

引用格式:周阳,毕大平,沈爱国,等.微动调制间歇采样转发干扰对 SAR-GMTI 干扰性能分析[J].电光与控制,2017,24(7):12-16. ZHOU Y, BI D P, SHEN A G, et al. Performance analysis of micro-motion-modulation based intermissive sampling and retransmitted jamming to SAR-GMTI[J]. Electronics Optics & Control, 2017, 24(7):12-16.

微动调制间歇采样转发干扰对 SAR-GMTI 干扰性能分析

周 阳, 毕大平, 沈爱国, 房明星
(电子工程学院,合肥 230037)

摘要:针对合成孔径雷达成像-地面动目标显示(SAR-GMTI)对运动目标的威胁,给出了基于微动调制的间歇采样转发干扰方法,并分析了该方法对 SAR-GMTI 的干扰性能。该方法沿方位向的干扰通过在慢时间域进行余弦调相,沿距离向的干扰是通过对信号间歇采样转发,二者结合可在 SAR 成像中形成二维网状干扰效果。建立了干扰模型,给出了干扰信号成像表达式,最后以三通道干涉对消技术为例着重分析了其对多通道 GMTI 的对抗性能。仿真实验表明该干扰仅能被对消一小部分,对多通道 SAR-GMTI 仍然具有二维点状干扰效果,但二维点状目标将出现增强区和削弱区。

关键词:合成孔径雷达;地面动目标显示;余弦调相;间歇采样;转发干扰;性能分析

中图分类号: TN957 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-637X.2017.07.003

Performance Analysis of Micro-Motion-Modulation Based Intermissive Sampling and Retransmitted Jamming to SAR-GMTI

ZHOU Yang, BI Da-ping, SHEN Ai-guo, FANG Ming-xing
(Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

Abstract: Aiming at the threat of Synthetic Aperture Radar and Ground Moving Target Indication (SAR-GMTI) to the moving target, a method of intermissive sampling and retransmitted jamming based on micro-motion modulation is presented, and analysis is made to its jamming performance. With this method, cosine phase modulation is made to the azimuth jamming in slow time domain, and the range jamming is retransmitted through intermittent sampling repeater. The combination of them provides 2D reticular jamming to the SAR image. The model of SAR jamming is constructed and the image output of the jamming is given. The countering performance against GMTI is analyzed by using the tri-channel interference canceling technique. The simulation results show that: The jamming still can produce 2D dots jamming performance for multi-channel SAR-GMTI because only a little part of it is cancelled, but the amplitudes of 2D dots have enhanced and weakened areas.

Key words: Synthetic Aperture Radar (SAR); Ground Moving Target Indication (GMTI); cosine phase-modulation; intermittent sampling; repeater jamming; performance analysis

0 引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)能够在全天时、全天候条件下对地面进行大范围的测绘,已被广泛用于军事侦察、地图测绘以及导弹末端图像

匹配制导等方面^[1]。地面动目标显示(Ground Moving Target Indication, GMTI)技术能够检测和跟踪地面上的运动目标,在军事领域被运用于发现敌方运动军事目标。SAR-GMTI结合了SAR对地面目标高分辨成像和GMTI的运动目标检测功能,能够对地面任意目标进行实时检测、识别、定位、跟踪和成像,已成为SAR重要发展趋势^[2-3]和先进体制SAR必备的功能。各国SAR-GMTI的快速发展,对我地面重要军事目标(特别是装甲车、坦克、导弹发射车等运动型目标)的军事部署、战时生存、作战状态等构成了严重威胁。所以,对SAR-GMTI

收稿日期:2016-06-30 修回日期:2017-04-10

基金项目:国家自然科学基金(61171170)

作者简介:周阳(1991—),男,江西南昌人,硕士生,研究方向为SAR信号处理与对抗技术。

干扰技术研究已成为电子对抗领域的热点问题^[4-6]。

传统 SAR 仅能够对静止目标或静态场景进行高分辨成像^[1],通常不具备对运动目标进行检测与成像的功能。SAR-GMTI 在保证 SAR 高分辨成像优势的基础上,吸收了 GMTI 系统运动目标检测的优点,从而能够对大场景内静止或运动目标同时进行检测和高分辨成像,已成为 SAR 遥感探测领域的发展趋势^[2-3]。SAR-GMTI 具有更强的遥感探测性能,已受到各国军方的重视,由此导致 SAR-GMTI 发展迅速。SAR-GMTI 快速发展及其在军事领域的广泛应用,对军事运动目标战时生存构成了严重威胁,所以对 SAR-GMTI 干扰的研究是电子对抗领域的热点问题^[4-6]。

目前,国内外提出的一些对 SAR 的相干干扰方法^[7-9]均没有考虑运动特性,干扰信号经过 GMTI 处理后会滤除。针对干扰被 GMTI 处理后被滤除的不足,文献[10-12]提出了将运动信息调制到信号相位中的干扰方法,其干扰通过 GMTI 处理后不会被对消,能产生一维方位向上的假目标干扰效果;为了实现二维干扰效果,文献[13]提出了基于微动调制的间歇采样转发干扰,该方法可对 SAR 实现较好的二维欺骗干扰效果,并且采用收发分时技术,很好地解决了干扰机收发隔离的难题,是一种值得深入研究的干扰样式,但该文献没有分析该干扰对 SAR-GMTI 的干扰性能。文献[13]提出的方法在经过 SAR-GMTI 系统成像处理后,是否仍会产生较好的二维干扰效果,这非常具有研究意义。本文着重研究了基于微动调制的间歇采样转发干扰对 SAR-GMTI 的干扰性能分析,最后通过仿真实验,验证了该方法对 SAR-GMTI 干扰的有效性。

1 微动调制的间歇采样转发干扰信号模型

如图 1 所示, SAR 平台沿 x 轴正方向做匀速直线运动,其速度为 v ,高度为 H ,正侧视工作模式。定义原点 O 为当方位向慢时间 $t_a = 0$ 时 SAR 位置的地面投影点,设干扰机 J 位置为 $(x_j, y_j, 0)$, $t = 0$ 时,干扰机到 SAR 的斜距为 $R_j = \sqrt{x_j^2 + y_j^2 + H^2}$,任意时刻 t_a 干扰机到 SAR 的斜距为 $R_j(t_a)$,合成孔径长度为 L ,根据 Fresnel 近似可得 $R_j(t_a)$ 表达式为

$$R_j(t_a) = \sqrt{(x_j - vt_a)^2 + y_j^2 + H^2} \approx R_j - \frac{x_j v}{R_j} t_a + \frac{v^2}{2R_j} t_a^2 \quad (1)$$

雷达发射的线性调频 (Linear Frequency Modulation, LFM) 信号可写为

$$s_0(t_r) = \text{rect}(t_r/T_p) \exp[j2\pi(f_0 t_r + u_r t_r^2/2)] \quad (2)$$

式中: $\text{rect}(u) = \begin{cases} 1 & |u| \leq 1/2 \\ 0 & \text{else} \end{cases}$; t_r 为距离向快时间; f_0 为中心频率; u_r 为距离向调频率; T_p 为脉宽。

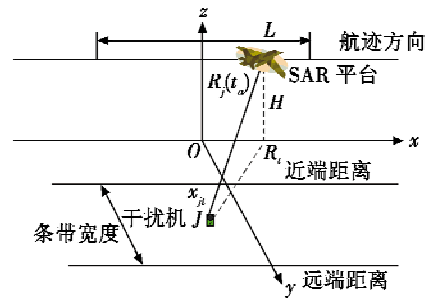


图 1 SAR 成像场景图

Fig. 1 The imaging scene of SAR

当干扰机接收到 SAR 信号后,首先在快时间域上进行间歇采样,与此同时,对 SAR 信号进行慢时间域余弦调相,则可以得到干扰信号经混频去载频后的表达式为^[13]

$$s(t_r, t_a) = A_j \cdot \text{rect}\left(\frac{t_r - 2R_j(t_a)/c}{T_p}\right) \text{rect}\left(\frac{t_a - x_j/v}{T_L}\right) \cdot \exp\left[j\pi\mu_r\left(t_r - \frac{2R_j(t_a)}{c}\right)^2\right] \exp(-j2kR_j(t_a)) \exp(jm_a \cdot \cos(\omega_a t_a)) \left[D_r + \sum_{n=1}^{\infty} 2a_n \cos 2\pi n f_s \left(t_r - \frac{2R_j(t_a)}{c}\right) \right] \quad (3)$$

式中: $k = 2\pi/\lambda$ 为距离波数; T_L 为合成孔径时间; m_a , ω_a 分别为余弦调相指数和余弦调相角速度; 最后一乘数项为间歇采样矩形包络脉冲串信号的傅里叶展开形式; D_r 为占空比; $a_n = D_r \text{sinc}(n\pi D_r)$ 为幅度加权系数; f_s 为间歇采样频率。

2 干扰信号经过 SAR 系统成像输出

图 2 所示为合成孔径雷达的 RD 成像处理流程图。

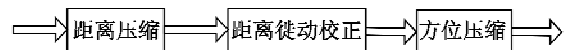


图 2 SAR 的 RD 成像处理流程

Fig. 2 RD imaging processing flow of SAR

干扰信号经过 RD 成像处理后,可得最终成像的表达式为

$$S = \left(1 - \frac{|t_r^*|}{T_p}\right) \cdot \left(1 - \frac{|t_a^*|}{T_L}\right) \cdot \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(m_a) j^m \cdot \text{sinc}\left[\pi\mu_r\left(t_a^* + \frac{m\omega_a}{2\pi\mu_r}\right)(T_L - |t_a^*|)\right] \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \cdot \exp(-j\pi n f_s t_r^*) \text{sinc}[\pi(n f_s + \mu_r t_r^*)(T_p - |t_r^*|)] \quad (4)$$

式中: $t_a^* = t_a - x_j/v$; $J_m(\cdot)$ 为第一类 m 阶 Bessel 函数。

由式(4)可知,干扰峰值会在距离向和方位向周期延拓出现,所以干扰经过 SAR 系统后会产生二维点阵干扰效果。干扰峰值出现位置为 $y = R_j - n\omega_a/2\pi\mu_r$, $x = x_j - m\omega_a/2\pi\mu_r$,且幅度受 m 阶 Bessel 函数 $J_m(m_a)$ 和幅度加权系数 a_n 调制,其距离向峰值间隔为 $\Delta y = c f_s/2\mu_r$,方位向峰值间隔为 $\Delta x = -\omega_a v/2\pi\mu_a$ 。

3 对三通道 SAR-GMTI 干扰性能分析

三通道 SAR-GMTI 基本上可以对一般地杂波、静止目标以及一般的干扰进行很好的对消,下面主要研究微动调制间歇采样转发干扰方法对三通道 SAR-GMTI 是否也能得到对消。SAR-GMTI 采用三孔径干涉对消处理时,阵列天线采用一发三收工作模式,由沿航迹、以等间隔 D_a 线性排列的 3 个接收子孔径构成^[9],由中间孔径天线发射信号,3 个孔径同时接收回波信号。

如图 3 所示, SAR 平台处 3 个加粗黑点代表三通道子孔径天线,其标号分别为 1,2,3,它们按等间隔 D_a 水平平布。三通道 SAR-GMTI 工作时,2 号子孔径天线发射信号,3 个子孔径天线同时接收信号,那么信号到 3 个子孔径天线的传播路程分别为 $R_{j1} = (R_{j02} + R_{j01})$,

$$R_{j2} = 2R_{j02}, R_{j3} = (R_{j02} + R_{j03})。$$

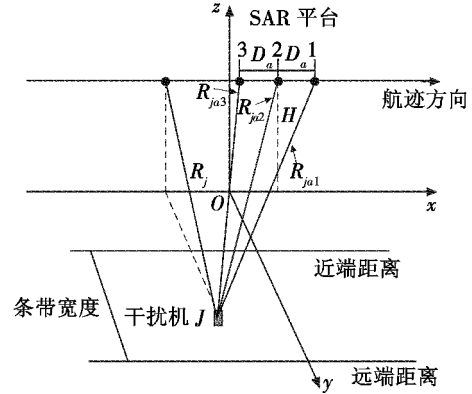


图 3 三通道 SAR-GMTI 干涉处理几何模型

Fig. 3 The sketch map of tri-antenna interference cancelling technique

忽略干扰机转发延迟,3 个通道接收的信号分别为

$$\begin{cases} s_{j1}(t_r, t_a) = \text{rect}\left(\frac{t_r - R_{j1}(t_a)/c}{T_p}\right) \text{rect}\left(\frac{t_a - x_j/v}{T_L}\right) \exp[j\pi\mu_r(t_a - R_{j1}(t_a)/c)^2] \cdot \exp(-jkR_{j1}(t_a)) \cdot \\ \exp(jm_a \cos(\omega_a t_a)) \left[D_r + \sum_{n=1}^{\infty} 2a_n \cos 2\pi n f_s(t_r - R_{j1}(t_a)/c) \right] \\ s_{j2}(t_r, t_a) = \text{rect}\left(\frac{t_r - R_{j2}(t_a)/c}{T_p}\right) \text{rect}\left(\frac{t_a - x_j/v}{T_L}\right) \exp[j\pi\mu_r(t_a - R_{j2}(t_a)/c)^2] \cdot \exp(-jkR_{j2}(t_a)) \cdot \\ \exp(jm_a \cos(\omega_a t_a)) \left[D_r + \sum_{n=1}^{\infty} 2a_n \cos 2\pi n f_s(t_r - R_{j2}(t_a)/c) \right] \\ s_{j3}(t_r, t_a) = \text{rect}\left(\frac{t_r - R_{j3}(t_a)/c}{T_p}\right) \text{rect}\left(\frac{t_a - x_j/v}{T_L}\right) \exp[j\pi\mu_r(t_a - R_{j3}(t_a)/c)^2] \cdot \exp(-jkR_{j3}(t_a)) \cdot \\ \exp(jm_a \cos(\omega_a t_a)) \cdot \left[D_r + \sum_{n=1}^{\infty} 2a_n \cos 2\pi n f_s(t_r - R_{j3}(t_a)/c) \right] \end{cases} \quad (5)$$

对各通道分别进行距离压缩,可得

$$\begin{cases} s_{j1}(t_r, t_a) \approx s_{j2}(t_r, t_a) \cdot \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{D_a^2 - 2D_a x_j}{2R_j} + \frac{D_a v t_a}{R_j} \right)\right] \\ s_{j2}(t_r, t_a) = \text{rect}\left(\frac{t_a - x_j/v}{T_L}\right) \exp(-jkR_{j2}(t_a)) \cdot \\ \exp(jm_a \cos(\omega_a t_a)) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \exp(j\pi n f_s t_r^*) \cdot \left(1 - \frac{|t_r^*|}{T_p}\right) \cdot \\ \text{sinc}[\pi(n f_s + \mu_r t_r^*)(T_p - |t_r^*|)] \\ s_{j3}(t_r, t_a) \approx s_{j2}(t_r, t_a) \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{D_a^2 + 2D_a x_j}{2R_j} - \frac{D_a v t_a}{R_j} \right)\right] \end{cases} \quad (6)$$

式(6)忽略了 1,2,3 号子孔径天线两两间的间距 D_a 对距离向的影响,即认为徙动校正后 3 个子孔径接收到的回波到达时间 $t_{r1}^* \approx t_{r2}^* \approx t_{r3}^* = t_r^*$ 。在进行匹配滤波前,需补偿天线间隔产生的多普勒中心频率偏差,以通道 2 为参考,通道 1 和 3 的补偿函数分别为

$$\begin{cases} C_1(t_a) = \exp(j2\pi\nu D_a t_a / \lambda R_j) \\ C_3(t_a) = \exp(-j2\pi\nu D_a t_a / \lambda R_j) \end{cases} \quad (7)$$

经多普勒中心偏差补偿,再分别进行方位向压缩,

可得

$$\begin{cases} s_{j1}(t_r, t_a) = s_{j2}(t_r, t_a) \cdot \exp\left[-j \frac{\pi D_a (D_a - 2x_j)}{\lambda R_j}\right] \\ s_{j2}(t_r, t_a) = \left(1 - \frac{|t_r^*|}{T_p}\right) \cdot \left(1 - \frac{|t_a^*|}{T_L}\right) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(m_a) \cdot \\ j^n \text{sinc}\left[\pi\mu_a \left(t_a^* + \frac{m\omega_a}{2\pi\mu_a}\right)(T_L - |t_a^*|)\right] \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \cdot \\ \exp(-j\pi n f_s t_r^*) \cdot \text{sinc}[\pi(n f_s + \mu_r t_r^*)(T_p - |t_r^*|)] \\ s_{j3}(t_r, t_a) = s_{j2}(t_r, t_a) \cdot \exp\left[-j \frac{\pi D_a (D_a + 2x_j)}{\lambda R_j}\right] \end{cases} \quad (8)$$

由式(2)知 2 号子孔径天线接收数据的二维脉压处理结果与式(4)一致,但由于各接收天线存在沿航迹方向的位置偏差,因而在对消前需补偿此位置偏差引起的相位偏差,相应的补偿函数为

$$\begin{cases} C_{12}(t_a) = \exp[j\pi D_a (D_a - 2v t_a) / \lambda R_j] \\ C_{23}(t_a) = \exp[j\pi D_a (D_a + 2v t_a) / \lambda R_j] \end{cases} \quad (9)$$

式(8)信号经相位补偿函数补偿后,两两相减可得

$$\begin{cases} s_{12}(t_r, t_a) = s_{j\mu 1}(t_r, t_a) C_{12} - s_{j\mu 2}(t_r, t_a) = \\ s_{j\mu 2}(t_r, t_a) \left[\exp\left(j \frac{2\pi D_a v}{\lambda R_j} \left(\frac{x_j}{v} - t_a\right)\right) - 1 \right] \\ s_{23}(t_r, t_a) = s_{j\mu 2}(t_r, t_a) - s_{j\mu 3}(t_r, t_a) C_{23} = \\ s_{j\mu 2}(t_r, t_a) \left[1 - \exp\left(j \frac{2\pi D_a v}{\lambda R_j} \left(\frac{x_j}{v} - t_a\right)\right) \right] \end{cases} \quad (10)$$

对式(10)取模,可得到干扰通过 SAR-GMTI 系统后的输出幅度为

$$\begin{aligned} |A_{12}(t_r, t_a)| &= |A_{23}(t_r, t_a)| = 2 |s_{j\mu 2}(t_r, t_a)| \cdot \\ &\left| \sin\left(\frac{\pi D_a v}{\lambda R_j} t_a^*\right) \right| = 2 \left(1 - \frac{|t_r^*|}{T_p}\right) \left(1 - \frac{|t_a^*|}{T_L}\right) \cdot \\ &\left| \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(m_a) j^n \operatorname{sinc}\left[\pi \mu_a \left(t_a^* + \frac{m \omega_a}{2\pi \mu_a}\right) \cdot (T_L - |t_a^*|)\right] \right| \cdot \\ &\left| \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \exp(-j\pi n f_s t_r^*) \cdot \operatorname{sinc}[\pi(n f_s + \mu_r t_r^*)(T_p - |t_r^*|)] \right| \cdot \\ &\left| \sin\left(\frac{\pi D_a v}{\lambda R_j} t_a^*\right) \right| \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $t_r^* = t_r - 2R_j/c$; $t_a^* = t_a - x_j/v$ 。当 $t_a = t_{um} = \frac{x_j}{v} -$

$\frac{m \omega_a}{2\pi \mu_a}$ 时,3 个子孔径天线接收的数据处理后能量取峰

值。此时对消后的能量近似为

$$\begin{aligned} |A_{12}(t_r, t_a)|^2 &= |A_{23}(t_r, t_a)|^2 = 4 |s_{j\mu 2}(t_r, t_a)|^2 \cdot \\ &\left| \sin\left(\frac{\pi D_a v}{\lambda R_j} t_a^*\right) \right|^2 \approx 4 \left(1 - \frac{|t_r^*|}{T_p}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{|t_a^*|}{T_L}\right)^2 \cdot \\ &\left| \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(m_a) j^n \cdot \operatorname{sinc}\left[\pi \mu_a \left(t_a^* + \frac{m \omega_a}{2\pi \mu_a}\right) (T_L - |t_a^*|)\right] \right|^2 \cdot \\ &\left| \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \exp(-j\pi n f_s t_r^*) \cdot \operatorname{sinc}[\pi(n f_s + \mu_r t_r^*)(T_p - |t_r^*|)] \right|^2 \cdot \\ &\left| \sin\left(\frac{m \omega_a D_a}{4v}\right) \right|^2 \end{aligned} \quad (12)$$

由上式可知, ω_a, m 和 n 的取值对两两相减后干扰信号的保留能量大小。当 $m \omega_a D_a / 4v = n\pi$ ($m, n \in \mathbf{Z}$) 时,两两相减后干扰信号能量输出为 0, 干扰被抵消, 此时称干扰处于对消凹口; 当 $m \omega_a D_a / 4v = (1/2 + n)\pi$ ($m, n \in \mathbf{Z}$) 时,两两相减后干扰信号能量输出最大, 干扰能量得到极大增强, 是 2 号子孔径单独处理输出能量的 4 倍, 此时称干扰处于对消凸口处; 其余均在 2 号子孔径单独处理输出能量的 0 ~ 4 倍之间, 随着阶数呈正弦平方规律变化。

4 仿真实验

为了验证理论分析的正确性和干扰的有效性, 根据式(3)生成的干扰信号按照 RD 成像算法进行仿真。表 1 是主要仿真参数, 干扰机坐标为 (0, 10000, 0) (单位,

m), 表 2 是干扰参数, 设置干信比为 15 dB。

表 1 主要仿真参数

Table 1 The principal simulation parameters

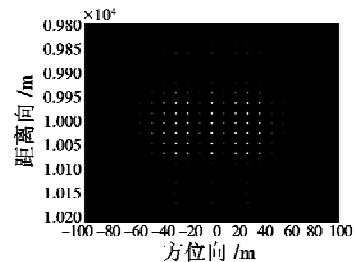
SAR 参数名称	数值	SAR 参数名称	数值
飞行高度/m	10000	信号脉宽/ μs	20
合成孔径长度/m	424.3	距离向信号带宽/MHz	100
载机速度/($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	200	脉冲重复周期/Hz	480
信号载频/GHz	10		

表 2 干扰参数

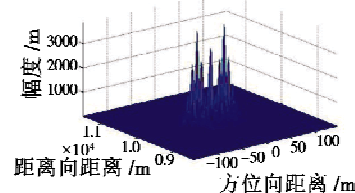
Table 2 The jamming simulation parameters

干扰参数名称	数值	干扰参数名称	数值
采样周期/ μs	1.5	占空比	0.2
余弦调制相角速度/($\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$)	54π	余弦调制指数	4.18

根据表 1 实验参数进行干扰仿真实验, 仿真实验结果如图 4 所示。由第 2 章知干扰信号经 SAR 成像输出为二维点阵, 其峰值距离向间距为 $\Delta y = c f_s / 2\mu_r = 20$ m, 其峰值方位向间距为 $\Delta x = -\omega_a v / 2\pi \mu_a = 9.5$ m。从图 4a 和图 4b 可看到, 干扰效果为以干扰机坐标 (0 m, 10000 m, 0 m) 为中心向四周扩散的二维网状点目标, 其幅度不相等且间隔有规律, 这与理论分析相一致。由第 3 章知, 在干扰信号经过 SAR-GMTI 三通道对消后, 当 $m \omega_a D_a / 4v = n\pi$ ($m, n \in \mathbf{Z}$) 时, 图像能量输出值为 0。从图 4c 和图 4d 可以看到, 在 $m = 0$ 时, $m \omega_a D_a / 4v = 0$, 该处没有目标图像输出, 说明处于对消凹口处; 其余各处假目标有明有暗, 说明它们与对消前相比, 能量有增强亦有减弱, 但幅度差别不大。干扰仿真实验结果与理论分析结果一致, 证明了该方法理论的正确性。图 4c 很好地证明此干扰方法在经过 SAR-GMTI 三通道对消后不会被对消, 因而该方法对 SAR-GMTI 具有一定的干扰效果。



a 对消前干扰成像的二维显示



b 对消前干扰成像的三维显示

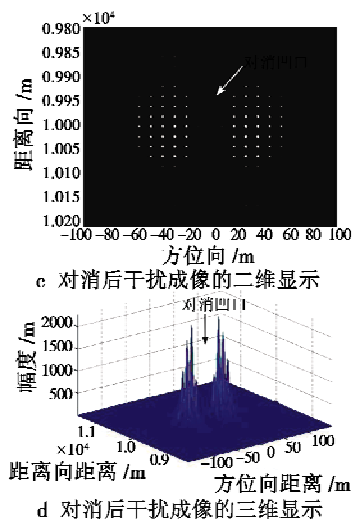


图4 干扰成像效果图

Fig. 4 The effect of jamming

5 结束语

本文深入研究了微动调制的间歇采样转发干扰方法,着重研究了该干扰通过多通道对消 GMTI 系统后的成像输出,对三通道 SAR-GMTI 干扰性能进行了分析。仿真实验证明了该干扰仅能被三通道 SAR-GMTI 对消一小部分,能对 SAR-GMTI 形成二维周期延拓的密集点状干扰效果,只是由于多通道 GMTI 对干扰的抑制和对消,经过 SAR-GMTI 系统后输出的二维假目标将出现增强区和削弱区。由于此干扰方法利用了间歇采样转发形式,采用收发分时技术,从而解决了干扰机收发隔离的难题,具有较高的研究与运用价值。

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] SJOGREN T K, VIET T V, PETERSSON M I, et al. Suppression of clutter in multichannel SAR/GMTI [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2014, 52(7): 4005-4013.
- [3] 张焕胜. 机载 SAR 地面运动目标检测与成像技术研究 [D]. 北京: 中国科学院电子学研究所, 2006.
- [4] 徐少坤, 李亚楠, 付耀文. 欺骗式动目标 SAR 干扰技术研究 [J]. 现代雷达, 2008, 30(7): 94-98.
- [5] 孙光才, 周峰, 邢孟道. 一种 SAR-GMTI 的无源压制性干扰方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(1): 39-45.
- [6] 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.
- [7] 吴晓芳, 李金梁, 邢世其, 等. SAR 的箔条干扰技术研究 [J]. 现代雷达, 2010, 32(7): 58-62.
- [8] 李传中, 苏卫民, 顾红, 等. 改进的合成孔径雷达间歇采样转发干扰 [J]. 电波科学学报, 2014, 29(6): 1045-1050.
- [9] 张静克, 代大海, 邢世其, 等. 对调频斜率极性捷变 SAR 间歇采样转发干扰效果分析 [J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(5): 1030-1034.
- [10] 刘业民, 李忠, 代大海, 等. 基于微动调制的 SAR 新型有源复合干扰方法 [J]. 现代防御技术, 2011, 39(4): 84-89.
- [11] 吴晓芳, 梁景修, 王雪松, 等. SAR-GMTI 匀加速运动假目标有源调制干扰方法 [J]. 宇航学报, 2012, 33(6): 761-768.
- [12] 吴晓芳, 王雪松, 梁景修. SAR-GMTI 高逼真匀速运动假目标调制干扰方法 [J]. 宇航学报, 2012, 33(10): 1472-1479.
- [13] 刘业民, 李忠, 代大海, 等. 基于微动调制的间歇采样转发干扰研究 [J]. 宇航学报, 2011, 32(11): 2417-2424.

下期要目

基于太阳矢量和 MEMS 的自旋弹姿态估计系统研究
 基于箱粒子滤波的扩展目标 CBMeMBer 滤波算法
 测距机位置误差条件下交会定位改进算法研究
 带落角约束的导弹制导控制一体化最优控制律设计
 弹载机电产品贮存环境试验最小试验样本量设计
 雷达同步信号参数提取及重构技术
 四旋翼飞行器自适应 PIDNN 控制研究

空间相机主动热控系统温度采集与处理方法研究
 影响特征检测子鲁棒性与速度方法的对比分析
 四旋翼无人机的自适应容错控制
 飞翼无人机蛇形机动鲁棒飞行控制设计
 基于模态参数的轻质高强机翼梁结构损伤识别研究
 激光成像仿真及多维可分辨准则构建研究
 SRAM 型 FPGA 单粒子翻转故障定位注入研究