^2] \quad (1)$$

式中, τ 表示距离向快时间, $\eta = mT$ (m 为整数, T 为脉冲重复周期) 为方位向慢时间, $t = \eta + \tau$ 为全时间, T_p 为脉冲宽度, f_c 为发射信号载频, $k_r(\eta) = \alpha(\eta) k_r$ 表示 η 时刻发射脉冲的调频斜率,其中 k_r 为调频斜率绝对值, $\alpha(\eta) \in \{1, -1\}$ 为脉冲调频斜率的极性,其取值在相邻脉冲间是相反的。

欠采样转发干扰是指干扰机在对截获的雷达信号欠采样储存(假定采样周期为 T_s ,有 $f_s = 1/T_s < B$) 后进行调制形成干扰信号,本文只关注欠采样直接转发干扰。理想欠采样信号模型可用周期冲击串来描述:

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi n f_s t) \quad (2)$$

然而实际雷达信号是有限长的,因此干扰机对截获信号的欠采样样本也是有限的。假定 $\text{ceil}(T_p/T_s) = N_1$ ($\text{ceil}(\cdot)$ 为向上取整函数), $\Delta N = N_1 - T_p/T_s$,如图 1 所示,有限时长欠采样信号模型可表示为:

$$p(t) = \begin{cases} T_s \sum_{n=-N_1/2}^{N_1/2} \delta(t - nT_s + \Delta t), & N \text{ 为偶数} \\ T_s \sum_{n=-(N_1-1)/2}^{(N_1-1)/2} \delta(t - nT_s + \Delta t), & N \text{ 为奇数} \end{cases} \approx \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \exp[j2\pi n f_s (t + \Delta t)] \quad (3)$$

$$\text{其中 } \Delta t = \begin{cases} (2 - \Delta N) T_s / 2, & N \text{ 为偶数} \\ (1 - \Delta N) T_s / 2, & N \text{ 为奇数} \end{cases}$$

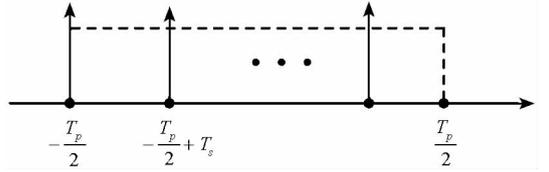


图 1 欠采样信号示意图

Fig. 1 Sketch map of sub-Nyquist sample

假定干扰机以收发同时模式进行工作,简单起见,不考虑干扰机收发天线之间位置的差异。以机载 SAR 为例,假定 SAR 平台运动速度为 v_d ,干扰机到 SAR 的最小斜距为 R_0 ,方位向位置为 0 m,则干扰机的瞬时斜距为 $R_j(\eta) = \sqrt{R_0^2 + (v_d \eta)^2}$ 。经过干扰机下变频,AD 采样,DA 转换,上变频转发,则 SAR 接收到的基带干扰信号为:

$$J(\tau, \eta) = p[t - \tau_d(\eta)] s[\tau - \tau_d(\eta), \eta] \quad (4)$$

式中, $\tau_d(\eta) = \tau_j(\eta) + \tau_s$ 表示干扰信号总的时延, $\tau_j(\eta) = 2R_j(\eta)/c$ 为 SAR 到干扰机的双程时延(c 为光速), τ_s 为干扰机的系统延迟,通常为 ns 量级,可忽略不计。

1.2 干扰信号 CRPJ-SAR 成像结果

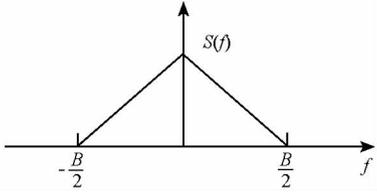
首先讨论欠采样转发干扰在距离向的成像特性。若不考虑时延 $\tau_d(\eta)$,则雷达接收到的欠采样干扰信号的频谱可表示为:

$$\mathfrak{S}[p(t)s(\tau)] = \sum_{-\infty}^{+\infty} S(f - n f_s) \exp(j2\pi n f_s \Delta t) \quad (5)$$

式中, $\mathfrak{S}(\cdot)$ 表示傅氏变换。考虑到在实际数字信号处理时,只能观测到的频谱范围为 $|f| \leq f_s/2$,则距离向欠采样干扰信号的频谱是混叠的,如图 2 所示。由图可知当 $|n f_s| \geq B/2$ ($B = k_r T_p$ 为信号带宽) 时,混叠分量 $S(f - n f_s)$ 在信号频谱中无法观测到。假定 $N_2 = B/f_s$,则式(5)可表示为:

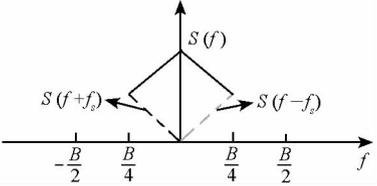
$$\mathfrak{S}[p(t)s(\tau)] = \sum_{n=-\text{fix}(N_2/2)}^{\text{fix}(N_2/2)} S(f - n f_s) \exp(j2\pi n f_s \Delta t) \quad (6)$$

式中, $\text{fix}(\cdot)$ 为向下取整函数。



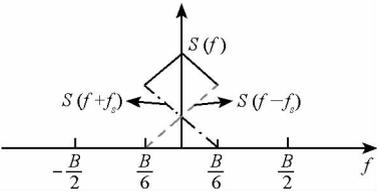
(a) 原始信号频谱

(a) Original signal spectrum



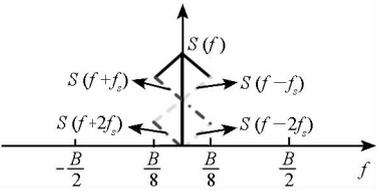
(b) 欠采样信号频谱 ($f_s = B/2$)

(b) Sub-Nyquist sampling signal spectrum ($f_s = B/2$)



(c) 欠采样信号频谱 ($f_s = B/3$)

(c) Sub-Nyquist sampling signal spectrum ($f_s = B/3$)



(d) 欠采样信号频谱 ($f_s = B/4$)

(d) Sub-Nyquist sampling signal spectrum ($f_s = B/4$)

图 2 欠采样干扰信号频谱示意图

Fig. 2 Spectra of jamming based on sub-Nyquist sampling

相应地, 式(4)可表示为:

$$J(\tau, \eta) = \frac{1}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{\tau}{T_p}\right) \exp[-j2\pi f_c \tau_d(\eta)] \cdot \sum_{n=-\text{fix}(N_2/2)}^{\text{fix}(N_2/2)} \exp\{j\pi k_r(\eta) [\tau - \tau_d(\eta)]^2 + j2\pi n f_s \Delta t\} \cdot \exp\{j2\pi n f_s [\tau - \tau_d(\eta)]\} \quad (7)$$

对式(7)进行距离向匹配滤波以及距离迁徙校正可得(对于CRPJ-SAR, 其距离向匹配滤波器

$$h(\tau, \eta) = \frac{1}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{\tau}{T_p}\right) \exp[-j\pi k_r(\eta) \tau^2]:$$

$$J_1(\tau, \eta) \approx \sum_{n=-\text{fix}(N_2/2)}^{\text{fix}(N_2/2)} A_n(\tau, \eta) x(\eta) \cdot \exp\{j\pi n f_s [\tau + 2\Delta t - \tau_d(\eta)]\} \quad (8)$$

式中, $A_n(\tau, \eta) = a_n \text{sinc}\left\{B_n \left[\tau - \tau_d(0) + \frac{n f_s}{k_r(\eta)}\right]\right\}$,

$x(\eta) = \text{rect}\left(\frac{\eta}{T_L}\right) \exp(-j\pi k_a \eta^2)$ 。其中, T_L 为合成孔径时间, k_a 为方位向调频斜率, a_n 定义为欠采样转发干扰脉压输出幅度与满足 Nyquist 采样时脉压输出幅度之比, 由图 2 可知当 N_2 为奇数时,

在 $\left[-\frac{f_s}{2}, \frac{f_s}{2}\right]$ 频域范围内可观测到所有混叠分量, 因此对于 $n \in \left[-\text{fix}\left(\frac{N_2}{2}\right), \text{fix}\left(\frac{N_2}{2}\right)\right]$ 均有 $a_n =$

$\frac{1}{N_2}$ 和 $B_n = f_s$; 当 N_2 为偶数时, 混叠分量

$S\left[f - \left(\pm \frac{N_2}{2} f_s\right)\right]$ 只在 $\left[-\frac{f_s}{2}, \frac{f_s}{2}\right]$ 的一半频率处存

在, 因此可得 $a_n = \begin{cases} \frac{1}{2N_2}, & n = \pm \frac{N_2}{2} \text{ 和} \\ 1/N_2, & \text{其他} \end{cases}$

$$B_n = \begin{cases} \frac{f_s}{2}, & n = \pm \frac{N_2}{2} \\ f_s, & \text{其他} \end{cases}$$

由于 CRPJ-SAR 信号的调频斜率极性是交替变化的, 即 $k_r(\eta) = -k_r(\eta + 1)$ 。若令 $A_{ni}(\tau) = a_n \text{sinc}\left\{B_n \left[\tau - \tau_d(0) + (-1)^i n f_s / k_r\right]\right\}$, 则式(8)可进一步表示为:

$$J_1(\tau, \eta) \approx \sum_{i=0}^1 y_i(\tau, \eta) \cdot \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(\eta - 2mT - iT) \quad (9)$$

式中, T 为脉冲重复周期, $y_i(\tau, \eta) =$

$$\sum_{n=-\text{fix}(N_2/2)}^{\text{fix}(N_2/2)} A_{ni}(\tau) x(\eta) \exp\{j\pi n f_s [\tau + 2\Delta t - \tau_d(0)]\}。$$

由于数字信号处理时方位向信号能够观测到的频谱范围为 $f_\eta \leq f_a/2$ ($f_a = 1/T$ 为脉冲重复频率), 则对式(9)作方位向傅氏变换可得:

$$J_1(\tau, f_\eta) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^1 Y_i(\tau, f_\eta) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^1 (-1)^i \sum_{l=0}^1 \text{rect}\left[\frac{f_\eta - (-1)^l (f_a/2 - B_a/4)}{B_a/2}\right] \cdot Y_i\left[\tau, f_\eta - \frac{(-1)^l f_a}{2}\right] \quad (10)$$

式中, B_a 为多普勒带宽, $Y_i(\tau, f_\eta)$ 为 $y_i(\tau, \eta)$ 的方位向傅氏变换。

对式(10)进行方位向匹配滤波可得:

$$\begin{aligned}
 J_{\text{out}}(\tau, \eta) &\approx \frac{1}{2} \sum_{i=0}^1 \sum_{n=-\text{fix}(N_2/2)}^{\text{fix}(N_2/2)} A_{ni}(\tau) \text{sinc}(B_a \eta) \cdot \\
 &\exp\{j\pi n f_s [\tau + 2\Delta t - \tau_d(0)]\} + \\
 &\frac{1}{4} \sum_{i=0}^1 \sum_{n=-\text{fix}(N_2/2)}^{\text{fix}(N_2/2)} (-1)^i A_{ni}(\tau) x_{\text{out}}\left(\eta - \frac{f_a}{2k_a}\right) \cdot \\
 &\exp\{j\pi n f_s [\tau + 2\Delta t - \tau_d(0)]\} + \\
 &\frac{1}{4} \sum_{i=0}^1 \sum_{n=-\text{fix}(N_2/2)}^{\text{fix}(N_2/2)} (-1)^i A_{ni}(\tau) x_{\text{out}}\left(\eta + \frac{f_a}{2k_a}\right) \cdot \\
 &\exp\{j\pi n f_s [\tau + 2\Delta t - \tau_d(0)]\} \quad (11)
 \end{aligned}$$

其中 $x_{\text{out}} = \text{sinc}\left(\frac{B_a \eta}{2}\right) \exp\left(j\pi \frac{B_a \eta}{2}\right)$ 。

2 干扰效果分析

由式(11)可知,欠采样直接转发干扰在 CRPJ-SAR 中形成多个有规律分布的点假目标,其相对于干扰机的距离向时延和位置为:

$$\begin{cases} \tau_n = \tau_d(0) - \frac{nf_s}{k_r} \\ r_n = \left[\tau_d(0) - \frac{nf_s}{k_r} \right] \frac{c}{2} \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可知假目标沿距离向等间隔分布,相邻假目标的距离向间隔为 $\Delta r = cf_s/2k_r$ 。由于 $n \in [-\text{fix}(N_2/2), \text{fix}(N_2/2)]$,因此欠采样转发干扰可以形成超前或滞后于干扰机的假目标,其超前或滞后的最远距离不超过 $cT_p/2$ 。显然假目标的距离向分布特性主要由欠采样频率 f_s 决定, f_s 越大,形成假目标的距离向间隔越大。

当 $n=0$ 时,在 r_0 处只有一个假目标,相对于干扰机的方位向间隔为 0 m ;当 $n \neq 0$,在 r_n 处有三个沿着方位向分布的假目标,居中假目标的方位向位置为 0 m ,两侧假目标的方位向位置为:

$$x_n^m = \frac{mf_a v_a}{2k_a} = \frac{m\alpha_s L_s}{2} \quad (13)$$

式中, $m \in \{-1, 0, 1\}$, $\alpha_s = f_a/B_a$ 为方位向过采样率, L_s 是合成孔径长度。为了描述方便,将位于 $(r_n, 0)$ 处的假目标称为第 n 阶主假目标,将两侧的假目标称为第 n 阶次假目标,则假目标的方位向间隔由 SAR 系统的脉冲重复频率 f_a 决定, f_a 越大,假目标方位向间隔越大。

由式(11)可得第 n 阶主、次假目标的幅度分别为:

$$A_n^0 = a_n \left| \cos\left(2\pi n f_s \Delta t - \pi \frac{(n f_s)^2}{k_r}\right) \right| \quad (14)$$

$$A_n^{-1} = \frac{1}{2} a_n \left| \sin\left(2\pi n f_s \Delta t - \pi \frac{(n f_s)^2}{k_r}\right) \right| \quad (15)$$

$$A_n^1 = \frac{1}{2} a_n \left| \sin\left(2\pi n f_s \Delta t - \pi \frac{(n f_s)^2}{k_r}\right) \right| \quad (16)$$

其中当 $N_2 = \frac{B}{f_s}$ 为奇数时, $a_n \equiv \frac{1}{N_2}$, 当 N_2 为偶数时, $a_n = \begin{cases} \frac{1}{2N_2}, & n = \pm \text{fix}\left(\frac{N_2}{2}\right) \\ 1/N_2, & \text{其他} \end{cases}$, 显然同阶次假目标

幅度相同。文献[18-19]指出欠采样直接转发干扰在 ISAR/SAR 成像中只能够形成沿距离向等间隔分布的多假目标,假目标的幅度为 a_n , 对称阶假目标幅度相等。显然对于 CRPJ-SAR 而言,各阶假目标幅度受相位项 $\exp\{j[2\pi n f_s \Delta t - \pi(n f_s)^2/k_r]\}$ 的影响不同,对称阶主假目标幅度不再相等,而且在方位向也形成点假目标,导致干扰能量分布更为分散。

由上节分析以及式(11)所示可知,欠采样转发干扰在 CRPJ-SAR 中形成的假目标个数最多为:

$$N_{\text{max}} = 6\text{fix}\left(\frac{N_2}{2}\right) + 1 = 6\text{fix}\left(\frac{B}{2f_s}\right) + 1 \quad (17)$$

显然欠采样频率越大,假目标数量越少。

由 $A_n(\tau, \eta) = a_n \text{sinc}\left\{B_n \left[\tau - \tau_d(0) + \frac{nf_s}{k_r(\eta)}\right]\right\}$ 以及式(11)可知,主、次假目标的距离向分辨率均为 $\frac{c}{2B_n}$, 而方位向分辨率分别为 $\frac{v_a}{B_a} = \frac{L_a}{2}$ 和 $\frac{2v_a}{B_a} = L_a$ 。又由上节可知 B_n 与欠采样频率 f_s 成正比,也即欠采样频率 f_s 越大,假目标的距离向分辨率越高,但是均低于真实目标的分辨率。

3 仿真分析与验证

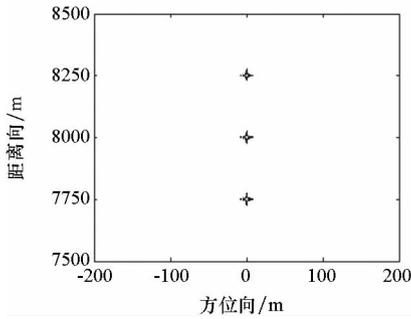
本节通过仿真实验进一步对欠采样直接转发干扰在 CRPJ-SAR 中的干扰效果进行分析验证。SAR 系统参数如表 1 所示。成像场景区域距离向范围为 $[7500 \text{ m}, 8500 \text{ m}]$, 方位向范围为 $[-200 \text{ m}, 200 \text{ m}]$, 干扰机位于场景中心处。由表 1 可知,常规 SAR 调频斜率 $k_r = 2\text{E}13 \text{ Hz/s}$, 对于 CRPJ-SAR 其调频斜率 $k_r = \pm 2\text{E}13 \text{ Hz/s}$, 合成孔径长度 $L_s = 80 \text{ m}$ 。

表 1 SAR 系统参数

Tab. 1 SAR system parameters

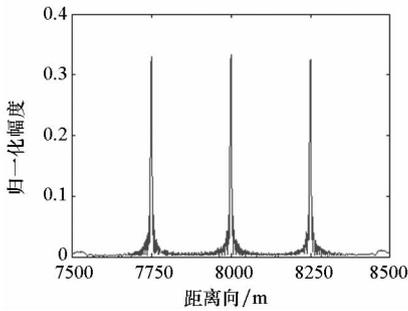
系统参数	取值
载频/GHz	10
信号带宽/MHz	100
信号脉宽/ μs	5
中心斜距/km	8
方位向天线孔径/m	3
载机飞行速度/(m/s)	100
多普勒带宽/Hz	66.7
脉冲重复频率/Hz	100

首先取欠采样频率 $f_s = B/3$, 则 $T_s = 0.03 \text{ us}$, $N_1 = 167, N_2 = 3, \Delta N = 0.3333, \Delta t = 0.3333 T_{s1}$, 欠采样直接转发干扰在常规 SAR 和 CRPJ-SAR 中的成像结果如图 3 所示, 其中干扰成像结果显示



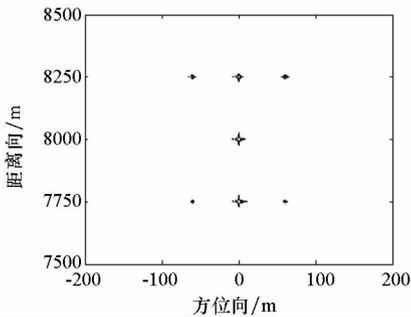
(a) 常规 SAR 图像

(a) Jamming result of SAR



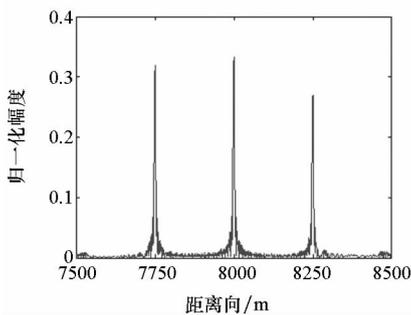
(b) 图(a)中假目标距离向剖面图

(b) Range profile of false targets in (a)



(c) CRPJ-SAR 图像

(c) Jamming result of CRPJ-SAR



(d) 图(c)中主假目标距离向剖面图

(d) Range profile of primary false targets in (c)

图 3 欠采样转发干扰结果 ($f_s = B/3$)

Fig. 3 Image results of jamming based on sub-Nyquist sample ($f_s = B/3$)

为等值线图。由图 3(a) 和图 3(b) 可知, 由于 $N_2 = 3$ 为奇数, $a_n \equiv 1/3$, 则欠采样转发干扰在常规 SAR 中形成沿距离向等间隔分布的 3 个等幅点假目标 ($2\text{fix}(N_2/2) + 1 = 3$), 距离向位置和间隔分别为 $r_n = 8000 - 250n$ 和 250 m 。由图 3(c) 可以看出, 对于 CRPJ-SAR, 欠采样转发干扰不仅能够形成在距离向等间隔分布的假目标 (距离向位置分布特性与其在常规 SAR 中相同), 而且能够在 $n \neq 0$ 阶假目标处形成 3 个沿方位向等间隔分布的假目标, 且方位向间隔为 $\frac{\alpha_s L_s}{2} = 60 \text{ m}$ 。由图 3(d) 可知, 由于受到 $\exp[2\pi n f_s \Delta t - \pi(n f_s)^2/k_r]$ 的影响, 对称阶主假目标幅度不再相等, 呈现出不对称性。

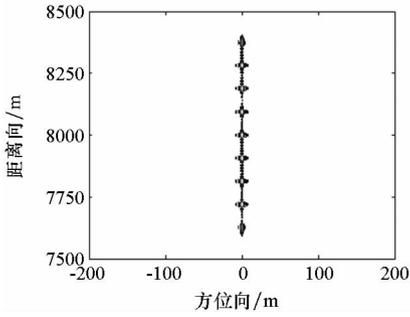
表 2 给出了常规 SAR 假目标和 CRPJ-SAR 中主假目标的幅度对比结果, 其中 a_n 为常规 SAR 假目标幅度 (图 3(b)), \bar{A}_n^0 为 CRPJ-SAR 中主假目标的理论幅度值 (这里定义 $\bar{A}_n^0 = a_n \cos[2\pi n f_s \Delta t - \pi(n f_s)^2/k_r]$), \hat{A}_n^0 为 CRPJ-SAR 中主假目标的真实幅度值 (图 3(d))。由表可知理论值 \bar{A}_n^0 和实际值 \hat{A}_n^0 基本吻合, 证明了式 (14)、式 (15) 的正确性。

表 2 常规 SAR 假目标和 CRPJ-SAR 主假目标归一化幅度 ($f_s = B/3$)

Tab. 2 Comparison of normalized amplitude of false targets in conventional SAR and CRPJ-SAR ($f_s = B/3$)

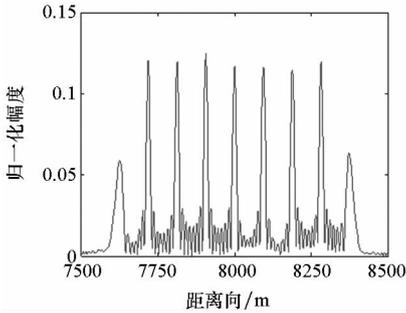
假目标阶数	a_n	$[2\pi n f_s \Delta t - \pi(n f_s)^2/k_r]/\text{rad}$	\bar{A}_n^0	\hat{A}_n^0
1	0.331	-2.792 4	0.318 8	0.311
-1	0.326 3	-0.698 2	0.269 2	0.249 9

为了说明欠采样频率对干扰效果的影响, 另取采样频率 $f_s = B/8$, 对应的 $T_s = 0.08 \text{ us}$, $N_1 = 63, N_2 = 8, \Delta N = 0.5, \Delta t = 0.5 T_s$, 干扰成像结果如图 4 所示。与图 3 对比可以看出, 随着 f_s 的减小, 假目标的个数增多, 假目标距离向间隔变小, 假目标幅度降低, 而假目标的方位向间隔不变。由图 4(a) 和图 4(b) 可以看出, 在常规 SAR 中形成 9 个沿距离向等间隔分布的假目标。由图 4(c) 和图 4(d) 可以看出, 由于受到 $\exp[2\pi n f_s \Delta t - \pi(n f_s)^2/k_r]$ 的影响, CRPJ-SAR 中主假目标的幅度随阶数变化明显, 对称阶假目标幅度呈现出不对称性。表 3 给出了常规 SAR 假目标幅度和 CRPJ-SAR 中主假目标的幅度对比结果, 从中可以看出理论值 \bar{A}_n^0 和实际值 \hat{A}_n^0 基本吻合。



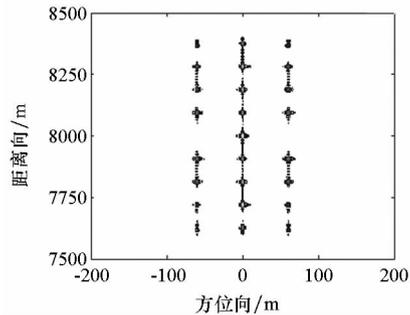
(a) 常规 SAR 图像

(a) Jamming result of SAR



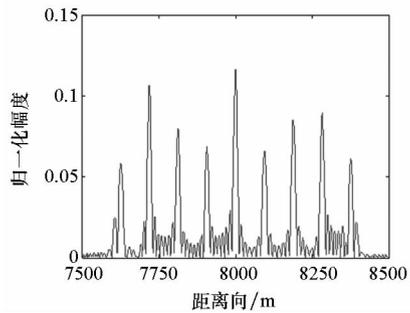
(b) 图(a)中假目标距离向剖面图

(b) Range profile of false targets in (a)



(c) CRPJ-SAR 图像

(c) Jamming result of CRPJ-SAR



(d) 图(c)中主假目标距离向剖面图

(d) Range profile of primary false targets in (c)

图 4 欠采样转发干扰结果($f_s = B/8$)

Fig. 4 Image results of jamming based on sub-Nyquist sample ($f_s = B/8$)

最后,为验证本文方法在不同信噪比(这里指干扰机接收信号的信噪比)情况下的有效性,图 5 给出信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)为

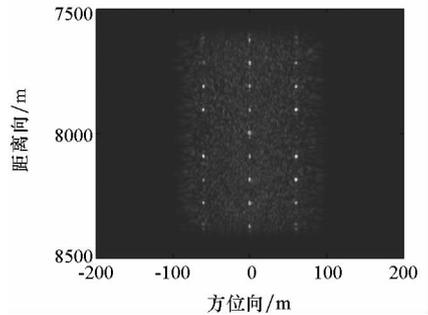
表 3 常规 SAR 假目标和 CRPJ-SAR 主假目标

归一化幅度($f_s = B/8$)

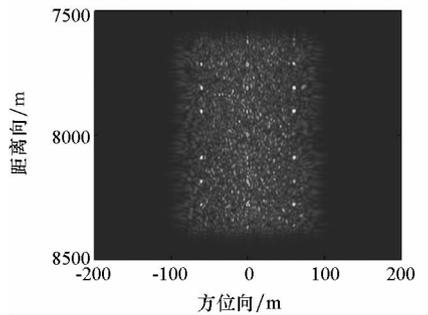
Tab. 3 Comparison of normalized amplitude of false targets in conventional SAR and CRPJ-SAR ($f_s = B/8$)

假目标阶数	a_n	$[2\pi n f_s \Delta t - \pi(n f_s)^2 / k_r] / \text{rad}$	\bar{A}_n^0	\hat{A}_n^0
4	0.058 7	3.141 6	0.058 6	0.058 4
3	0.12	-2.55	0.1	0.106
2	0.12	-0.785	0.084 6	0.08
1	0.125	2.16	0.069	0.067
-1	0.116	-0.98	0.064 5	0.066
-2	0.113	-0.785	0.08	0.085
-3	0.12	0.6	0.1	0.09
-4	0.063	3.141 6	0.063	0.061

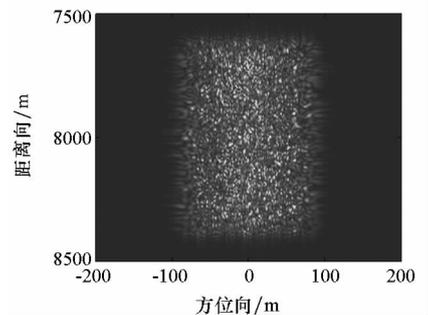
-5 dB, -10 dB, -15 dB 时的成像结果,噪声假定为高斯白噪声。由图 5(b)可以看出当信噪比



(a) SNR = -5 dB



(b) SNR = -10 dB



(c) SNR = -15 dB

图 5 不同 SNR 下干扰成像结果($f_s = B/8$)

Fig. 5 Image results of jamming with different SNR

为 -10 dB 时, 欠采样转发干扰依然能够形成有效的点假目标, 也即本文方法具有一定的稳健性。随着信噪比的进一步恶化, 欠采样信号的相干性进一步降低, 其难以形成有效的点假目标, 甚至退化为噪声干扰, 如图 5(c) 所示。

此外需要指出的是, 由图 3 和图 4 可以看出, 由于欠采样转发干扰在 CRPJ-SAR 中能量分布比较分散, 其各假目标幅度均低于其在常规 SAR 中形成的假目标的幅度, 因此在对 CRPJ-SAR 实施欠采样转发干扰时, 需要适当增大干扰机发射功率以达到理想的干扰效果。

4 结论

欠采样转发干扰能够在雷达距离向上产生一系列假目标, 本文立足于收发同时体制, 将该思想应用于 CRPJ-SAR 并通过理论推导得到欠采样直接转发干扰的二维假目标形式, 理论分析和仿真均证明, 欠采样直接转发干扰不仅能够在 CRPJ-SAR 距离向形成超前或滞后的假目标, 而且能够在方位向形成三个等间隔分布的假目标。此外分析了欠采样周期对假目标分布特性以及分辨率的影响。需要说明的是, 欠采样转发干扰只能形成在距离向和方位向有规律分布的点假目标, 而无法形成飞机、车辆等分布式目标, 因此如何生成逼真的分布式目标(如结合散射波干扰等)是下一步研究的重点。

参考文献 (References)

[1] Cumming I G, Wong F H. Digital processing of synthetic aperture radar data: algorithms and implementation [M]. Boston, USA: Artech House, 2005.

[2] Zhou J X, Shi Z G, Cheng X, et al. Automatic target recognition of SAR images based on global scattering center model [J]. IEEE Transaction on Geoscience and Remote Sensing, 2011, 49(10): 3713–3729.

[3] Gao G, Shi G T. The CFAR detection of ground moving targets based on a joint metric of SAR interferogram's magnitude and phase [J]. IEEE Transaction on Geoscience and Remote Sensing, 2012, 50(9): 3618–3624.

[4] Goj W. Synthetic aperture radar and electronic warfare [M]. Norwood, USA: Artech House, 1992.

[5] Dumper K, Cooper P S, Wonsl A F, et al. Spaceborne synthetic aperture radar and noise jamming [C]//Proceedings of IET International Conference on Radar Systems, Edinburgh, 1997: 411–414.

[6] 吴晓芳, 王雪松, 卢焕章. 对 SAR 的间歇采样转发干扰研究 [J]. 宇航学报, 2009, 30(5): 2043–2048.
WU Xiaofang, WANG Xuesong, LU Huanzhang. Study on intermittent sampling repeater jamming to SAR [J]. Journal of Astronautics, 2009, 30(5): 2043–2048. (in Chinese)

[7] 潘小义, 王伟, 冯德军, 等. 对成像雷达的脉冲分段排序转发干扰 [J]. 国防科技大学学报, 2014, 36(1): 74–81.

PAN Xiaoyi, WANG Wei, FENG Dejun, et al. Jamming imaging radars based on pulse separation and retransmission [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2014, 36(1): 74–81. (in Chinese)

[8] Liu Q F, Xing S X, Wang X S, et al. A strip-map SAR coherent jammer structure utilizing periodic modulation technology [J]. Progress in Electromagnetics Research B, PIER-B, 2011, 28: 111–128.

[9] Zhou F, Zhao B, Tao M L, et al. A large scene deceptive jamming method for space-borne SAR [J]. IEEE Transaction on Geoscience and Remote Sensing, 2013, 51(8): 4486–4489.

[10] Soumekh M. SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalization [J]. IEEE Transaction on Aerospace and electronic systems, 2006, 42(1): 191–205.

[11] 李江源, 王建国. 利用复杂调制 LFM 信号的 SAR 抗欺骗干扰技术 [J]. 电子与信息学报, 2008, 30(9): 2111–2114.
LI Jiangyuan, WANG Jianguo. The anti-jamming technology for SAR cheat jamming using complex modulated LFM signal [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(9): 2111–2114. (in Chinese)

[12] 冯祥芝, 许小剑. 随机线性调频斜率 SAR 抗欺骗干扰方法研究 [J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(1): 69–73.
FENG Xiangzhi, XU Xiaoqian. Study of countermeasures to deceptive jamming using random linear modulation frequency ratio SAR [J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(1): 69–73. (in Chinese)

[13] Li W, Lu X Q, Da X Y, et al. Anti-jamming method based on orthogonal codes jittered and random initial phase for SAR [C]// Proceedings of IET International Conference on Radar Systems, Edinburgh, 2007: 175–179.

[14] 李伟, 梁向农, 董臻. 一种捷变调频斜率极性和限幅相结合的 SAR 抗干扰方法 [J]. 遥感学报, 2007, 11(2): 171–176.
LI Wei, LIANG Diannong, DONG Zhen. SAR anti-jamming method based on jittering slope polarity of LFM and thresholding [J]. Journal of Remote Sensing, 2007, 11(2): 171–176. (in Chinese)

[15] 谢春健, 郭陈江, 许家栋. 调频率正负交替变化的 SAR 成像及抗欺骗干扰方法 [J]. 计算机应用, 2010, 30(5): 1383–1385, 1389.
XIE Chunjian, GUO Chenjiang, XU Jiadong. Method for SAR imaging and anti-jamming by alternate frequency modulation [J]. Journal of Computer Applications, 2010, 30(5): 1383–1385, 1389. (in Chinese)

[16] 杨伟宏, 陈永光, 王涛. 对波形捷变 SAR 的间歇采样快/慢时间调制干扰 [J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(12): 2456–2762.
YANG Weihong, CHEN Yongguang, WANG Tao. Intermittent sampling jamming against waveform agile SAR modulated in fast or slow time [J]. Systems Engineering and Electronic, 2012, 34(12): 2456–2762. (in Chinese)

[17] 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 Weihong, LIU Jin, WANG Tao. Intermittent sampling scatter-wave jamming against SAR [J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(3): 367–373. (in Chinese)

[18] Xu S K, Liu J H, Fu Y W, et al. Deception jamming method for ISAR based on sub-Nyquist sampling technology [C]// Proceedings of IEEE International Conference on Signal, 2010: 2023–2026.

[19] 潘小义. 基于目标散射及微动特性调制的 ISAR 干扰方法研究 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2014.
PAN Xiaoyi. Study on ISAR jamming techniques based on scattering and micro-motion characteristics modulation of targets [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2014. (in Chinese)