

对波形捷变 SAR 的间歇采样快/慢时间调制干扰

杨伟宏^{1,2}, 陈永光^{1,3}, 王涛¹

(1. 国防科学技术大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073;

2. 中国人民解放军 63880 部队, 河南洛阳 471003;

3. 军械工程学院, 河北石家庄 050003)

摘要: 提出一种针对波形捷变合成孔径雷达 (synthetic aperture radar, SAR) 的新型干扰方法。借鉴间歇采样原理, 结合快时间、慢时间调制, 形成新型欺骗干扰。利用间歇采样实现在波形捷变 SAR 当前脉冲内及时转发, 利用快时间调制实现距离向迁移, 利用慢时间调制实现方位向上的多假目标。该新型干扰为实现对波形捷变 SAR 有效干扰提供了一种全新的途径。仿真实验验证了该干扰方法的可行性和有效性。

关键词: 合成孔径雷达; 间歇采样; 电子对抗; 干扰; 波形捷变

中图分类号: TN 958

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2012.12.09

Intermittent sampling jamming against waveform agile SAR modulated in fast or slow time

YANG Wei-hong^{1,2}, CHEN Yong-guang^{1,3}, WANG Tao¹

(1. School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. Unit 63880 of the PLA, Luoyang 471003, China; 3. Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: A new method of jamming against waveform agile synthetic aperture radar (SAR) is proposed: the intermittent sampling decoy jamming. This jamming can form multi-false targets series through modulation in fast or slow time domain, in which the intermittent sampling repeater jamming can be applied to the waveform agile SAR pulses in time. And this jamming may realize electronic countermeasure (ECM) against waveform agile SAR. The jamming provides a new feasible approach against waveform agile SAR. The theoretical feasibility and validity are proved by simulation experiments.

Keywords: synthetic aperture radar (SAR); intermittent sampling; electronic countermeasure (ECM); jamming; waveform agile

0 引言

合成孔径雷达 (synthetic aperture radar, SAR) 是战略侦察和战场监视系统的重要组成部分, 通过匹配滤波, SAR 能够获得极高的处理增益, 具备很强的抗干扰能力。现在对抗 SAR 的热点是基于数字射频存储 (digital radio frequency modulation, DRFM) 有源转发欺骗干扰, 其主要是以截获上亿次脉冲信号为基础的欺骗调制干扰 (传统欺骗调制干扰), 这对发射信号恒定的传统 SAR 很有效, 是干扰传统 SAR 的最有效且应用前景最为广泛的手段之一^[1-8]。理论上, 卷积式欺骗调制干扰和欺骗目标回波最接近, 但完成大范围的欺骗调制卷积运算量极大; 而快/慢时间欺骗调制干扰更利于在工程上实现数字合成图像^[1,4]。但这些传统欺骗调制干扰难以快速准确地适应波形捷变 SAR, 难以

在波形捷变 SAR 中形成预期欺骗效果^[3]。

对大时宽波形捷变信号实现收发同时, 要求具备很高的收发隔离度, 在有些场合因体积等因素限制, 解决的代价很大, 而完整采样当前大时宽脉冲信号后再转发对应的延时距离延迟大^[9-12], 这些转发调制干扰都难以形成符合预期的有效欺骗式干扰效果。文献[12]中进一步将间歇采样干扰应用于干扰 SAR, 但没有论证其在波形捷变 SAR 的干扰效果。因此, 为有效对抗大时宽信号的波形捷变 SAR, 有必要研究对抗波形捷变 SAR 的新型欺骗干扰, 以应对 SAR 波形捷变抗干扰技术的挑战, 而相关的公开文献甚少。

为此, 本文以调频率捷变的条带 SAR 工作模式为例, 设计对波形捷变 SAR 的新型欺骗干扰, 借鉴间歇采样原理, 建立间歇采样快/慢时间调制欺骗干扰信号模型。推导

了欺骗干扰在波形捷变 SAR 中的成像,分析了干扰在波形捷变 SAR 成像和图像特征。最后以仿真实验显示不同参数场景下的干扰效果,验证理论的正确性和可行性。

1 波形捷变 SAR 抗干扰性能分析

定义距离向快时间为 \hat{t} ,慢时间为 $t_m = mT$ ($m = -M, \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots, M$),则全时间 $t = \hat{t} + t_m$,以文献[3]中调频率捷变 SAR 为代表,分析 SAR 信号的间歇采样转发过程。调频率捷变 SAR 发射的线性调频(linear frequency modulation, LFM)信号波形为

$$p_m(t) \equiv s(\hat{t}, t_m) = \text{rect} \left(\frac{t - mT}{T_p(m)} \right) \exp [j2\pi(f_0 \hat{t} + \frac{(\mu_r + \gamma_m)\hat{t}^2}{2})] \quad (1)$$

式中, $\mu_r + \gamma_m$ 为第 m 次脉冲的调频率; μ_r 为调频率平均值; γ_m 为第 m 次脉冲设定的波形调频率捷变参数,为 SAR 系统内部设定,对外呈伪随机数分布; f_0 为载频; $T_p(m)$ 为信号脉宽,随 γ_m 值的波动,其平均值记为 T_p ; $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形窗函数,其表达式为

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq \frac{1}{2} \\ 0, & |x| > \frac{1}{2} \end{cases}$$

如文献[3]分析,波形捷变 SAR 抗干扰技术在本质上是针对传统转发式干扰而言的。受装备体积以及解决收发隔离度的巨大代价等因素影响,对大时宽信号,传统干扰少有收发同时,多数基于对转发上几次侦测脉冲信号的调制。文献[3]指出:传统侦测获取上次脉冲的调制转发有源干扰对波形恒定 SAR 可以实现高相干匹配的处理增益,但它无法应对波形捷变信号。以上述 LFM 调频率捷变 SAR 信号为例,距离向匹配压缩中将极大抑制干扰的预期匹配成像效果。现对文献[3]中利用波形捷变抗干扰算法流程简要整理如下:

(1) 当前脉冲的目标回波信号 $s_{\text{SAR}}(\hat{t}, t_m) = \sum_n f_{\text{SAR}}(n) \cdot s(\hat{t} - \tau_n, t_m)$, 转发上一脉冲调制的传统干扰信号 $s_{\text{ECM}}(\hat{t}, t_m) = \sum_t g_{\text{ECM}}(l) s(\hat{t} - \tau_l, t_{m-1})$, SAR 接收到两者的和 $s_{\text{ALL}}(\hat{t}, t_m)$ 有

$$s_{\text{ALL}}(\hat{t}, t_m) = s_{\text{SAR}}(\hat{t}, t_m) + \vdots s_{\text{ECM}}(\hat{t}, t_m) \equiv \underbrace{\sum_n f_{\text{SAR}}(n) s(\hat{t} - \tau_n, t_m)}_{\text{Actual SAR Signal}} + \vdots \underbrace{\sum_t g_{\text{ECM}}(l) s(\hat{t} - \tau_l, t_{m-1})}_{\text{ECM Signal}}$$

(2) 将 $s_{\text{ALL}}(\hat{t}, t_m)$ 和当前脉冲和上一脉冲分别进行快时间匹配压缩,“ \otimes ”表示“卷积”:

$$s_{\text{ALL1}}(\hat{t}, t_m) = s_{\text{ALL}}(\hat{t}, t_m) \otimes s(-\hat{t}, t_m) \\ s_{\text{ALL2}}(\hat{t}, t_m) = s_{\text{ALL}}(\hat{t}, t_m) \otimes s(-\hat{t}, t_{m-1})$$

(3) 利用匹配峰值的差异特性进行干扰对应峰值筛选,构造惩罚函数

$$\text{Fil}(s_{\text{ALL2}}(\hat{t}, t_m)) =$$

$$\begin{cases} s_{\text{ALL2}}(\hat{t}, t_m), & \text{当 } |s_{\text{ALL2}}(\hat{t}, t_m)| \geq \max(|s_{\text{ALL2}}(\hat{t}, t_m)|) / \sqrt{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

(4) 滤除筛选对应的干扰信号,恢复 SAR 回波距离向匹配滤波

因为 $\forall \tau \max |s(\hat{t} - \tau, t_m) \otimes s(-\hat{t}, t_{m-1})| \ll$

$$\max |s(\hat{t} - \tau, t_m) \otimes s(-\hat{t}, t_m)|$$

则 $s_{\text{SAR}}(\hat{t}, t_m) \otimes s(\hat{t}, t_m) \approx s_{\text{ALL1}}(\hat{t}, t_m) - \text{Fil}(s_{\text{ALL2}}(\hat{t}, t_m)) \otimes s(\hat{t}, t_{m-1}) / \max(s(-\hat{t}, t_{m-1}) \otimes s(\hat{t}, t_{m-1}))$

其中可变选项 $\text{Fil}(s_{\text{ALL2}}(\hat{t}, t_m))$ 为滤除干扰的惩罚函数,主要利用对应干扰匹配峰值特性,它也可以根据先验信息进行改进。简化分析时不考虑成像区域的先验信息,如文献[3]所选择。文献[3]论证表明,如此处理将使得干扰被抑制 20 dB 以上。

为快速处理,SAR 回波距离向匹配滤波近似为

$$s_{\text{SAR}}(\hat{t}, t_m) \otimes s(\hat{t}, t_m) \approx s_{\text{ALL1}}(\hat{t}, t_m)$$

此时主要体现为调频率捷变对传统干扰匹配增益抑制效果,如此在波形捷变 SAR 中,传统干扰被极大抑制,此时传统欺骗式干扰将接近类噪声干扰,失去欺骗式干扰相干优势。

2 基于间歇采样快/慢时间调制欺骗干扰方案

2.1 对波形捷变 SAR 干扰难点定位及干扰方案设想

欺骗式干扰能实现高相干的处理增益,在 SAR 电子对抗中优势明显,应用潜力巨大。针对 SAR 欺骗式干扰可行的方案是基于 SAR 发射信号的快/慢时间调制欺骗干扰。

从波形捷变 SAR 抗干扰性质分析可知,要对波形捷变 SAR 实现有效欺骗式干扰,必须在 SAR 接收当前脉冲回波的同时,也接收到对当前脉冲调制干扰信号;即干扰信号和当前脉冲应是高相干的。干扰机装备体积有限,要解决其收发隔离度而实现同步干扰的代价巨大,而完整采样当前大时宽脉冲信号后再转发对应的延时距离延迟大,难以形成符合预期设计的有效干扰效果。这是对大时宽信号波形捷变 SAR 实现有效的欺骗式干扰的难点所在。

因而本文针对此问题,利用间歇采样实现在波形捷变 SAR 接收当前脉冲目标回波的同时,也接收到对当前脉冲的间歇采样转发欺骗调制干扰信号,选择适当快/慢时间调制欺骗方案,预期实现针对波形捷变 SAR 进行有效欺骗式干扰。

由此,SAR 间歇采样快/慢时间调制欺骗干扰的流程为:截获到 SAR 信号,高保真度地采样其中一小段信号后及时快/慢时间调制并转发,形成干扰信号,SAR 接收到该干扰信号;再采样下一段并进行快/慢时间调制再转发,如此工作直至 SAR 的大时宽信号结束,使得在 SAR 接收当前脉冲回波的同时,也接收到对当前脉冲的间歇采样转发欺骗调制干扰信号;不同脉冲依次进行,从而形成 SAR 间歇采样快/慢时间欺骗调制干扰。

2.2 间歇采样调制实现当前脉冲内转发分析

依据文献[4,9,12],对 SAR 信号进行间歇采样。设间

歇采样信号 $p(t)$ 是一个矩形包络脉冲串

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_w}\right) \otimes \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s) \quad (2)$$

式中, T_s 为采样周期; T_w 为采样脉宽; $\delta(\cdot)$ 为冲激函数。一般间歇采样脉宽及采样周期远小于被采样雷达信号的脉宽。

易得 $p(t)$ 的频谱为

$$P(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} T_w f_s \text{sinc}(n\pi T_w f_s) \delta(f - n f_s)$$

式中, $f_s = 1/T_s$ 。特别地, 当 $T_s = 2T_w$ 时, $p(t)$ 变为方波脉冲串, $p(t)$ 的频谱变为

$$P(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \delta(f - n f_s)$$

由此可见, 此时 $p(t)$ 的偶数次谐波分量为零, 奇数次谐波分量的幅度随着 n 增大而递减。

当 $T_s = (Q+1)T_w$ 时 ($Q \geq 2$), 直接转发采样信号时, 对应的 $p(t)$ 的频谱变为

$$P_Q(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{Q+1} \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{Q+1}\right) \delta(f - n f_s)$$

此时频谱显示: 频谱最大幅度值随转发次数的增加为减少, 频谱在第 $Q+1$ 的整数倍谐波分量为零。定义占空比 D 为采样脉宽 T_w 与采样周期 T_s 的比值, 即 $D = T_w/T_s$ 。

干扰机对应的间歇采样信号为

$$s_1(\hat{i}, t_m) = s(\hat{i}, t_m) \cdot p(t) \quad (3)$$

间歇采样信号为 SAR 当前脉冲信号中的一部分, 其对应欺骗式调制干扰也应和 SAR 当前脉冲信号高度相干, 因此, 应可以巧妙应对信号的波形捷变信号。

2.3 快时间调制实现距离向迁移欺骗分析

快时间调制对应着距离向迁移, 包括多抽头延迟和快时间频率调制。快时间调制决定干扰成像在距离向的分布, 其中多抽头延迟方案由预期在距离向的覆盖范围决定。应用在间歇采样转发中的多个延迟时间一般为间歇采样周期的整数倍, 这和重复转发有些类似。且鉴于多抽头延迟实现距离向迁移少为 SAR 的波形捷变影响, 本文重点选取其中一个抽头分析。重点考察快时间频移调制在波形捷变 SAR 中的特性。干扰间歇采样信号快时间调制表达为

$$s_2(\hat{i}, t_m) = \sum_k s_1(\hat{i} - kT_s, t_m) \exp(j2\pi \cdot X(\hat{i}, k)) = \sum_k s_1(\hat{i} - kT_s, t_m) \exp(j2\pi(f_{d,k}\hat{i})) \quad (4)$$

式中, $\exp(j2\pi \cdot X(\hat{i}, k))$ 为第 k 个抽头频率调制函数, 工程中简单且适用的频率调制一般选择移频调制^[12]; $\exp(j2\pi(f_{d,k}\hat{i}))$ 为对应的第 k 个抽头移频调制函数。分析单个抽头, 移频为 f_d 。

SAR 通常采用线性调频脉冲信号形式, 移频调制原理本质上是利用线性调频信号的频移量和时延量的耦合关系。固定调频率 LFM 信号的频移 f_d , 将对应 $\Delta\tau$ 的时延, 将截获到的 LFM 信号移频后再转发出去, 即可实现相

应的距离向欺骗干扰, 但其主峰在距离向上有所展宽。对固定调频率为 μ_r 的 SAR, 移频量为 f_d 的干扰产生的虚假点距离向延迟时间为 $\tau_d = -f_d/\mu_r$, f_d 越大, τ_d 就越大, 对应的距离向迁移超前 $\Delta r = -cf_d/(2\mu_r)$ 也越大。

同理, 针对调频率捷变 SAR, 因调频率捷变, 在第 m 次脉冲干扰产生的距离向迁移为 $-cf_d/(\mu_r + \gamma_m)$, 和 f_d 成正比, 和当前调频率 $(\mu_r + \gamma_m)$ 成反比。这些使得移频调制在脉冲信号之间的相干累积比较复杂。设 $f_d(m)$ 为 SAR 第 m 次脉冲移频量, 本文主要应用简单脉内固定移频调制, 分析其在距离向的迁移欺骗效果。

2.4 慢时间调制实现多假目标分析

慢时间调制对应着方位向迁移, 它建立在快时间调制实现距离向欺骗的基础上, 预期实现对同一距离向在方位向的多假目标覆盖范围。慢时间调制原理上主要包括信号幅度调制和慢时间相位调制, 其中相位调制对应假目标在方位向多普勒频移形成的相位, 幅度调制对应多假目标的回波叠加后的散射系数。

对信号进行多抽头快/慢时间调制, 其干扰调制波形可以表示为

$$s_s(\hat{i}, t_m) = \sum_k \delta(m) s_1(\hat{i} - kT_s, t_m) \exp(j2\pi(f_{d,k}\hat{i} + \varphi_k(t_m))) \quad (5)$$

式中, $\delta(m) \exp(j2\pi\varphi_k(t_m))$ 为第 k 个抽头慢时间调制, 和多抽头快时间调制结合, 不同的欺骗调制预期实现不同干扰欺骗图像样式。

选取其中一个抽头, 设该抽头慢时间调制为 $\delta(m) \cdot \exp(j2\pi\varphi(t_m))$, 以分析间歇采样欺骗调制干扰对波形捷变 SAR 中的干扰优势。该抽头慢时间调制成像预期对应于一系列方位向散射点, 设其中第 l 个干扰假点相对于干扰机在方位向偏移值 $x_l (l=1, \dots, L)$, 其反射系数为 δ_l, θ_l 为干扰机相对 SAR 平台的视线角度, 则对应的慢时间调制理论可以表示为

$$\delta(m) \exp(j2\pi\varphi(t_m)) = \sum_{l=1}^L \delta_l \exp\left(j2\pi \cdot \frac{-2x_l f_0 v t_m}{R_{jc}}\right) = \sum_{l=1}^L \delta_l \exp(-j4\pi x_l f_0 \sin(\theta_l))$$

一般为进一步简化慢时间调制设计, 可以设其为余弦调制^[12], 该调制更易行, 且其对应于方位向一系列干扰预期成像点。

2.5 欺骗干扰信号模型

SAR 间歇采样欺骗干扰布局如图 1 所示, 设 v 为 SAR 平台飞行速度, 条带 SAR 航迹平行于 X 轴, SAR 相位中心 S 坐标为 $(vt, 0, H_0)$, 干扰机 J 在 Y 轴上, 坐标为 $(0, y_j, H_j)$ 。在慢时间为 t_m , 干扰机到 SAR 相位中心的传播距离为

$$R_j(t_m) = \sqrt{(vt_m)^2 + y_j^2 + (H_0 - H_j)^2} = \sqrt{(vt_m)^2 + R_j^2} \approx R_j + \frac{(vt_m)^2}{2R_j}$$

式中, R_j 为干扰机 J 到 SAR 相位中心 S 的最近距离; 干扰

机 J 处的多普勒调频斜率为 $\mu_a = -2f_0 v^2 / cR_J$, c 为光速。

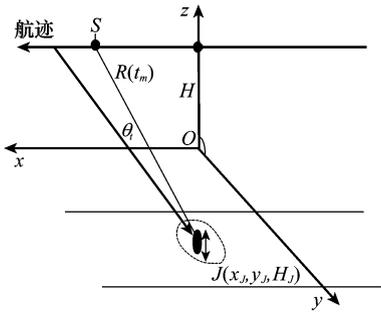


图 1 间歇采样复合干扰布局图

设间歇采样转发的干扰机延迟时间为 τ_s , 其为干扰机调控, 不同于传统调制中的距离向延迟调制, 间歇采样对应的延迟远小于采样周期。一般间歇采样转发的信号相对原始信号直接转发的延时 $\tau_r = \tau_s + T_w \approx T_w$ 。对于多抽头调制中第 k 个多抽头延时为 $\tau_r = \tau_s + kT_s + T_w$ 。

则从 SAR 发射信号开始到接收到干扰信号, 间歇采样直接转发干扰信号经历的时间为 $\tau_r(t_m) = \tau_r(1) + 2R_J(t_m)/c$ 。SAR 接收到的间歇采样直接转发干扰信号的形式为

$$s_{j1}(\hat{t}, t_m) = A \cdot s_s(\hat{t} - \tau_r(t_m), t_m) \quad (6)$$

式中, A 为 SAR 此时接收到的干扰信号的幅度相对发射信号的幅度增益, 为简化分析, 认定其在各脉冲恒定。本文分析中 SAR 发射、接收天线的方向增益, SAR 和干扰机间的距离近似恒定。

同理, 间歇采样重复转发欺骗干扰为各次转发干扰信号的叠加, 则 SAR 接收到整个间歇采样转发干扰的信号形式为

$$s_j(\hat{t}, t_m) = \sum_q A(q) s_s(\hat{t}', t_m) \quad (7)$$

式中, $\hat{t}' = \hat{t} + \tau_r(1) - \tau_r(q) - \tau_r(t_m)$; $A(q)$ 为第 q 次重复转发欺骗干扰信号对应的信号幅度增益。在干扰机功率恒定, 延迟不太大时, $A(q)$ 通常恒定, 与 q 无关。

3 欺骗干扰在波形捷变 SAR 中的成像预期

首先分析 SAR 接收到间歇采样直接转发欺骗干扰信号 $s_{j1}(\hat{t}, t_m)$ 在距离向的匹配滤波, 对接收干扰第 m 个脉冲 SAR 信号进行混频, 和第 m 个脉冲进行距离向匹配滤波, 其中干扰信号的匹配输出形式为

$$\begin{aligned} & (h(\hat{t}, m) = \text{rect}(\hat{t}/T_p(m)) \exp(-j2\pi(\mu_r + \gamma_m)\hat{t}^2)) \\ & y_1(\hat{t}, t_m) = s_{j1}(\hat{t}, t_m) \exp(-j2\pi f_0 t) \otimes h(\hat{t}, m) \approx \\ & (T_p(m) - |\tau'|) \text{rect}(\tau'/2T_p(m)) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{sinc}(nT_w/T_p(m)) \cdot \\ & \delta(m) DA \text{sinc}\left(\left((\mu_r + \gamma_m)(\hat{t} - \tau')\right) (T_p(m) - |\hat{t} - \tau'|)\right) \cdot \\ & \exp(-j2\pi(f_0 - f_d(m))(\tau_s(t_m) + n/(T_s(\mu_r + \gamma_m))) + \varphi(t_m)) \equiv \\ & \sum_n G_R(n) \delta(m) \exp(-j2\pi(f_0 - f_d(m))\tau_s(t_m) + \varphi(t_m)) \end{aligned} \quad (8)$$

式中, $\tau' = \tau_r(t_m) - f_d(m)/(\mu_r + \gamma_m) + n/(T_s(\mu_r + \gamma_m))$, 为间歇采样移频调制干扰在第 m 个脉冲距离匹配脉压后对应的幅度峰值一系列快时间值。

从式(8)可以看出: 间歇采样直接转发欺骗干扰的距离向匹配滤波卷积运算产生的包络为三角函数, 捷变部分为 sinc 函数。干扰在距离向幅度峰值最大值中心对应距离向位置 ($n=0$) 不变。

若移频 $f_d(m)$ 恒定, 移频调制对应的距离迁移量近似和距离迁移平均值、脉冲调频率变化量成正比, 不同脉冲干扰第 n 阶幅度峰值在以 $\hat{t}_0 = \tau_r(t_m) - f_d/\mu_r + n/(\mu_r T_s)$ 快时间对应的中心距离向游动。间歇采样欺骗干扰的欺骗成像幅度为占空比函数调制, 干扰成像幅度峰值和占空比、干扰机功率成正比。干扰峰值在距离向的延迟由采样脉宽 T_w 和转发延迟决定, 为 SAR 信号的脉冲宽度的影响甚少。

若波形捷变 SAR 在方位向飞行速度 v 不变, 其对应的多普勒调频率 $\mu_a = -2f_0 v^2 / cR_J$, 方位向匹配滤波函数统一为 $h_a(t_m) = \text{rect}(t_m/T_L) \cdot \exp(-j\pi\mu_a t_m^2)$, T_L 为合成孔径时间。则干扰在方位向多普勒历程包含在 $\exp(-j2\pi(f_0 - f_d(m))\tau_s(t_m))$ 中, 一般移频调制 $f_d(m)$ 远小于载频 f_0 , 忽略移频调制对方位向匹配滤波的影响。则 $y_1(\hat{t}, t_m)$ 进行方位向脉压处理, 可表示为

$$\begin{aligned} & y_{11}(\hat{t}, t_m) = y_1(\hat{t}, t_m) \otimes h_a(t_m) \propto \\ & \delta(m) \exp(-j2\pi f_0 (2R_J(t_m)/c) + \varphi(t_m)) \otimes \\ & \text{rect}(t_m/T_L) \cdot \exp(j2\pi f_0 (vt_m)^2 / (R_J c)) \propto \\ & \sum_{l=1}^L \delta_l \text{sinc}(\mu_a(t_m - x_l/v)(T_L - |t_m - x_l/v|)) \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)表明, 即当移频调制 $f_d(m)$ 恒定且远小于载频 f_0 时, SAR 多普勒调频率变化可以忽略, 干扰峰值在方位向和预期设定基本相同, 方位向匹配滤波和无失配时运算产生的包络相近, 捷变部分近似为 sinc 函数。间歇采样重复转发欺骗干扰在波形捷变 SAR 中匹配滤波成像, 也相当于多个延迟时间间歇采样干扰在距离向的依次排列叠加。

若转发上一脉冲欺骗调制干扰, 因脉间波形捷变, 将使干扰信号和当前脉冲失配^[3]。本文不再进行其成像公式推导, 在第 3 部分直接仿真成像, 进行干扰成像效果比对。

理论上, 调频连续波 SAR 的成像算法需要补偿考虑大时宽对距离徙动影响。而间歇采样欺骗干扰本质和地物回波极相近, 欺骗干扰和回波一样甚少为 SAR 信号脉冲宽度的影响。限于篇幅, 对调频连续波 SAR 干扰成像分析不在本文详细展开。

4 间歇采样欺骗干扰效果仿真研究

设整个干扰信号能量恒定, 即干扰机功率和发射时间乘积恒定, 主要对比不同样式干扰在不同的调频率捷变参

数场景 γ_m 时的 SAR 中成像效果。

4.1 试验设计

SAR 的参数设置:中心频率 10 GHz,飞行高度 8 000 m (长度单位均为 m,下同),飞行速度 100 m/s,带宽 100 MHz,平均脉冲宽度 $2 \mu\text{s}$ (实装机载/星载 SAR 信号的脉宽一般要大于 $10 \mu\text{s}$,其所对应的虚假目标滞后要大于 1 500 m,这对于一般场景的欺骗干扰而言是难以容忍的,此时,“间歇采样”所体现出来的优势是非常明显。为了进一步验证“间歇采样”的性能,本文选择一个对“间歇采样”很不利的 $2 \mu\text{s}$ 短脉冲。间歇采样转发干扰干扰成像为 SAR 信号的脉冲宽度的影响甚少和高分辨率 SAR 对完整采集后脉内转发干扰距离延迟过大的敏感,本文将平均脉冲宽度设置为 $2 \mu\text{s}$,以代替大时宽 SAR,分析干扰成像特性。)随机调频率捷变参数 γ_m 满足 $|\gamma_m/\mu_r|$ 的最大值分别为 0、0.6,方位向波束宽度为 3.6° 。成像区域在方位向范围为 $[-100 \text{ m}, 100 \text{ m}]$,距离向范围 $[9\ 900 \text{ m}, 10\ 100 \text{ m}]$ 。干扰机对应 $(9\ 970 \text{ m}, 0)$ 。干扰机转发延迟时间 $\tau_s = 0.01 \mu\text{s}$,分析一个抽头的干扰,慢时间欺骗调制为余弦调制,即

$$\delta(m) \exp(j2\pi\varphi(t_m)) = \exp(j2\pi \cdot \cos(121t))$$

4.2 干扰效果

仿真转发上一脉冲,间歇采样直接转发 ($T_s = 0.20 \mu\text{s}$, $T_w = 0.10 \mu\text{s}$) 的单抽头慢时间调制干扰信号,干扰成像。仿真干扰在无波形捷变 SAR 成像,如图 2 所示。以干扰机为对比:针对无波形捷变 SAR,单抽头延迟为 $0.11 \mu\text{s}$ 的慢时间调制干扰无论是转发上一脉冲干扰成像(见图 2(a)),还是间歇采样转发调制干扰成像(见图 2(b))。其效果和预设的干扰效果相符。

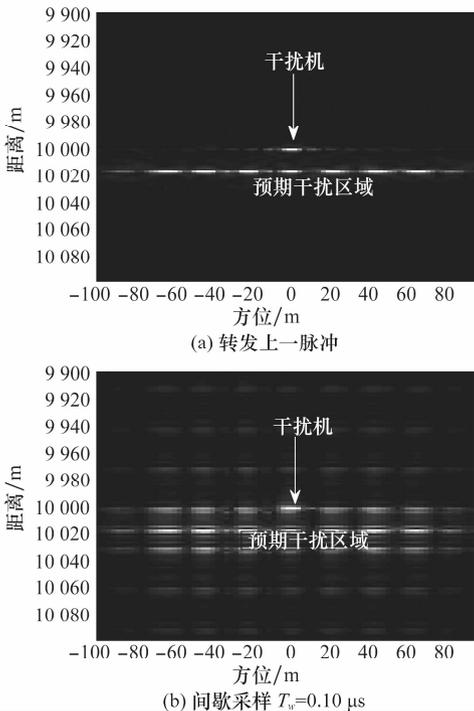


图 2 无波形捷变 SAR 欺骗干扰图 ($|\gamma_m/\mu_r| = 0$)

仿真上述干扰在 $|\gamma_m/\mu_r|$ 的最大值为 0.6 波形捷变 SAR 成像,其对应图像如图 3 所示。

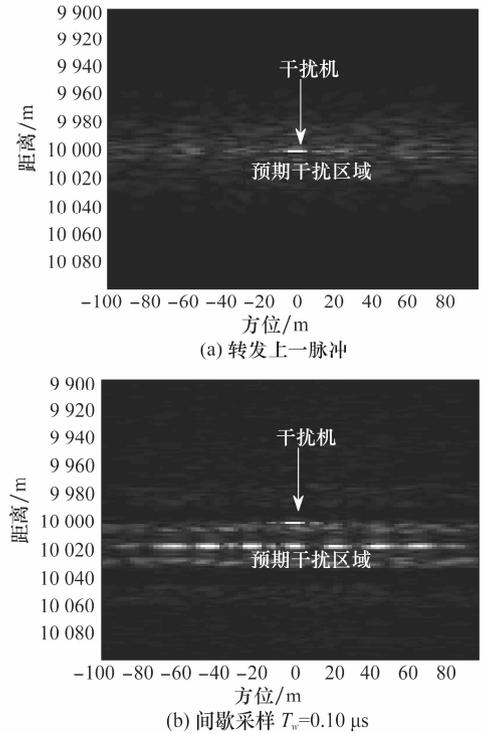


图 3 波形捷变 SAR 典型干扰图 ($\max |\gamma_m/\mu_r| = 0.6$)

同理,以干扰机为对比对象:在此波形捷变 SAR,相同的单抽头延迟为 $0.11 \mu\text{s}$ 的慢时间调制干扰转发上一脉冲干扰成像图 3 (a),纵然不考虑波形捷变 SAR 的“惩罚”函数处理^[3],转发上一脉冲的调制干扰因波形捷变相干性失配,成像后近乎噪声杂波。而间歇采样转发调制干扰成像图 3(b)的主峰值区域和无波形捷变时慢时间调制干扰图 2(a)相近。慢时间调制依然能形成方位向欺骗,干扰方位向欺骗成像效果较好。虽然其他距离向旁瓣峰值比无波形捷变时成像图 2(b)有所降低。总体上间歇采样欺骗调制干扰的效果良好,能和预设的干扰效果相符。其根源于间歇采样干扰能适应波形捷变,和当前脉冲匹配。

下面选择分析波形捷变对间歇采样样式、距离向移频调制的影响,设波形捷变 SAR $|\gamma_m/\mu_r|$ 的最大值为 0 和 0.6, $T_w = 0.10 \mu\text{s}$, $T_s = 0.20 \mu\text{s}$ 间歇采样周期分别为: $T_w = 0.10 \mu\text{s}$, $T_s = 0.20 \mu\text{s}$, $T_w = 0.10 \mu\text{s}$, $T_s = 0.30 \mu\text{s}$, 重复转发 2 次, $T_w = 0.20 \mu\text{s}$, $T_s = 0.40 \mu\text{s}$, 间歇采样直接转发欺骗干扰和间歇采样周期为 $T_w = 0.10 \mu\text{s}$, $T_s = 0.20 \mu\text{s}$, 固定移频 $f_d(m) = 10/3 \text{ MHz}$ 的欺骗干扰(对应超前中心距离为 10 m)。为便于定量比较,仿真其方位向为 0 处距离向剖面图,如图 4(无波形捷变)、图 5(波形捷变) ($f_d(m) = 10/3 \text{ MHz}$) 所示。

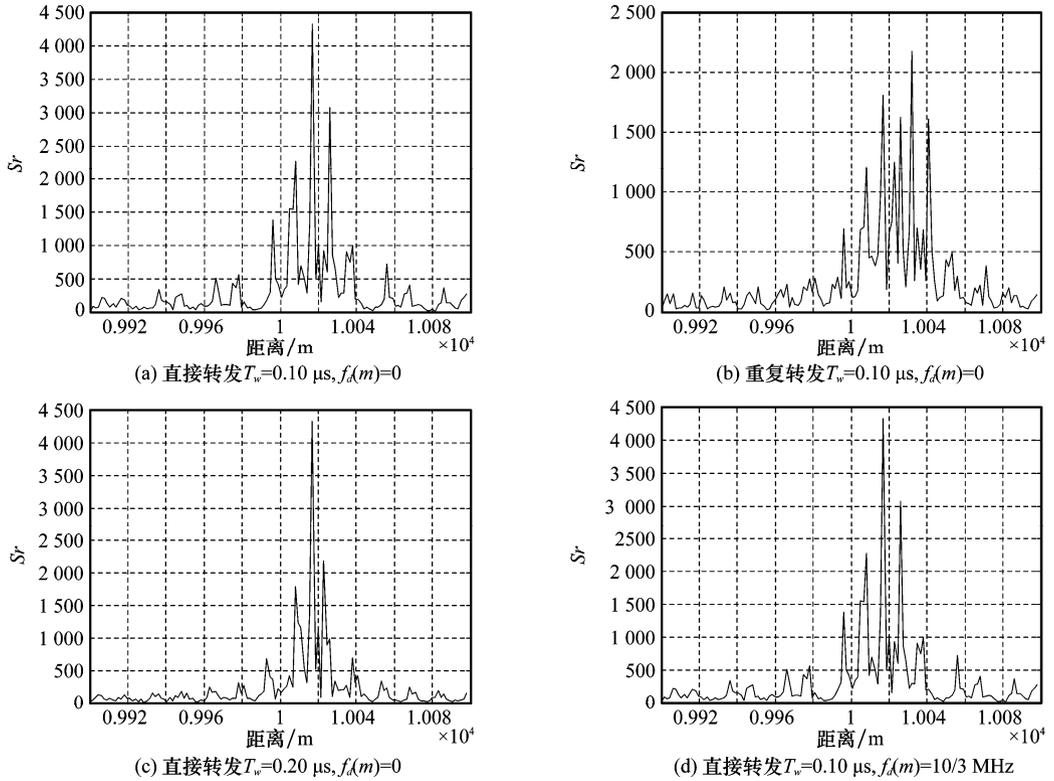


图 4 无波形捷变 SAR 中间歇采样欺骗干扰剖面图 ($|\gamma_m/\mu_r|=0$)

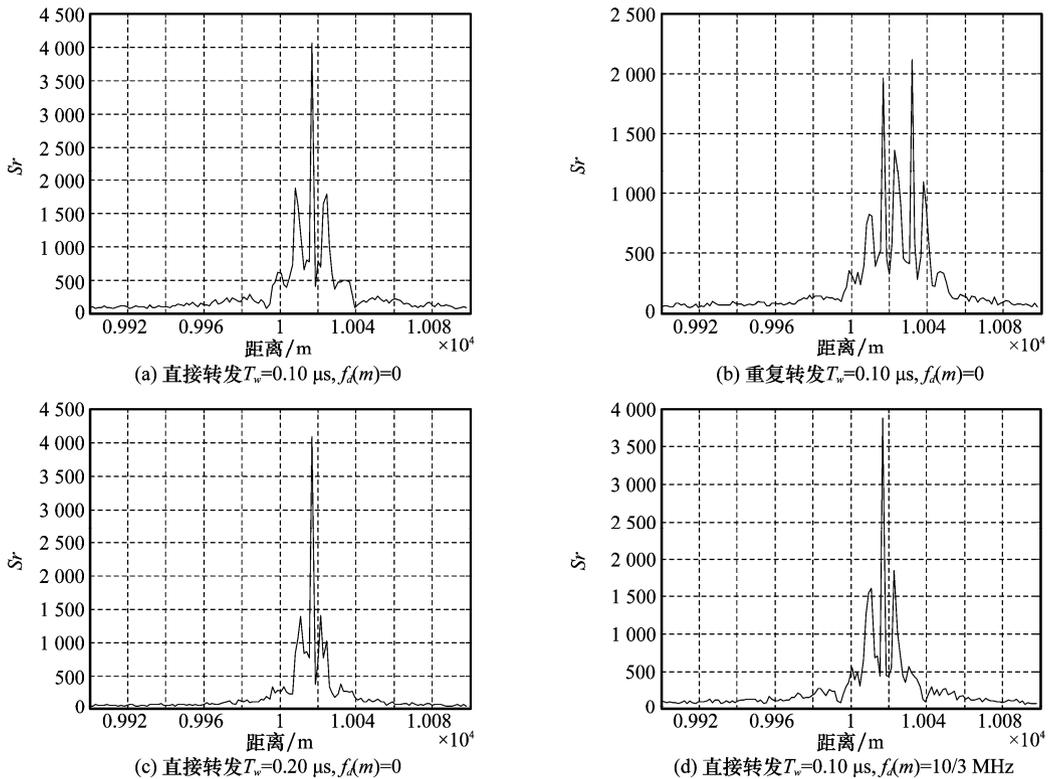


图 5 波形捷变 SAR 间歇采样欺骗干扰剖面图 ($\max |\gamma_m/\mu_r|=0.6$)

比较图 4(a)~图(d),无波形捷变时,不同方式间歇采样样式、移频调制干扰和预期相符,干扰信号相干性良好,干扰能量相同,在距离向和理论相符分布。不同方式间歇采样转发欺骗干扰都聚焦良好。脉冲内间歇采样重复转发干扰虽然可以形成更多假目标,但能量峰值比直接转发有所下降,下降幅度约和脉冲内干扰转发的占空比成反比,因而实施间歇采样重复转发干扰要兼顾干扰成像峰值幅度和假目标数目。

比较图 5(a)~图(d)与相应的图 4(a)~图(d),总体上,SAR 波形捷变对不同的间歇采样样式在成像主峰值区域无明显差异影响。对间歇采样样式旁瓣峰值和移频调制有些抑制。这源于间歇采样欺骗干扰和信号相干性很强,主峰值区域成像聚焦良好。SAR 调频率捷变,这使得间歇采样的旁瓣峰值区域(本质上对应一系列采样频率整数倍的移频和幅度联合调制)和移频调制在不同脉冲对应的距离向延迟不同,图像在距离向有些扩散。若移频不大时,波形捷变影响较小,也可以用移频调制实现距离向超前。

因而间歇采样欺骗干扰在对抗波形捷变 SAR 中比传统转发上一脉冲干扰有明显的聚焦成像优势。移频量不太大时,不同间歇采样方式的移频调制干扰在波形捷变 SAR 聚焦良好,结合多抽头延迟可以保证干扰距离向迁移的调制。间歇采样欺骗干扰能及时适应当前大时宽脉冲参数的波形捷变,能形成距离向超前干扰,当 SAR 多普勒调频率不变时,结合慢时间调制能形成方位向欺骗,干扰机理巧妙、新颖,其适应性强。

不足之处是:干扰幅度为占空比影响,不如收发同时的干扰机功率利用率高。间歇采样欺骗干扰在波形捷变 SAR 成像中的高阶假目标(旁瓣峰值区域)幅度比无波形捷变有所降低,若波形捷变信号不具备时延和频移的强耦合性,移频调制难以达到预期效果。

5 结 论

利用间歇采样转发适应 SAR 信号波形捷变大时宽信号,结合快/慢时间调制欺骗,形成对波形捷变 SAR 具有欺骗成像效果的间歇采样快/慢时间调制干扰。该欺骗干扰提供了一种对抗波形捷变 SAR 的方法,但干扰幅度为占空比影响,因而占空比不可过小,必要时要适当提高干扰机功率。理论上该干扰也可以应对对抗其他波形捷变大时宽信号体系雷达的挑战,下一步结合波形捷变的特性,研究针对波形捷变 SAR 改进型干扰方法。

参考文献:

[1] Ekestorm S R T, Karow C. An all-digital image synthesizer for countering high-resolution radars[D]. Monterey: Naval Postgraduate School, 2000.

[2] Dumper K, Cooper P S, Wons A F, et al. Spaceborne synthetic aperture radar and noise jamming[C]//*Proc. of the IEE Radar* 1997: 411 - 414.

[3] Soumekh M. SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalization[J]. *IEEE Trans. on Aerospace Electronic Systems*, 2006, 42 (1): 191 - 205.

[4] 吴晓芳. SAR-GMTI 运动调制干扰技术研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2009. (Wu X F. Study on motion modulation jamming techniques against SAR-GMTI[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2009.)

[5] Liu Q F, Xing S Q, 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.

[6] Rosenberg L, Gray D. Anti-jamming techniques for multichannel SAR imaging[J]. *IEE Proceedings Radar Sonar Navigation*, 2006, 153(3): 234 - 242.

[7] Reigber A, Ferro L. Interference suppression in synthesized SAR images[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2005, 2(1): 45 - 50.

[8] 杨伟宏,陈永光,王雪松,等. 距离弯曲差对 SAR 欺骗干扰成像的影响[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(10): 2343 - 2345. (Yang W H, Chen Y G, Wang X S, et al. Effect caused by range curvature distinction for deception jamming under SAR jamming[J]. *Systems Engineering and Electronic*, 2009, 31 (10): 2343 - 2345.)

[9] 王雪松,刘建成,张文明,等. 间歇采样转发干扰的数学原理[J]. 中国科学 E 辑:信息科学, 2006, 36(8): 891 - 901. (Wang X S, Liu J C, Zhang W M, et al. Mathematical principles of intermittent sampling repeater jamming[J]. *Science in China, Series E: Information Sciences*, 2006, 36(8): 891 - 901.)

[10] 刘忠. 基于 DRFM 的线性调频脉冲压缩雷达干扰新技术[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2006. (Liu Z. Jamming technique for countering LFM pulse compression radar based on digital radio frequency memory[D]. Changsha: National university of defense technology, 2006)

[11] 刘建成,刘忠,王雪松,等. 基于群延迟的前移干扰研究[J]. 自然科学进展, 2007, 17(1): 99 - 105. (Liu J C, Liu Z, Wang X S, et al. Study on fronted jamming based on group delay[J]. *Progress in Nature Science*, 2007, 17(1): 99 - 105)

[12] 吴晓芳,王雪松,卢焕章. 对 SAR 的间歇采样转发干扰. 宇航学报, 2009, 30(5): 2043 - 2048. (Wu X F, Wang X S, Lu H Z. Study on intermittent sampling repeater jamming to SAR[J]. *Journal of Astronautics*, 2009, 30(5): 2043 - 2048.)

[13] Dai H D, Wu F X, Wang S X, et al. SAR active-decoys PGA-DJ based on DRFM[C]//*Proc. of the IET International Conference on Radar Systems*, 2007: 1 - 4.

[14] Wang W Q, Cai J Y. A technique for jamming bi and multistatic SAR systems[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2007, 4(1): 80 - 82.

[15] Liu Q F, Xing S Q, Wang X S, et al. The interferometry phase of InSAR coherent jamming with arbitrary waveform modulation[J]. *Progress In Electromagnetics Research*, 2012, 124, 101 - 118.

[16] Liu Q F, Xing S Q, Wang X S, et al. The "slope effect" of coherent transponder in InSAR DEM[J]. *Progress In Electromagnetics Research*, 2012, 127: 351 - 370.