

SAR 二维余弦调相转发散射波干扰原理

陈思伟,代大海,李永祯,王雪松

(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘 要: 本文提出一种新的合成孔径雷达(SAR)干扰方法: SAR 二维余弦调相转发散射波干扰. 该方法将 SAR 二维余弦调相转发干扰同散射波干扰结合,利用二维余弦调相转发干扰实现多假目标干扰,再通过散射波干扰使干扰回波携带真实目标的散射信息,二者的结合相得益彰,为实现多假目标干扰和假目标携带真实目标散射信息提供了一种可行途径,实现了对 SAR 在时域、频域和极化域都较为逼真的多假目标欺骗干扰. 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; 二维余弦调相; 转发干扰; 散射波干扰

中图分类号: TV959 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 12-2620-06

The Theory of 2-D Cosinusoidal Phase-Modulated Repeater Scatter-Wave Jamming to SAR

CHEN Si-wei, DAI Da-hai, Li Yong-zhen, WANG Xue-song

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: A new method of SAR jamming is proposed: the 2-D cosinusoidal phase-modulated repeater scatter-wave jamming. This jamming takes advantages of both the 2-D cosinusoidal phase-modulated repeater jamming which can form multi-false targets, and the scatter-wave jamming which can make the jamming echo take the real targets' scattering information. The combination complements each other, provides a feasible approach of achieving the multi-false targets jamming and the false targets take the real targets' scattering information, and realizes the vivid multi-false targets jamming in time, frequency and polarization domain. Its feasibility and validity are proved by theoretical analysis and simulation.

Key words: SAR; 2-D cosinusoidal phase-modulated; repeater jamming; scatter-wave jamming

1 引言

合成孔径雷达(SAR)是一种全天候、全天时微波成像雷达,能够获得二维高分辨遥感图像,已成为重要的军事侦察工具,同时也是电子对抗领域的重要研究对象.目前,对 SAR 的干扰主要有噪声压制干扰和转发欺骗干扰. SAR 作为一种全相参雷达,通过二维匹配处理能够获得极高的处理增益,使得噪声干扰^[1,2]难以达到较好的干扰效果,且极易被信号处理的方式剔除掉^[3].基于高保真转发式的欺骗干扰^[4,5],干扰信号可以获得与发射信号相当的处理增益,同时亦难以在时域频域被识别与抑制.但直接转发干扰由于没有携带真实目标的散射信息,极易被具有极化测量能力的极化 SAR 鉴别并对消^[6].

散射波干扰^[7~9]是一种保留了地物散射信息的干扰方式,增大了利用极化信息进行抗干扰的难度.但直

接转发式的散射波干扰,难以形成多假目标欺骗干扰,不能达到隐真示假效果.另外,目标的微运动会使 SAR 回波上调制一个余弦相位,使得 SAR 回波在方位向多普勒域成对扩展^[10,11],导致 SAR 无法正确聚焦成像.巧妙利用微动目标在 SAR 成像中的特性,对接收到的 SAR 信号进行二维余弦调相再转发给 SAR,则可在距离向和方位向形成二维网格状假目标串或面假目标,根据调制参数的变化可实现在时、频域多假目标欺骗或面假目标压制等干扰效果.

因此,将二维余弦调相转发干扰和散射波干扰相结合,则可相得益彰,既可保留真实目标的散射特性,又能在真实目标周围形成多假目标群.即利用余弦信号对 SAR 回波进行距离向方位向二维调相转发,相当于对 SAR 回波二维频谱进行了多次复制搬移,变换到图像域则形成网格状多假目标串;同时,被调相的 SAR 信号不是直接转发给 SAR,而是转发到待保护的重要目标上,

收稿日期:2008-10-15;修回日期:2009-03-30

基金项目:国家自然科学基金(No. 60672033;No. 60802078);国防科技大学优秀研究生创新基金资助课题

经目标散射给 SAR 系统,形成散射波干扰.由于高保真转发信号并保留了真实目标的散射信息,因此该干扰方式形成的多假目标在时域、频域和极化域均是难以被识破的,为实现多假目标干扰和假目标携带真实目标散射信息提供了一种可行途径,无疑是一种极具潜力的 SAR 干扰方式.

2 SAR 二维余弦调相转发干扰原理

2.1 余弦调相信号的数学模型

余弦调相信号可以表示为以下数学模型

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + \omega_m \cos \omega_m t] \quad (1)$$

式(1)的级数展开可以表示为^[12]

$$s_{PM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\omega_m) \cos\left[\left(\omega_c + n \omega_m\right)t + \frac{1}{2} n \pi\right] \quad (2)$$

其中 $J_n(\omega_m)$ 是第一类 n 阶贝塞尔函数; ω_m 为调制指数,在单频调制时为最大相移量.

式(2)所表示信号的频谱为

$$S_{PM}(\omega) = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\omega_m) \left[e^{-jn\pi/2} \delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + e^{jn\pi/2} \delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) \right] \quad (3)$$

由式(3)可知,调相信号的频谱中含有无穷多个频谱分量,各边频分量幅度正比于相应阶数的贝塞尔函数,边频分量的间隔由余弦调相信号的角频率决定.调相信号的频谱带宽可以用卡森公式^[12]估计

$$B_{PM} = 2(\omega_m + 1) \omega_m \quad (4)$$

其中单边边频分量只取到 $(\omega_m + 1)$ 次.

因此,通过余弦调相,信号频谱进行了多次不同幅度的复制搬移,频谱复制次数为 $2(\omega_m + 1)$ 次,复制间隔为 ω_m ,频谱幅度正比于 $J_n(\omega_m)$.

2.2 对线性调频信号的余弦调相处理及匹配滤波输出

设雷达发射线性调频信号(去载频后)为

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(j kt^2) \quad (5)$$

其中 T 为脉冲宽度, $k = B/T$ 为调频斜率, B 为调频带宽.

记余弦调相干扰信号为

$$j(t) = A_j \exp(j \omega_j \cos \omega_j t) \quad (6)$$

其中 A_j 为干扰信号幅度, ω_j 为调制指数, ω_j 为调制频率.

干扰机收到雷达信号(不考虑信号时延)后,对其进行余弦调相处理,得到余弦调相信号为

$$x_p(t) = x(t) \cdot j(t) \quad (7)$$

其频谱记为 $X_p(f) = X(f) * J(f)$, 则有

$$X_p(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n J_n(\omega_j) X(f + n f_j) \quad (8)$$

其中幅度加权系数 $a_n = 2 A_j J_n(\omega_j)$, $f_j = \omega_j / 2$.

雷达发射信号 $x(t)$ 的匹配滤波器为 $h(t) = x^*(t_0 - t)$, t_0 为使 $h(t)$ 物理可实现的常数,不妨设 $t_0 = 0$, 则 $h(t) = x^*(-t)$, 其频谱为

$$H(f) = X^*(f) \quad (9)$$

对余弦调相信号进行匹配滤波,记输出为 $y_p(t)$, 则

$$y_p(t) = x_p(t) * h(t) \quad (10)$$

其频谱为 $Y_p(f) = X_p(f) H(f)$

$$= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n J_n(\omega_j) X(f + n f_j) X^*(f).$$

下面利用雷达信号模糊函数理论^[13]分析 $y_p(t)$ 的信号结构. 雷达发射信号 $x(t)$ 的模糊函数定义为

$$w(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) x^*(\tau - t) e^{-j\omega \tau} d\tau \quad (11)$$

又根据文献[14]的分析,有

$$\begin{aligned} w(t, \tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} [x(\tau) e^{-j\omega \tau}] [x^*(\tau - t)] d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} w(\tau) h(\tau - t) d\tau = w(t) * h(t) \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $w(\tau) = x(\tau) e^{-j\omega \tau}$, 则 $w(t, \tau)$ 可视为多普勒频移 $f_d = -\omega$ 的目标回波经雷达匹配滤波器的输出. 则 $X(f + n f_j) X^*(f)$ 为多普勒频移 $f_d = -n f_j$ 的目标回波经匹配滤波输出信号的频谱,对其作逆傅立叶变换,有

$$y_{pn}(t) = F^{-1} [X(f + n f_j) X^*(f)] = w(t, n f_j) \quad (13)$$

其中, F^{-1} 表示逆傅立叶变换, $y_{pn}(t)$ 即为多普勒频移 $f_d = -n f_j$ 的目标回波匹配滤波输出,则

$$y_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n J_n(\omega_j) y_{pn}(t) \quad (14)$$

因此, $y_p(t)$ 为大量不同多普勒频移的目标回波经匹配滤波后输出信号的加权和.

2.3 对线性调频信号余弦调相转发干扰效果分析

由线性调频信号的模糊函数^[13]和式(13)有

$$y_{pn}(t) = \frac{\sin\left(\frac{n - kt}{n - kt} (T - |t|)\right)}{\left(\frac{n - kt}{n - kt} (T - |t|)\right)} \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \exp(j \omega_j n t^2), |t| < T \quad (15)$$

其中 $n = n f_j$, $f_j = \omega_j / 2$.

$y_{pn}(t)$ 的幅度为

$$\left| y_{pn}(t) \right| = \left| \frac{\sin\left(\frac{n - kt}{n - kt} (T - |t|)\right)}{\left(\frac{n - kt}{n - kt} (T - |t|)\right)} \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \right| \quad (16)$$

由式易知, $y_{pn}(t)$ 的最大值点出现在

$$t_{n\max} = \frac{n}{k} \quad (17)$$

相邻两阶 $y_{pm}(t)$ 信号的峰值点时间间距为

$$t = \frac{f_i}{k} \quad (18)$$

对附加有频移的回波进行匹配滤波时,由于部分频谱落在匹配滤波器带宽之外,匹配输出的主峰展宽、幅度按三角包络下降,引起相应的干扰功率出现失配损失.则余弦调相转发干扰信号的失配峰值幅度为

$$p_{m\max} = |y_{pm}(t_{m\max})| = 1 - \frac{|n|}{B} \quad (19)$$

由式(8)和(19)知,输出各阶干扰信号的加权幅度为

$$p_n = a_n p_{m\max} = A_j J_n(\cdot) \cdot \left(1 - \frac{|n|}{B}\right) \quad (20)$$

$y_{pm}(t)$ 的脉冲宽度失配展宽,由文献[14]分析,有

$$n = \frac{1}{(B - |n|)} \quad (21)$$

由式(17)~(21)可知,余弦调相转发干扰信号 $y_{pm}(t)$ 的特性为: $y_{pm}(t)$ 是相对雷达匹配滤波器失配的信号,可看作多普勒频移为 $f_d = -nf_j$ 的目标回波经匹配滤波的输出,随着多普勒频移的增大,失配越严重,则脉压峰值下降,脉宽展宽.为实现逼真的欺骗干扰,可以选择较小的调制指数和调制频率;实现大面积压制干扰则需选择较大的调制指数.

2.4 SAR 二维余弦调相转发干扰效果分析

SAR 发射信号一般采用线性调频信号,在经过距离徙动校正后,距离向和方位向解耦,距离向和方位向可以独立处理,方位向回波也为线性调频信号.因此可对其进行距离向和方位向二维余弦调相转发干扰,干扰原理均为对线性调频信号的余弦调相转发干扰.

二维余弦调相干扰信号可以设计为

$$j(\cdot, t) = j_r(\cdot) \cdot j_a(t) = A_r \exp(j \cdot \cos \cdot) \cdot A_a \exp(j \cdot \cos \cdot t) \quad (22)$$

其中 A_r 为距离向干扰信号幅度, r 为距离向调制指数, r 为距离向调制频率; A_a 为方位向干扰信号幅度, a 为方位向调制指数, a 为方位向调制频率.

干扰机接收 SAR 信号为 $s(\cdot, t)$, 经二维余弦调相转发给 SAR 的干扰信号(不考虑转发延迟,下同)为

$$s_j(\cdot, t) = s(\cdot, t) \cdot j(\cdot, t) = s(\cdot, t) \cdot j_r(\cdot) \cdot j_a(t) \quad (23)$$

容易看出,距离向调制信号 $j_r(\cdot)$ 对回波慢时间相位历程不产生影响,方位向调制信号 $j_a(t)$ 对回波快时间相位历程不产生影响,即二维余弦调相相当于距离余弦调相和方位余弦调相的级联.由式(16)可知,距离向各阶假目标峰值点间距为

$$x_r = c \quad t = c \frac{r}{2 k_r} \quad (24)$$

其中 c 为光速, k_r 为 SAR 发射信号调频率.

根据式(20)可知,每个假目标距离向匹配输出的加权幅度为

$$P_r(n) = a_n p_{m\max} = A_r J_n(\cdot) \cdot \left(1 - \frac{|n|}{B}\right) \quad (25)$$

同理,方位向各阶假目标峰值点间距为

$$x_a = V \quad t = V \frac{a}{k_a} = \frac{R_0}{4 V a} \quad (26)$$

其中 λ 为载波波长, V 为 SAR 平台飞行速度, R_0 为中心斜距.

每个假目标方位向匹配输出的加权幅度为

$$P_a(m) = a_m p_{m\max} = A_a J_m(\cdot) \cdot \left(1 - \frac{|m|}{B_a}\right) \quad (27)$$

因此,经过距离徙动校正和距离方位匹配压缩则可得干扰图像.干扰图像的特性可总结如下:二维余弦调相转发干扰是两个一维余弦调相转发干扰的级联,在 $n = m = 0$ 处产生类似真实目标的干扰回波信号的同时,对该信号在距离向进行 $2(r+1)$ 次频谱复制,在距离向共形成 $2r+3$ 个假目标.对每个距离向假目标信号,慢时间多普勒频谱复制 $2(a+1)$ 次,在方位向形成 $2a+3$ 个假目标.因此二维余弦调相转发干扰,总计形成 $(2r+3)(2a+3)$ 个假目标,假目标的距离向间距由式(24)所示,方位向间距由式(26)所示.每个假目标的幅度正比于对应的 $J_n(\cdot) \cdot J_m(\cdot)$, 每个假目标的加权幅度为

$$P(n, m) = P_r(n) P_a(m) = A_r A_a J_n(\cdot) J_m(\cdot) \left[1 - \frac{|n|}{2B}\right] \left[1 - \frac{|m|}{2B_a}\right] \quad (28)$$

综上,在干扰功率一定时,二维余弦调相转发干扰的干扰效果取决于 4 个干扰调制参数: r 、 a 、 r 和 a . 其中, r 和 a 分别决定干扰信号在距离向和方位向的扩展程度, r 和 a 分别决定在距离向和方位向上形成的假目标串的间距, r 、 a 、 $J_n(\cdot)$ 和 $J_m(\cdot)$ 共同决定了假目标的幅度.

3 散射波干扰原理

散射波干扰原理由图 1 所示,干扰机 J 接收 SAR 信号后不是直接转发给 SAR,而是转发到待保护目标 P ,经目标 P 散射后被 SAR 接收.

设 SAR 航迹平行于 X 轴,坐标为 $S(vt, 0, H_0)$, 干扰机 J 坐标 $J(x_j, y_j, H_j)$, 目标中心 P 点坐标 $P(x_p,$

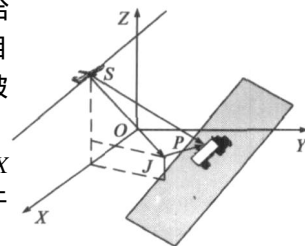


图1 散射波干扰原理图

$y_p, 0)$, 其中 t 为慢时间, v 为 SAR 平台飞行速度. 不失一般性, 可令 $x_j = x_p = 0$, 则 $J(0, y_j, H_j), P(0, y_p, 0)$. 干扰信号的传播路径为

$$R_j(t) = R_{SJ}(t) + R_{JP} + R_{PS}(t) \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \text{其中 } R_{SJ}(t) &= \sqrt{(vt)^2 + y_j^2 + (H_0 - H_j)^2} \\ &= \sqrt{(vt)^2 + R_J^2} \quad R_J + \frac{(vt)^2}{2R_J}, \end{aligned}$$

$$R_{JP} = \sqrt{(y_p - y_j)^2 + H_j^2},$$

$$R_{SP}(t) = \sqrt{(vt)^2 + y_p^2 + H_0^2} = \sqrt{(vt)^2 + R_P^2} \quad R_P + \frac{(vt)^2}{2R_P}.$$

则 SAR 接收到的干扰信号为

$$\begin{aligned} s_{ij}(\cdot, t) &= a_r(\cdot - \frac{R_j(t)}{c}) \exp[j k_r(\cdot - \frac{R_j(t)}{c})^2] \\ &\quad \exp(-j \frac{2 R_j(t)}{c}) \end{aligned} \quad (30)$$

下面分析由于干扰信号传播路径改变引起的方位向多普勒参数失配, 即分析式的第二个指数项. 将式(29)代入, 可记为

$$\begin{aligned} s_{ij}(t) &= \exp\left\{-j \frac{2 R_j(t)}{c}\right\} \\ &= \exp\left\{-j \frac{4}{c} \left[R_{J0} + \frac{1}{2 R_{J0}} (vt)^2 \right]\right\} \end{aligned} \quad (31)$$

由于 $R_{J0} \gg R_{J0}$, 在进行方位向匹配滤波时存在多普勒调频率失配. 但对于当 $H_0 \gg H_j$ 时, 有 $R_{J0} \gg R_{J0}$, 此时多普勒调频率失配不足 1%, 可以忽略. 因此, 只要合理设置干扰机位置, 保证 $R_{J0} \gg R_{J0}$, 则多普勒调频率失配可忽略, 即可形成携带真实目标散射信息的假目标欺骗干扰.

4 二维余弦调相转发散射波干扰原理

二维余弦调相转发散射波干扰的实现流程如图 2 所示, 即干扰机接收 SAR 信号后, 进行距离方位二维余弦调相, 经调相后的干扰信号转发给待保护的重要目标, 由目标散射形成散射波干扰, 最后被 SAR 系统接收.

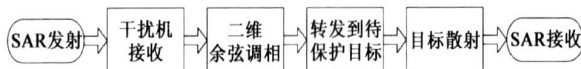


图2 二维余弦调相转发散射波干扰实现流程图

下面分析干扰的信号模型和成像特性. 设待保护目标的散射特性为

$$s(x, y) = \sum_{l=1}^L (l) (x - x_l) (y - y_l) \quad (32)$$

那么, SAR 接收到的二维余弦调相转发散射波干扰信号为

$$\begin{aligned} s_{ijs}(\cdot, t) &= \sum_{l=1}^L [s_{jl}(\cdot, t) \cdot j(\cdot, t)] \\ &= \sum_{l=1}^L [(l) a_r(\cdot - \frac{R_l(l)}{c}) \exp[j k_r(\cdot - \frac{R_l(l)}{c})^2] \end{aligned}$$

$$\exp(-j \frac{2 R_l(l)}{c}) \cdot j(\cdot, t)] \quad (33)$$

其中 $R_l(l)$ 为目标上第 l 个散射点相对 SAR 的斜距.

由式(33)知, SAR 接收到的干扰信号携带了真实目标的散射信息, 在不考虑多普勒调频率失配的情况下, 经距离徙动校正和二维匹配滤波则可得到干扰图像.

因此, 二维余弦调相转发散射波干扰可实现距离方位向二维多假目标欺骗干扰, 生成的多假目标的特性由前所述; 同时, 由于干扰回波携带了真实目标的散射信息, 使得生成的多假目标具有真实目标的散射特性, 实现了在时域、频域和极化域都较为逼真的干扰.

另外, 由于干扰路径的变化, 该干扰方式形成的零阶假目标 ($n = m = 0$) 与真实目标并不完全重合, 克服了二维余弦调相转发干扰在随队自卫式干扰中产生的零阶假目标与真实目标重合, 从而增强真实目标成像幅度的弊端. 同时, 二维余弦调相转发散射波干扰的干扰信号是转发给待保护目标, 因此经干扰机转发信号难以被对方反辐射系统侦察, 具有极强的生存能力, 可以通过增大干扰功率实现更逼真的干扰效果. 无疑, 二维余弦调相转发散射波干扰在假目标的逼真性、干扰控制的灵活性和战场的生存性上都是极具潜力的.

5 仿真试验与结果分析

下面采用表 1 的仿真实验参数分别进行散射波干扰、二维余弦调相转发干扰和二维余弦调相转发散射波干扰仿真研究. 仿真场景中央放置一辆静止卡车, 尺寸约为 $3\text{m} \times 5\text{m}$, 设卡车中心点在三维坐标系中坐标为 $(0, \sqrt{3} \times 10^4, 0)$, 转换到斜距 - 方位二维坐标为 $(20000, 0)$, 其散射特性根据某电磁计算数据进行仿真, 成像结果由图 3(a) 所示. 干扰机位置为 $(0, \sqrt{3} \times 10^4 - 24, 50)$, 由于散射波转发干扰改变了干扰信号传播路径, 则形成的假卡车目标中心点等效的斜距 - 方位二维坐标约为 $(20005, 0)$, 单位均为米. 由于 SAR 平台高度 $10\text{km} \gg 50\text{m}$, 多普勒调频率失配较小, 可以忽略. 设置调制参数为 $r = a = 1$ 、 $r = 6\text{MHz}$ 和 $a = 30\text{Hz}$. 仿真结果如图 3 所示, 其中图 3(b) 为散射波干扰, 图 3(c) 为二维余弦调相转发干扰, 图 3(d) 为二维余弦调相转发散射波干扰.

表 1 仿真中 SAR 系统和干扰机参数值

载频 (GHz)	10	载机速度 (m/s)	115
脉宽 (μs)	20	成像带中心斜距 (km)	20
带宽 (MHz)	150	成像场景尺寸 (m)	400 \times 200
PRF (Hz)	400	多普勒带宽 (Hz)	150
SAR 高度 (km)	10	干扰机高度 (m)	50

从图3及大量仿真结果可以得知,散射波干扰在真实卡车目标附近形成一个虚假卡车目标,虚假卡车目标具有真实卡车目标的散射特性,二者的距离取决于干扰机的位置.二维余弦调相转发干扰在卡车周围形成 $(2r_r + 3)(2a_a + 3)$ 共25个假目标,由于假目标频谱失配,在进行二维脉压时干扰功率失配损失,因此高阶假目标幅度较小,在图中得到了反映,假目标的间距通过设置调制参数 r_r 和 a_a 可以进行灵活控制.但由于是直接调相转发,假目标不具有卡车的散射特性,形成的是点假目标,从图像域即可看出点假目标与卡车目标有明显差异,利用极化信息可以被鉴别和对消;本文提出的二维余弦调相转发散射波干扰兼具散射波干扰和二维余弦调相转发干扰的优点,形成了具有真实卡车散射特性的假卡车群的干扰效果,与理论分析完全吻合.

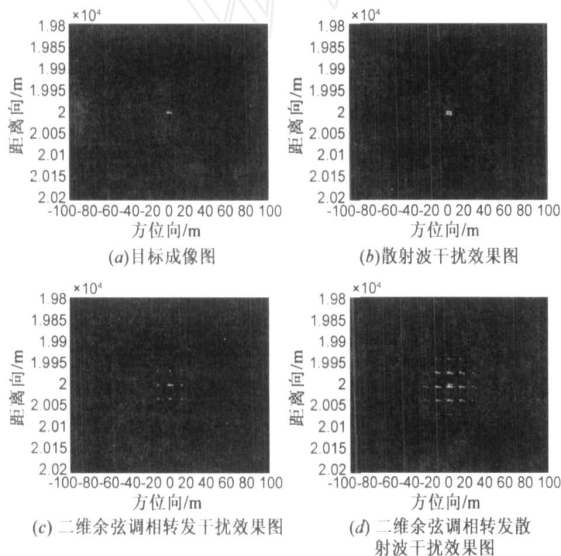


图3 干扰仿真结果图

因此,二维余弦调相转发散射波干扰通过优化选择4个调制参数、干扰机位置和干扰功率即可很好地实现在时域、频域和极化域较为逼真的干扰.

6 结论

本文立足于解决传统 SAR 干扰方法无法兼顾多假目标干扰和假目标携带真实目标散射信息的难题,提出了一种新的 SAR 干扰方法: SAR 二维余弦调相转发散射波干扰. 该干扰方法将二维余弦调相转发干扰同散射波干扰结合,利用二维余弦调相转发干扰可以实现多假目标欺骗干扰,再通过散射波干扰可以使干扰回波携带真实目标的散射信息,二者的结合相得益彰,为实现多假目标干扰和假目标携带真实目标散射信息提供了一种可行途径,实现了对 SAR 在时域、频域和极化域都较为逼真的多假目标欺骗干扰,使干扰信号很

难被识破.

由于干扰信号是转发给待保护目标,因此经干扰机转发的信号难以被对方反辐射系统侦察,具有极强的生存能力,可以通过增大干扰功率实现更逼真的干扰效果.无疑,二维余弦调相转发散射波干扰在生成假目标的逼真性、干扰控制的灵活性和战场的生存性上都是极具潜力的.

值得指出的是,在 SAR 二维余弦调相转发散射波干扰中,待保护目标的散射本质上属于双站散射,其散射特性跟单站散射是有差异的,换言之,干扰回波和目标真实回波的极化信息并不完全一致,二者具有一定的等效关系^[15].本文出于简化处理和原理仿真,没有考虑其差异性.另外,周期信号可以通过傅立叶级数分解为无穷多个不同频率的余弦信号分量之和,因此对 SAR 进行周期信号调相转发可以形成更为复杂的干扰效果.对 SAR 二维余弦调相转发散射波干扰中目标双站散射特性的建模和干扰效果分析以及对 SAR 周期信号调相转发干扰将是下一步研究内容.

参考文献:

- [1] K Dumper, P S Cooper, A F Wons, C J Condley and P Tully. Spaceborne Synthetic Aperture Radar and Noise Jamming [A]. Proc IEE Radar 97[C]. Edinburgh: IEE, 1997, 411 - 414.
- [2] 李兵, 洪文. 合成孔径雷达噪声干扰研究[J]. 电子学报, 2004, 32(12): 2035 - 2037.
Li Bing, Hong Wen. Study of noise jamming to SAR [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(12): 2035 - 2037. (in Chinese)
- [3] Andreas Reigber, Laurent Ferro-Famil. Interference suppression in synthesized SAR images [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2005, 2(1): 45 - 50.
- [4] 王盛利, 于立, 倪晋麟, 张光义. 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, Ni Jin-lin, Zhang Guang-yi. A study on the active deception jamming to SAR [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1900 - 1902. (in Chinese)
- [5] 王茹, 吴志宏, 赵国庆. 基于 DRFM 的合成孔径雷达干扰技术研究[J]. 电子信息对抗技术, 2006, 28(1): 30 - 33.
Wang Ru, Wu Zhi-hong, Zhao Guo-qing. Study of jamming technology to synthetic aperture radar based on digital radio frequency memory [J]. Electronics and Information Technology Confrontation, 2006, 28(1): 30 - 33. (in Chinese)
- [6] 代大海, 王雪松, 肖顺平, 李永祚. PolSAR 有源假目标干扰的鉴别与对消[J]. 电子学报, 2007, 35(9): 1779 - 1783.
Dai Da-hai, Wang Xue-song, Xiao Shun-ping, Li Yong-zhen. Discrimination and suppression of active-decoys jamming in polSAR [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(9): 1779 - 1783. (in Chinese)

- [7] 胡东辉, 吴一戎. 合成孔径雷达散射波干扰研究[J]. 电子学报, 2002, 30(12): 1882 - 1884.
Hu Dong-hui, Wu Yi-rong. The Scatter-Wave Jamming to SAR [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(12): 1882 - 1884. (in Chinese)
- [8] 高晓平, 雷武虎. SAR 散射波干扰实现方法的研究[J]. 现代雷达, 2006, 28(8): 22 - 24.
Gao Xiaoping, Lei Wu-hu. Method of implementing scatter-wave jamming signal to SAR[J]. Modern Radar, 2006, 28(8): 22 - 24. (in Chinese)
- [9] Wenqin Wang, Jingye Cai. A technique for jamming Bi-static and multistatic SAR systems [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2007, 4(1): 80 - 82.
- [10] Chen V C, Li F Y, Ho S S et al. Micro-doppler effect in radar: phenomenon, model, and simulation study [J]. IEEE Trans on AES, 2006, 42(1): 2 - 21.
- [11] Maurice R, Erich M, Daniel N. Vibration and rotation in millimeter-wave SAR[J]. IEEE Trans on GRS, 2007, 45(2): 293 - 304.
- [12] 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理[M]. 清华大学出版社, 1992. 67 - 82.
- [13] 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论[M]. 北京: 国防工业出版社, 1981. 93 - 133.
- [14] 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, 2006, 36(8): 891 - 901.
- [15] 黄培康, 殷红成, 许小剑. 雷达目标特性[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005. 20 - 21.

作者简介:



陈思伟 男, 1984 年生于四川泸州, 现为国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生, 获国防科技大学优秀研究生创新基金资助, 研究兴趣包括雷达极化信息处理、SAR 信号处理、复杂电子系统建模仿真与评估等. 在中文核心期刊发表论文多篇, 合作申请 1 项国防专利.
E-mail: chenswnudt@163.com



代大海 男, 1980 年生于河南信阳, 现为国防科技大学讲师. 主要从事雷达极化信息处理、极化雷达成像、雷达信号处理与目标识别等领域的研究. 合作出版专著 2 部, 发表论文 50 余篇.
E-mail: ddh_nudt@yahoo.com.cn



李永祯 男, 1977 年 12 月出生于内蒙古化德县, 现为国防科技大学副教授. 主要从事雷达极化信息处理、目标识别等方面的研究工作. 获军队科技进步二等奖 2 项, 出版专著 1 部, 发表论文 50 余篇.



王雪松 男, 1972 年 10 月出生于内蒙古包头市, 现为国防科技大学教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, “三遥”分会委员, IEEE 会员. 主要从事雷达极化信息处理、信号处理与目标检测及识别等领域的研究. 合作出版专著 6 部, 发表论文 150 余篇.