

针对多通道 SAR-GMTI 的二维欺骗干扰研究

房明星* 毕大平 沈爱国
(电子工程学院 合肥 230037)

摘要: 论文针对多通道 SAR-GMTI 提出一种新的二维欺骗干扰方法, 该方法通过对截获的 SAR 信号进行距离向余弦调相的同时, 利用干扰机转动实现方位向余弦调相, 可对多通道 SAR-GMTI 实现二维余弦调相转发欺骗干扰效果, 并采用三通道干涉对消方法分析了其对 GMTI 的对抗性能, 该方法对 SAR 和多通道 SAR-GMTI 均可产生 2 维“网状”多假目标干扰效果, 可同时保护地面运动目标和静止目标。理论分析和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-地面动目标显示; 电子对抗; 2 维余弦调相; 干涉对消

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)07-1765-08

DOI: 10.11999/JEIT151155

Investigation on 2-D Deception Jamming for Multi-channel SAR-GMTI

FANG Mingxing BI Daping SHEN Aiguo
(Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

Abstract: A new deception jamming method for multi-channel SAR-GMTI is studied. The SAR signal received by jammer is modulated by cosinusoidal phase in the range, and is modulated by cosinusoidal phase in the azimuth based on the jammer's rotation motion, so deception jamming performance of 2-D cosinusoidal phase can be realized at the same time. The countering performance against GMTI is analyzed by using the tri-channel interference cancelling technique. The method can produce 2-D netted multi-false targets jamming performance, so the ground moving targets and stationary targets can be protected at the same time. Theoretical analysis and computer simulation justify the validity and the efficiency of the proposed method.

Key words: SAR-Ground Moving Target Indication (SAR-GMTI); Electronic countermeasures; 2-D cosinusoidal phase-modulated; Interference cancelling

1 引言

合成孔径雷达(SAR)是一种高分辨率成像雷达, 具有全天时、全天候和透视性等特点, 已广泛用于军事侦查、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运动目标, 将 SAR 与 GMTI 相结合即 SAR-GMTI, 已成为战略情报侦察和战场监视系统的重要发展趋势^[2,3]。SAR-GMTI 系统的快速发展和应用, 使敌方能够快速洞悉地面运动战略目标的军事意图, 严重削弱了我方重要地面军事运动目标的作战效能以及战时生存能力, 当前, 对 SAR-GMTI 干扰技术研究已成为电子对抗领域的热点问题^[4-6]。

SAR-GMTI 通常采用多个通道对杂波和干扰进行抑制和对消, 常规的 SAR 干扰信号很容易被多通道 SAR-GMTI 所抑制^[7-10], 干扰效果不尽人意。目前, 针对 SAR-GMTI 的干扰技术研究相对较少, 主要集中在对 SAR 的虚假动目标欺骗干扰^[11,12], 干扰信号产生通常需要复杂的调制, 对侦察依赖度较高, 且没有深入讨论对多通道 GMTI 的干扰效果和对抗性能; 文献[13,14]提出利用多干扰机对抗 SAR 双通道干扰对消技术, 为多通道 SAR-GMTI 干扰提供了新的思路, 但多个干扰机的协同工作难度较大; 文献[15,16]提出了 SAR 2 维余弦调相转发干扰方法, 研究表明该方法可对 SAR 形成 2 维假目标干扰效果, 但因 SAR 方位向信号是运动合成的, 方位向的余弦调相实现难度较大, 同时也没有针对多通道 GMTI 的对抗性能进行讨论。基于以上问题, 本文针对多通道 SAR-GMTI 提出 2 维余弦调相转发干扰方法, 首先给出了余弦调相信号模型, 探讨了 SAR 距离向余弦调相转发干扰方法, 然后利用干扰机转

收稿日期: 2015-10-16; 改回日期: 2016-02-18; 网络出版: 2016-04-07

*通信作者: 房明星 mingxingfang89@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61171170)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61171170)

动来实现方位向余弦调相,从而对多通道 SAR-GMTI 实现二维余弦调相转发欺骗干扰效果,并在 SAR 干扰效果分析的基础上,着重分析了其对三通道干涉 GMTI 的对抗性能,指出由于多通道 GMTI 对干扰的抑制和对消,所形成的假目标幅度受到正弦系数的调制,假目标幅度会出现增强区和削弱区,本文方法为 SAR-GMTI 干扰提供了有效途径。

2 干扰原理

2.1 余弦调相信号模型

余弦调相信号的数学模型可表示为

$$p(t) = A \cos[2\pi f_c t + \beta_m \cos(2\pi f_m t)] \quad (1)$$

其中 β_m 为调制指数, f_m 为调制频率,对式(1)进行级数展开可得:

$$p(t) = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_m) \cos\left[2\pi(f_c + nf_m)t + \frac{n\pi}{2}\right] \quad (2)$$

其中 $J_n(\beta_m)$ 为第一类 n 阶贝塞尔函数,对式(2)进行傅里叶变换可得:

$$P(f) = \pi A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_m) \left[e^{-j\frac{n\pi}{2}} \delta[2\pi(f + f_c + nf_m)] + e^{j\frac{n\pi}{2}} \delta[2\pi(f - f_c - nf_m)] \right] \quad (3)$$

由式(3)可知,余弦调相信号的频谱由无穷多个边频分量组成,各边频分量等间隔分布,且间隔大小等于调制频率 f_m ,幅度正比于相应阶数的贝塞尔函数 $J_n(\beta_m)$ 。从频谱形状来看,余弦调相信号的频谱是由第一类贝塞尔函数幅度加权的“梳状”谱,通过卡森公式^[6]估计其频谱的带宽为

$$B_m = 2(\beta_m + 1)f_m \quad (4)$$

高阶边频分量的幅度较小通常可忽略,因此单边边频分量只取到 $(\beta_m + 1)$ 次。

2.2 SAR 距离向余弦调相转发干扰

设 SAR 发射的线性调频信号表达式为

$$s(t_r, t_a) = \text{rect}(t_r / T_p) \exp\left[j2\pi\left(f_0 t + u_r t_r^2 / 2\right)\right] \quad (5)$$

其中, $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形窗函数, t_r 为距离向快时间, $t_a = mT$ ($m = 0, 1, \dots, M$) 为方位向慢时间, T 为脉冲重复周期,全时间 $t = t_r + t_a$, T_p 为脉冲宽度, f_0 为载频, u_r 为调频斜率。

则 SAR 接收到干扰机所在分辨单元的基频回波信号为

$$s_r(t_r, t_a) = \text{rect}\left(\frac{t_r - \tau_r}{T_p}\right) \text{rect}\left(\frac{t_a}{T_L}\right) \cdot \exp\left[j\pi u_r (t_r - \tau_r)^2\right] \cdot \exp\left[-j\frac{4\pi}{\lambda} R_j(t_a)\right] \quad (6)$$

其中, $R_j(t_a)$ 为干扰机到 SAR 的瞬时斜距, $\tau_r = 2R_j(t_a)/c$ 为回波传播时延, T_L 为合成孔径时间。

记距离向余弦调相信号为

$$p_r(t_r) = A_r \cdot \exp\left[j\beta_r \cos(2\pi f_r t_r)\right] \quad (7)$$

其中 A_r 为距离向余弦调相信号的幅度, β_r 为距离向调制指数, f_r 为调制频率。干扰机对接收到的 SAR 信号进行余弦调相处理并转发(忽略干扰机的转发延时),则 SAR 接收到的余弦调相干扰信号为

$$s_{jr}(t_r, t_a) = s_r(t_r, t_a) \cdot p_r(t_r) \quad (8)$$

结合式(2)和式(3),对式(8)进行距离向傅里叶变换可得干扰信号频谱为

$$S_{jr}(f, t_a) = 2\pi A_r \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_r) S(f + nf_r, t_a) \quad (9)$$

其中, $S(f, t_a)$ 为 SAR 信号距离向频谱。采用经典 R-D 成像算法,结合线性调频信号的模糊函数,若 SAR 距离向匹配滤波函数为 $h_r(t_r) = \text{rect}(t_r / T_p) \cdot \exp(-j\pi u_r t_r^2)$,对回波信号和干扰信号进行距离向匹配滤波可得(忽略与成像结果无关的相位项影响,下同)

$$\left. \begin{aligned} y_r(t_r, t_a) &= \left[1 - \frac{|t_r^*|}{T_p}\right] \cdot \text{sinc}\left(\pi u_r t_r^* (T_p - |t_r^*|)\right) \\ &\quad \cdot \exp\left[-j\frac{4\pi}{\lambda} R_j(t_a)\right] \\ y_{jr}(t_r, t_a) &= A_r \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_r) \left[1 - \frac{|t_r^*|}{T_p}\right] \\ &\quad \cdot \text{sinc}\left(\pi u_r \left[t_r^* + \frac{nf_r}{u_r}\right] (T_p - |t_r^*|)\right) \\ &\quad \cdot \exp\left[-j\frac{4\pi}{\lambda} R_j(t_a)\right] \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

其中, t_r^* 是对 $t_r - \tau_r$ 经过距离徙动校正后与方位向慢时间无关的回波到达时间。由式(9)和式(10)可知,余弦干扰信号频谱是 SAR 信号频谱的多次复制搬移,频谱复制次数约为 $2(\beta_r + 1)$,各频谱分量间隔为 f_r ,幅度正比于相应阶数的贝塞尔函数 $J_n(\beta_r)$;同时,真实信号回波距离向峰值时刻为 t_r^* ,余弦调相干扰信号回波距离向峰值时刻为 $t_r^* = -nf_r / u_r$,可见,干扰信号在距离向快时间域会产生多个峰值时刻,即在 SAR 距离向产生了多个干扰假目标,各假目标距离间隔为 $cf_r / (2u_r)$ 。

2.3 基于转动干扰机的 SAR-GMTI 2 维余弦调相转发干扰

SAR 距离向余弦调相干扰能够获得距离向的假目标串,干扰效果单一,干扰的覆盖面积小,且所

形成的假目标不具有运动目标的特性, SAR 通过运动目标检测技术(GMTI)可对假目标进行滤除,因而距离向余弦调相干扰对 SAR-GMTI 的干扰效果不佳。为满足 SAR-GMTI 的干扰需求,对 SAR 距离向余弦调相干扰进行方位向扩展,即通过干扰机转动来获得方位向的运动调制,从而获得方位向的余弦调相干扰效果,扩展后的干扰信号对 SAR 或 SAR-GMTI 均具有良好的干扰效果。基于转动干扰机的 2 维余弦调相转动的几何模型如图 1 所示, SAR 平台以速度 v 沿航迹做匀速直线飞行,干扰机转动的轴心(实心点)位于观测场景中心,坐标为 $(x_0, y_0, 0)$, 轴心到 SAR 的初始斜距为 $R_{j0} = \sqrt{x_0^2 + y_0^2 + H^2}$, 瞬时斜距为 $R_j(t_a) = \sqrt{(vt_a - x_0)^2 + y_0^2 + H^2}$ 。

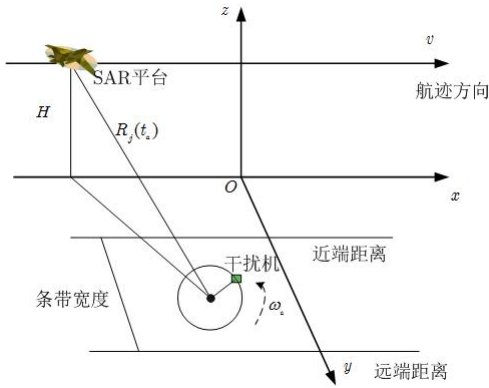


图 1 干扰示意图

图 1 中假设干扰机绕轴心作匀速转动,转动角速度为 ω_a (逆时针为正,顺时针为负),转动半径为 r_j , 设匀速转动的初始相位为 φ_0 , 则转动干扰机的瞬时坐标为

$$\left. \begin{aligned} x(t_a) &= x_0 + r_j \cos(\omega_a t_a + \varphi_0) \\ y(t_a) &= y_0 + r_j \sin(\omega_a t_a + \varphi_0) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

干扰机到 SAR 的瞬时斜距为

$$R_{ja}(t_a) = \sqrt{(vt_a - x(t_a))^2 + y(t_a)^2 + H^2} \quad (12)$$

对式(12)进行麦克劳林公式展开可得:

$$\begin{aligned} R_{ja}(t_a) &\approx R_{j0} + \frac{(vt_a)^2 - 2x_0 vt_a}{2R_{j0}} + \frac{r_j^2}{2R_{j0}} \\ &\quad + \frac{r_j \sqrt{(x_0 - vt_a)^2 + y_0^2} \cos[\omega_a t_a + \varphi_0 - \theta(t_a)]}{R_{j0}} \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $\theta(t_a) = \text{arccot}[(x_0 - vt_a)/y_0]$, 式(13)中前两项为轴心到 SAR 的瞬时斜距 $R_j(t_a)$ 的展开式;第 3 项为干扰机转动引入的固定相位差,由于转动半径 $r_j \ll R_{j0}$, 故该项对成像的影响可忽略;第 4 项为转动干扰机对

瞬时斜距的主要影响项,在合成孔径时间内 $(x_0 - vt_a)$ 的变化量相对较小,故可认为 $\theta(t_a)$ 与 $\sqrt{(x_0 - vt_a)^2 + y_0^2}$ 近似不变,令 $r_0 = r_j \sqrt{(x_0 - vt_a)^2 + y_0^2} / R_{j0}$, $\alpha_0 = \varphi_0 - \theta(t_a)$, 则式(13)可变为

$$R_{ja}(t_a) \approx R_j(t_a) + r_0 \cos(\omega_a t_a + \alpha_0) \quad (14)$$

在上文距离向余弦调相干扰的基础上,用 $R_{ja}(t_a)$ 替换式(6)中的 $R_j(t_a)$, 则 SAR 接收的经过干扰机转动的距离向余弦调相干扰信号为

$$\begin{aligned} s_{ja}(t_r, t_a) &= \text{rect}\left[\frac{t_r - \tau_r}{T_p}\right] \text{rect}\left[\frac{t_a}{T_L}\right] \\ &\quad \cdot \exp[j\pi u_r(t_r - \tau_r)^2] \\ &\quad \cdot \exp\left[-j\frac{4\pi}{\lambda} R_{ja}(t_a)\right] \cdot p(t_r) \\ &= A_r s_r(t_r, t_a) \exp[j\beta_r \cos(2\pi f_r t_r)] \\ &\quad \cdot \exp[j\beta_a \cos(2\pi f_a t_a + \alpha_0)] \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $\beta_a = 4\pi r_0 / \lambda$ 为等效的方位向调制指数, $f_a = \omega_a / 2\pi$ 为转动频率,与式(8)对比可知,式(15)除了干扰机调制的距离向余弦调相分量 $\exp[j\beta_r \cos(2\pi f_r t_r)]$ 外,附加了干扰机转动引起的方位向余弦调相分量 $\exp[j\beta_a \cos(2\pi f_a t_a + \alpha_0)]$ 。干扰机转动使得原来 1 维距离向余弦调相干扰等效为距离和方位向 2 维余弦调相干扰,将产生 2 维“网状”的多个假目标,且对 SAR 和 SAR-GMTI 均具有一定干扰效果。

3 干扰效果分析

3.1 对 SAR 干扰效果分析

由式(15)可以看出,距离向快时间余弦调相分量与干扰机转动引起的方位向慢时间余弦调相分量的相位历程互不影响,因此,可将 2 维余弦调相干扰视为距离向余弦调相和方位向余弦调相的级联,仍可采用 R-D 成像算法对干扰信号的成像结果进行分析,则对式(15)干扰信号进行距离向匹配滤波可得:

$$\begin{aligned} y_{ja}(t_r, t_a) &= A_r \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_r) \left(1 - \frac{|t_r^*|}{T_p}\right) \\ &\quad \cdot \text{sinc}\left[\pi u_r \left(t_r^* + \frac{nf_r}{u_r}\right) \left(T_p - |t_r^*|\right)\right] \\ &\quad \cdot \exp\left[-j\frac{4\pi}{\lambda} R_{ja}(t_a)\right] \end{aligned} \quad (16)$$

SAR 方位向匹配滤波函数为 $h_a(t_a) = \text{rect}(t_a / T_L) \exp(-j\pi u_a t_a^2)$, 结合余弦调相信号性质,式(16)的方位向匹配滤波输出包络为

$$\begin{aligned}
 y_j(t_r, t_a) = & A_r \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_r) \left(1 - \frac{|t_r^*|}{T_p}\right) \\
 & \cdot \text{sinc} \left[\pi u_r \left(t_r^* + \frac{nf_r}{u_r} \right) (T_p - |t_r^*|) \right] \\
 & \cdot \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(\beta_a) \left(1 - \frac{|t_a^*|}{T_L}\right) \\
 & \cdot \text{sinc} \left[\pi u_a \left(t_a^* + \frac{mf_a}{u_a} \right) (T_L - |t_a^*|) \right] \quad (17)
 \end{aligned}$$

其中 $u_a = -2v^2 / \lambda R_{j0}$ 为多普勒调频率, $J_m(\beta_a)$ 为方位向的第一类 m 阶贝塞尔函数, $t_r^* = t_a - x_0 / v$ 为无干扰时方位向峰值时刻。由式(17)可知, 干扰信号在 SAR 距离向和方位向形成 2 维“网状”多个假目标, 各假目标距离向峰值时刻为 $t_r^* = -nf_r / u_r$, 方位向峰值时刻为 $t_a^* = -mf_a / u_a$, 从而可得距离向和方位向假目标位置和间隔分别为

$$\left. \begin{aligned} R_n &= R_{j0} - cnf_r / (2u_r); \Delta R = cf_r / (2u_r) \\ x_m &= x_0 - vmf_a / u_a; \Delta x = vf_a / u_a \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

2 维余弦调相干扰分量使得信号频谱在距离向和方位向进行了多次搬移复制, 当 $n = m = 0$ 时, 产生与真实目标相同位置的假目标, 利用余弦调相信号特性可知, 干扰信号在距离向对信号频谱进行了 $2(\beta_r + 1)$ 次频谱复制, 可形成 $2\beta_r + 3$ 个假目标, 在方位向对信号频谱进行了 $2(\beta_a + 1)$ 次频谱复制, 可形成 $2\beta_a + 3$ 个假目标, 2 维余弦调相干扰相当于距离向和方位向的级联, 因此共可形成 $(2\beta_r + 3) \cdot (2\beta_a + 3)$ 个假目标。

对干扰信号进行 2 维匹配滤波时, 由于各假目标的部分频谱落在匹配滤波器带宽之外, 各假目标的匹配输出的主峰展宽、幅度下降, 导致干扰功率的失配, 距离向各假目标干扰功率失配后的峰值幅度为

$$G_n = A_r J_n(\beta_r) \left(1 - \left| nf_r / B_r \right| \right) \quad (19)$$

方位向各假目标干扰功率失配后的峰值幅度为

$$G_m = J_m(\beta_a) \left(1 - \left| mf_m / B_a \right| \right) \quad (20)$$

其中 B_r 为 SAR 信号带宽, B_a 为多普勒带宽。考虑到干扰机转动产生的极化失配, 综合式(19)和式(20)可得 2 维第 (n, m) 阶假目标峰值幅度为

$$\begin{aligned}
 G(n, m) = & A_r \gamma J_n(\beta_r) J_m(\beta_a) \\
 & \cdot \left(1 - \left| nf_r / B_r \right| \right) \left(1 - \left| mf_m / B_a \right| \right) \quad (21)
 \end{aligned}$$

其中 γ 为极化失配因子。需要指出的是, SAR 系统通常采用线极化方式, 根据收发天线极化匹配原理, 有干扰效果的只是干扰发射天线与 SAR 接收天线极化相同的分量, 当干扰发射天线随干扰机同时转

动时, 若仍采用线极化天线对 SAR 或 SAR-GMTI 实施干扰, 其极化方式相对接收天线是瞬时变化的, 导致收发天线间的极化失配, 降低了接收端的干信比, 从而造成干扰信号在有些方向较强, 在有些方向较弱甚至形成干扰“盲区”^[17]。因此, 为保证干扰效果的稳定性, 采用圆极化天线作为转动干扰机的发射天线, 该方法虽然会造成约 3 dB 的极化失配, 但能够较好地削弱干扰机转动对干信比的影响。

综合以上分析可知, 基于转动干扰机的 SAR 距离向余弦调相干扰具有 2 维余弦调相的干扰特性, 对 SAR 的干扰效果取决于距离向余弦调相参数和干扰机的转动参数, 其中 f_r , f_a 分别决定干扰信号在距离向和方位向所形成的假目标间距, β_r , β_a 分别决定假目标串在距离向和方位向的扩展程度(即假目标个数), 而 A_r , γ , $J_n(\beta_r)$, $J_m(\beta_a)$, f_r , f_a 共同决定了各阶假目标的峰值幅度。

3.2 对 SAR-GMTI 对抗性能分析

由于干扰机转动产生的 2 维余弦调相干扰信号, 不仅对 SAR 能够产生 2 维“网状”假目标干扰, 且由于干扰机的运动特性, 对 SAR-GMTI 工作模式也具有干扰效果。GMTI 按实现方式的不同可分为两类, 一是单通道 GMTI, 该方式对硬件需求较低, 运算量相对较小, 但是对弱目标或慢速目标的检测性能较差; 二是多通道 GMTI, 该方式通过增加雷达系统空间维信息对杂波实现良好的抑制和对消, 能够在低信噪比条件下对慢速运动目标进行有效检测, 主要包括 DPCA, STAP, ATI 等, 这里采用三通道干涉技术分析干扰信号对 SAR-GMTI 的对抗性能^[3], 其几何模型如图 2 所示。

三通道的子孔径天线以等间隔沿航迹排列, 相邻孔径等效相位中心间距为 D , 采用 1 发 3 收工作模式, 即子孔径 2 发射 SAR 信号, 3 个孔径同时接收回波信号, 结合上文干扰原理, 对斜距进行麦克劳林公式展开, 则 3 个接收天线的等效相位中心到转动干扰机的近似斜距分别为

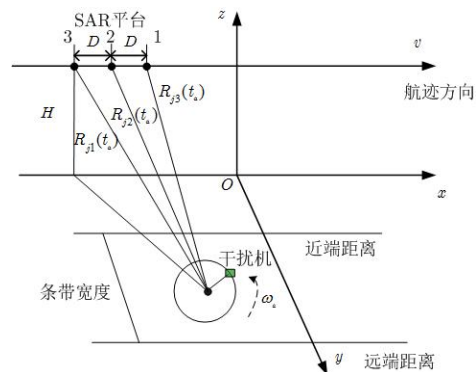


图 2 三通道 SAR-GMTI 干涉处理几何模型

$$\left. \begin{aligned} R_{ja1}(t_a) &\approx R_{j0} + \frac{D^2 + r^2 - 2Dx_0}{2R_{j0}} + \frac{(D - x_0)vt_a}{R_{j0}} \\ &\quad + \frac{(vt_a)^2}{2R_{j0}} + r_{01} \cos[\omega_a t_a + \varphi_0 - \theta_1(t_a)] \\ R_{ja2}(t_a) &\approx R_{j0} + \frac{r^2 - 2x_0vt_a + (vt_a)^2}{2R_{j0}} + \frac{(vt_a)^2}{2R_{j0}} \\ &\quad + r_{02} \cos[\omega_a t_a + \varphi_0 - \theta_2(t_a)] \\ R_{ja3}(t_a) &\approx R_{j0} + \frac{D^2 + r^2 + 2Dx_0}{2R_{j0}} - \frac{(D + x_0)vt_a}{R_{j0}} \\ &\quad + \frac{(vt_a)^2}{2R_{j0}} + r_{03} \cos[\omega_a t_a + \varphi_0 - \theta_3(t_a)] \end{aligned} \right\} (22)$$

其中 $\theta_1(t_a) \approx \theta_2(t_a) \approx \theta_3(t_a) = \theta(t_a)$, $r_{01} \approx r_{02} \approx r_{03} = r_0$, 可认为转动干扰机到 3 个接收天线等效相位中心的方位向余弦调相干扰效果是等效的, 且干扰机运动参数对干扰效果的影响与 SAR 干扰效果分析一致。忽略转发延迟影响, 由图 2 可知, 干扰信号到 3 个通道的距离传播路程分别为 $R_{j1} = (R_{ja2} + R_{ja1})$, $R_{j2} = 2R_{ja2}$, $R_{j3} = (R_{ja2} + R_{ja3})$ 。

仍采用 R-D 成像算法对干扰信号的成像结果进行分析, 则 3 通道接收到的干扰信号经过距离向匹配滤波可得:

$$\left. \begin{aligned} y_{ja1}(t_r, t_a) &\approx y_{ja2} \cdot \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{D^2 - 2Dx_0}{2R_{j0}} + \frac{Dvt_a}{R_{j0}} \right) \right] \\ y_{ja2}(t_r, t_a) &\approx A_r \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_r) \left(1 - \frac{|t_{r2}^*|}{T_p} \right) \\ &\quad \cdot \text{sinc} \left[\pi u_r \left(t_{r2}^* + \frac{nf_r}{u_r} \right) (T_p - |t_{r2}^*|) \right] \\ &\quad \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{\lambda} R_{j2}(t_a) \right] \\ y_{ja3}(t_r, t_a) &\approx y_{ja2} \cdot \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{D^2 + 2Dx_0}{2R_{j0}} - \frac{Dvt_a}{R_{j0}} \right) \right] \end{aligned} \right\} (23)$$

式(23)中, 由于 $R_{j1} \approx R_{j2} \approx R_{j3}$, 故认为经距离徙动矫正后的回波到达时间 $t_{r1}^* \approx t_{r2}^* \approx t_{r3}^* = t_r^*$ (距离徙动通常小于距离分辨单元), 即忽略接收通道的位置差异对距离向成像的影响。在进行匹配滤波之前, 必须补偿通道位置间隔产生的多普勒中心频率偏差, 以通道 2 为参考, 则通道 1 和通道 3 的补偿函数分别为

$$\left. \begin{aligned} C_1(t_a) &= \exp(j2\pi v D t_a / \lambda R_{j0}) \\ C_3(t_a) &= \exp(-j2\pi v D t_a / \lambda R_{j0}) \end{aligned} \right\} (24)$$

利用式(24)对通道 1 和通道 3 进行多普勒中心频率偏差补偿, 并进行方位向匹配滤波可得

$$\left. \begin{aligned} y_{j1}(t_r, t_a) &= y_{j2} \cdot \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{D^2 - 2Dx_0}{2R_{j0}} \right) \right] \\ y_{j2}(t_r, t_a) &= A_r \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_r) \left(1 - \frac{|t_r^*|}{T_p} \right) \\ &\quad \cdot \text{sinc} \left[\pi u_r \left(t_r^* + \frac{nf_r}{u_r} \right) (T_p - |t_r^*|) \right] \\ &\quad \cdot \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(\beta_a) \left(1 - \frac{|t_a^*|}{T_L} \right) \\ &\quad \cdot \text{sinc} \left[\pi u_a \left(t_a^* + \frac{mf_a}{u_a} \right) (T_L - |t_a^*|) \right] \\ y_{j3}(t_r, t_a) &= y_{j2} \cdot \exp \left[-j \frac{\pi}{\lambda} \left(\frac{D^2 + 2Dx_0}{R_{j0}} \right) \right] \end{aligned} \right\} (25)$$

由式(25)可知, 通道 2 的匹配滤波结果与式(17)一致, 但由于各接收通道存在沿航迹方向的位置偏差, 在进行杂波对消之前, 必须补偿由位置偏差引起的相位偏差, 相应的补偿函数为

$$\left. \begin{aligned} C_{12}(t_a) &= \exp[j\pi D(D - 2vt_a) / \lambda R_{j0}] \\ C_{23}(t_a) &= \exp[j\pi D(D + 2vt_a) / \lambda R_{j0}] \end{aligned} \right\} (26)$$

利用式(26)进行相位误差补偿, 并进行杂波对消可得:

$$\left. \begin{aligned} y_{12}(t_r, t_a) &= y_{j1}(t_r, t_a) C_{12} - y_{j2}(t_r, t_a) \\ &= y_{j2}(t_r, t_a) \cdot \left[\exp \left(-j \frac{2\pi Dv}{\lambda R_{j0}} t_a^* \right) - 1 \right] \\ y_{23}(t_r, t_a) &= y_{j2}(t_r, t_a) - y_{j3}(t_r, t_a) C_{23} \\ &= y_{j2}(t_r, t_a) \cdot \left[1 - \exp \left(j \frac{2\pi Dv}{\lambda R_{j0}} t_a^* \right) \right] \end{aligned} \right\} (27)$$

对式(27)取模可得:

$$\left. \begin{aligned} |y_{12}(t_r, t_a)| &= |y_{23}(t_r, t_a)| = 2 |y_{j2}(t_r, t_a)| \left| \sin \left(\frac{\pi Dv}{\lambda R_{j0}} t_a^* \right) \right| \\ &= 2 \left| A_r \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_r) \left(1 - \frac{|t_r^*|}{T_p} \right) \right| \\ &\quad \cdot \text{sinc} \left[\pi u_r \left(t_r^* + \frac{nf_r}{u_r} \right) (T_p - |t_r^*|) \right] \\ &\quad \cdot \left| \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(\beta_a) \left(1 - \frac{|t_a^*|}{T_L} \right) \right| \\ &\quad \cdot \text{sinc} \left[\pi u_a \left(t_a^* + \frac{mf_a}{u_a} \right) (T_L - |t_a^*|) \right] \\ &\quad \cdot \left| \sin \left(\frac{\pi Dv}{\lambda R_{j0}} t_a^* \right) \right| \end{aligned} \right\} (28)$$

其中 $t_a^* = t_a - x_0/v$, 对于静止杂波或固定干扰机而言 $t_a = x_0/v$, 此时 $\sin(\pi Dvt_a^*/\lambda R_{j0}) = 0$, 成像输出为零, 可见三通道 SAR-GMTI 对杂波或固定干扰具有良好的对消性能。对于转动干扰机转发的干扰信号而言, 对比式(17)和式(28)可知, SAR-GMTI 杂波对消后的干扰信号输出幅度是对原来 SAR 干扰信号输出幅度的正弦调制, 正弦调制系数 $\rho = \sin(\pi Dvt_a^*/\lambda R_{j0})$, 当方位向取得峰值即 $t_a^* = -mf_a/u_a$ 时 $\rho = \sin(\pi Dmf_a/2v)$, 若 $|\rho|=1$, 即 $Dmf_a = (1+2k)v$, ($k \in Z$) 时, 此时假目标幅度最大, 干扰位于对消特性的增强区, 干扰信号能量得到增强, 幅度最大增强为原来的两倍; 若 $\rho=0$, 即 $Dmf_a = 2kv$ 时, 此时假目标幅度为零, 干扰位于对消特性的削弱区处, 干扰信号能量被削弱; 若 ρ 为其它值时, 干扰情况处于两者之间。

通过以上分析可知, 基于转动干扰机的 2 维余弦调相干扰方法对 SAR 和 SAR-GMTI 均能够形成 2 维“网状”假目标干扰, 假目标位置、间隔等干扰指标基本相同, 两者的干扰效果主要区别在于假目标能量的对消情况, 由于 SAR-GMTI 对干扰信号的对消处理, 所形成的假目标幅度受到正弦系数的调制, 假目标幅度会出现增强和削弱。

4 仿真实验和应用分析

采用表 1 的仿真实验参数验证本文方法对 SAR-GMTI 的干扰效果, SAR 成像场景距离向范围为 [9800 m, 10200 m], 方位向范围为 [-150 m, 150 m], 场景中心坐标为 [10000 m, 0 m] (斜距-方位坐标), 干扰机转动轴心位于场景中心, 设 SAR 接收端的干信比 JSR = 5 dB。

表 1 SAR-GMTI 仿真实验参数

信号载频(GHz)	10	各通道天线孔径(m)	1
信号脉宽(μ s)	20	合成孔径长度(m)	300
信号带宽(MHz)	100	载机速度(m/s)	200
脉冲重复频率(Hz)	480	平台高度(m)	6000

图 3 为通道 2 不同调制参数情况下 SAR 距离向余弦调相转发干扰成像结果, 图 3(a)距离向调制参数 $\beta_r = 1$, $f_r = 1$ MHz, 干扰信号在 SAR 距离向共形成 5 个假目标, 各假目标距离向间隔为 30 m, 且由于受距离向贝塞尔函数和频谱失配影响, 高阶假目标幅度较小; 图 3(b)距离向调制参数 $\beta_r = 3$, $f_r = 0.5$ MHz, 干扰信号在 SAR 距离向共形成 9 个假目标, 各假目标距离向间隔为 15 m, 两种情况下

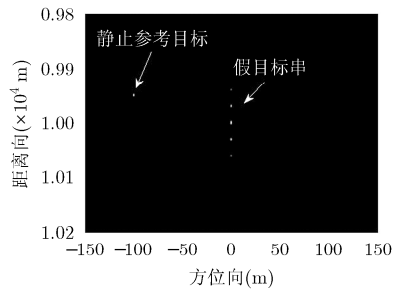
所形成的假目标个数、间隔、幅度均与理论分析一致。

图 4 为通道 2 在不同转动参数时的 SAR 2 维余弦调相转发干扰成像结果, 两种情况下距离向调制参数均为 $\beta_r = 1$, $f_r = 1$ MHz, 干扰信号在 SAR 距离向干扰效果与图 3(a)相同。图 4(a)干扰机转动频率 $f_a = 27$ Hz, 方位向等效调制指数 $\beta_a = 4$, 初始相位 $\varphi_0 = 30^\circ$, 此时干扰信号在 SAR 方位向共形成 11 个假目标, 各假目标方位向间距为 20.2 m, 可形成 2 维“网状”假目标 $(2\beta_r + 3) \cdot (2\beta_a + 3)$ 共 55 个, 由于假目标幅度受 2 维贝塞尔函数和频谱失配影响, 边缘处高阶假目标幅度较小未能完全显示; 图 4(b)干扰机转动频率 $f_a = 18$ Hz, 方位向等效调制指数 $\beta_a = 2$, 初始相位不变, 此时干扰信号在 SAR 方位向共形成 7 个假目标, 各假目标方位向间距为 13.5 m, 可形成 2 维假目标个数 $(2\beta_r + 3) \cdot (2\beta_a + 3)$ 共 35 个, 边缘处高阶假目标幅度较小未能完全显示。

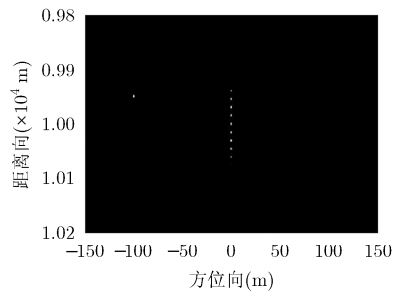
图 5 为图 4 两种情况下通道 1 和通道 2 的 SAR-GMTI 对消成像结果(通道 2 和通道 3 的对消结果相同), 对比图 4、图 5, 从杂波抑制性能来看, 静止参考目标被完全抑制对消, 说明了三通道 SAR-GMTI 良好的杂波对消性能; 从干扰效果来看, 本文干扰方法对 SAR-GMTI 的干扰效果与 SAR 相似, 但由于多通道 GMTI 对干扰的抑制和对消, 使得一部分假目标能量被对消, 另一部分假目标能量被增强, SAR-GMTI 的干扰效果出现削弱区和增强区, 且增强区内显示的高阶假目标数量增加。以上仿真结果与理论分析一致, 验证了本文干扰方法对 SAR-GMTI 干扰的可行性和有效性, 但要达到预期的干扰效果, 干扰机转动频率通常在十几赫兹甚至几十赫兹以上, 这在现有条件下是难以实现的, 因此, 在实际的干扰中可采用多个天线的圆形布阵, 并通过干扰机控制不同位置天线的交替发射来达到干扰机转动的干扰效果。

5 结论

常规的 SAR 干扰手段难以对多通道 SAR-GMTI 实施有效干扰, 本文针对 SAR-GMTI 干扰中存在的难点问题, 采用转动干扰机实现多通道 SAR-GMTI 2 维余弦调相转发欺骗干扰。研究表明, 该方法对 SAR 和 SAR-GMTI 均可产生 2 维“网状”多假目标干扰效果, 但由于多通道 GMTI 对干扰的抑制和对消, 假目标幅度会出现增强区和削弱区。本文方法解决了工程上无法实现方位向余弦调相的难题, 实现简单、灵活可控、欺骗性强, 干扰信号能够获得 2 维相干的匹配处理增益, 对干扰功率的要求较低, 可同时保护地面运动目标和静止目标, 具有重要的军事应用价值。

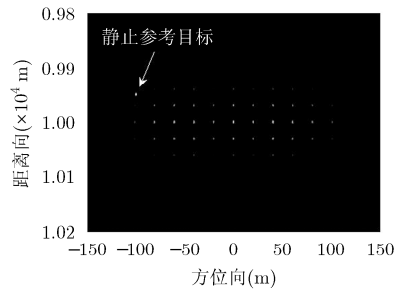


(a)情况1干扰成像

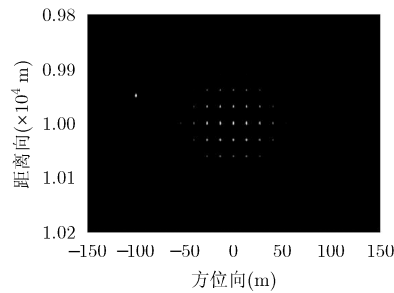


(b)情况2干扰成像

图3 SAR 距离向余弦调相转发干扰成像

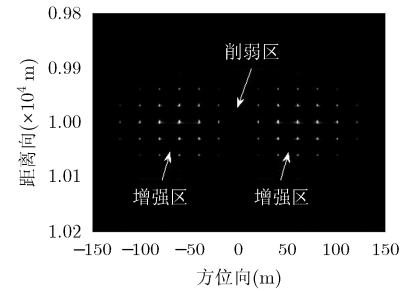


(a)情况1干扰成像

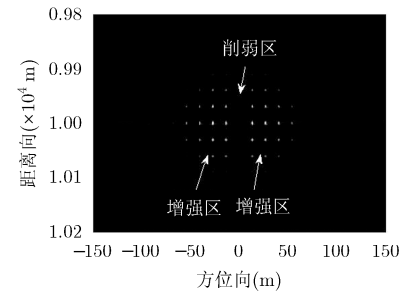


(b)情况2干扰成像

图4 干扰机转动时的 SAR 2 维余弦调相转发干扰成像



(a)情况1干扰对消成像



(b)情况2干扰对消成像

图5 干扰机转动时的 SAR-GMTI 2 维余弦调相转发干扰成像

参考文献

- [1] CUMMING I G and WONG F H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation[M]. Boston: Artech House, 2009: 3-25.
- [2] SJOGREN T K, VIET T V, PETTERSSON M I, *et al.* Suppression of clutter in multichannel SAR/GMTI[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2014, 52(7): 4005-4013. doi: 10.1109/TGRS.2013.2278701.
- [3] 张焕胜. 机载 SAR 地面运动目标检测与成像技术研究[D]. [博士学位论文]. 中国科学院电子学研究所, 2006.
ZHANG Huansheng. Study on the moving target detection and imaging techniques of airborne SAR[D]. [Ph.D. dissertation], Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2006.
- [4] ZHOU Feng, ZHAO Bo, TAO Mingliang, *et al.* A large scene deceptive jamming method for space-borne SAR[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2013, 51(8): 4486-4489. doi: 10.1109/TGRS.2013.2259178.
- [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.
SUN Guangcai, ZHOU Feng, and XING Mengdao. New passive barrage jamming method for SAR-GMTI[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(1): 39-45.
- [6] 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. doi: 10.3873/j.issn.1000-1328.2012.10.016.
WU Xiaofang, WANG Xuesong, and LIANG Jingxiu. Modulation jamming method for high-fidelity false uniformly-moving targets against SAR-GMTI[J]. *Journal of Astronautics*, 2012, 33(10): 1472-1479. doi: 10.3873/j.issn.1000-1328.2012.10.016.
- [7] 唐波, 王卫延. 干涉合成孔径雷达抗干扰性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2006, 28(10): 1809-1811.
TANG Bo and WANG Weiyan. The study of the characteristic of InSAR in ECCM[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(10): 1809-1811.
- [8] 孙光才, 白雪茹, 周峰, 等. 一种新的无源压制性 SAR 干扰方法[J]. *电子与信息学报*, 2009, 31(3): 610-613.
SUN Guangcai, BAI Xueru, ZHOU Feng, *et al.* A new passive barrage jamming method for SAR[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(3): 610-613.
- [9] 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. doi: 10.13443/j.cjors.2013120501.
LI Chuansong, SU Weimin, GU Hong, *et al.* Improved interrupted sampling repeater jamming for synthetic aperture radar[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2014, 29(6): 1045-1050. doi: 10.13443/j.cjors.2013120501.
- [10] 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. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2015.05.08.
ZHANG Jingke, DAI Dahai, XING Shiqi, *et al.* Analysis of jamming effect on intermittent sampling repeater jamming to CRP-J-SAR[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2015, 37(5): 1030-1034. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2015.05.08.
- [11] 徐少坤, 李亚楠, 付耀文. 欺骗式运动目标 SAR 干扰技术研究

- [J]. 现代雷达, 2008, 30(7): 94-98.
XU Shaokun, LI Yanan, and FU Yaowen. A study on SAR jamming technique based on deceptive moving target[J]. *Modern Radar*, 2008, 30(7): 94-98.
- [12] 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. doi: 10.3873/j.issn.1000-1328.2012.06.011.
WU Xiaofang, LIANG Jingxiu, WANG Xuesong, *et al.* Modulation jamming method of active false uniformly-accelerating targets against SAR-GMTI[J]. *Journal of Astronautics*, 2012, 33(6): 761-768. doi: 10.3873/j.issn.1000-1328.2012.06.011.
- [13] 黄龙, 董春曦, 赵国庆. 利用多干扰机对抗 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. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00887.
HUANG Long, DONG Chunxi, and ZHAO Guoqing. Investigation on countermeasure against SAR dual-channel cancellation technique with multi-jammers[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 34(4): 903-907. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00887.
- [14] 黄龙, 董春曦, 沈志博, 等. 多天线干扰机对抗 InSAR 双通道干扰对消的研究[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(4): 914-918. doi: 10.11999/JEIT140769.
HUANG Long, DONG Chunxi, SHEN Zhibo. *et al.* Investigation on countermeasure against InSAR dual-channel cancellation technique with multi-antenna jammer[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(4): 914-918. doi: 10.11999/JEIT140769.
- [15] 陈思伟, 代大海, 李永祯, 等. SAR 二维余弦调相转发散射波干扰原理[J]. 电子学报, 2009, 37(12): 2620-2625.
CHEN Siwei, DAI Dahai, LI Yongzhen, *et al.* The theory of 2-D cosinusoidal phase-modulated repeater scatter-wave jamming to SAR[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(12): 2620-2625.
- [16] 刘阳, 王雪松, 代大海. 对 SAR 的余弦调相转发干扰[J]. 信号处理, 2009, 25(3): 362-367.
LIU Yang, WANG Xuesong, and DAI Dahai. A repeater jamming with cosinusoidal phase modulation to SAR[J]. *Signal Processing*, 2009, 25(3): 362-367.
- [17] 张建华, 周晓辉, 蒋鹏. 机载天线极化失配及方向性的分析计算[J]. 电波科学学报, 2007, 22(3): 497-501.
ZHANG Jianhua, ZHOU Xiaohui, and JIANG Peng. Analysis of polarization mismatching and radiation pattern of aircraft antenna[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2007, 22(3): 497-501.
- 房明星: 男, 1988 年生, 博士生, 研究方向为 SAR 信号处理及 SAR 对抗理论.
毕大平: 男, 1965 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事电子对抗侦查和干扰新技术研究.
沈爱国: 男, 1975 年生, 讲师, 主要从事雷达信号处理、雷达干扰与抗干扰技术研究.