

对成像雷达的脉冲分段排序转发干扰*

潘小义^{1,2}, 王伟¹, 冯德军², 傅其祥², 刘永才¹, 王国玉^{1,2}

(1. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073;

2. 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)

摘要:多假目标图像欺骗是目前宽带雷达干扰的难点。针对宽带雷达中常用的线性调频(Linear Frequency Modulated, LFM)信号,提出一种脉冲分段排序转发干扰方法。结合散射波信号模型,推导了合成干扰信号二维成像输出形式,讨论了假目标图像个数、分辨率与分段数以及转发次序之间的关系,并进行了仿真实验。结果表明该干扰方法可较便捷地产生多个沿距离向分布的假目标图像。结果对于成像雷达图像欺骗干扰具有理论指导意义。

关键词:成像雷达;散射波干扰;脉冲分段转发;图像欺骗

中图分类号: TN974 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2014)01-074-08

Jamming imaging radars based on pulse separation and retransmission

PAN Xiaoyi^{1,2}, WANG Wei¹, FENG Dejun², FU Qixiang², LIU Yongcai¹, WANG Guoyu^{1,2}

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

2. State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System, Changsha 410073, China)

Abstract: Multiple false-target images deception is the thorny point in the jamming against broad-band imaging radars. A jamming approach of applying pulse separation is proposed and the retransmission the usual LFM signal of imaging radar is presented. Combined with the scatter-wave jamming model, the imaging of the jamming signal was expounded, and the ways to achieve a train false-target images along the down-range were analyzed. Based on the divided number and the retransmitted order, the number and the resolution of false-target images were described. Finally, the simulation results are presented and addressed. This work is helpful to the deception jamming against imaging radars.

Key words: imaging radar; scatter-wave jamming; pulse separation and retransmission; image deception

宽带成像雷达(SAR、ISAR等)可获取目标二维高分辨像,对非相干干扰抑制作用较强,在战场监视、特征提取、目标识别等领域应用广泛^[1-5]。相应地,有效干扰成像雷达系统,已成为当前提高己方重要军事目标生存能力的紧迫需求之一。基于高保真采样转发式的干扰信号可以获得与发射信号相当的处理增益,同时亦难以在时频域被识别与抑制,因而广泛应用于雷达干扰领域。但直接采样转发的干扰信号不携带真实目标的散射信息,仅能形成一系列“点”状尖峰,并不能形成欺骗性的假目标图像^[6-8]。如何形成逼真假目标图像,欺骗雷达目标成像、分类以及识别等过程是成像雷达欺骗干扰研究工作中的难点。

Pace等^[9]利用数字图像合成(Digital Image Synthesizer, DIS)提出了一种目标图像欺骗干扰技

术,其本质是模拟宽带雷达目标回波形成过程,在慢时间域将目标散射信息调制进宽带信号并转发回雷达处形成图像欺骗干扰。李源等^[10-11]将该方法进行了拓展,提出了形成多个虚假目标图像的干扰方法。基于DIS的雷达图像欺骗干扰方法缺点是欲形成的假目标散射信息模板一般较难获取,且模拟形成的假目标图像与真目标图像差异性较明显,易被识别^[12]。逼真的目标散射信息模板能减小真假目标雷达图像差异,但获取和实时调制的难度都较大。

散射波信号由于直接携带有目标真实电磁散射信息,可以较为有效地解决基于DIS的欺骗干扰中目标电磁散射信息获取难和调制速度慢的问题。借鉴此方法,胡东辉等^[13]提出了基于散射波信号的SAR有源欺骗干扰技术,其基本原理是:

* 收稿日期:2013-05-02

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61072119,61372170,41301490)

作者简介:潘小义(1986—),男,安徽池州人,博士研究生,E-mail:pan_xiao_yi@hotmail.com;

王伟(通信作者),男,教授,博士后,E-mail:13807319968@139.com

干扰机截获雷达信号后,将其投射到需要进行干扰的地区,经地物散射以后形成的干扰回波与雷达原始回波信号混合在一起被雷达接收,从而破坏雷达对地物目标的识别。陈思伟等^[14]结合二维余弦调相处理和散射波信号,可以形成 SAR 多假目标图像,但其对信号的调制处理较为复杂。祝本玉等^[15]将散射波干扰运用至 ISAR 体制,将 ISAR 散射波信号模型等效为双基地 ISAR 信号模型,分析并指出多延迟处理能够形成多假目标图像欺骗干扰。多假目标既能欺骗雷达成像系统,同时逼真的信息又能增加雷达识别真实目标的难度。传统散射波干扰方法形成的虚假目标图像仅限于一个,欺骗干扰效果有限;而多假目标图像干扰一般又需要多通道并行处理或者复杂调制,实现方法仍然不够便捷。

为解决成像雷达图像欺骗干扰实现过程中多假目标快速形成的难题,本文将文献[16]中提出的脉冲分段排序转发干扰应用到 ISAR 欺骗干扰中。通过对截获的宽带 LFM 信号进行均匀分段,然后排序转发至目标,由目标散射形成携带目标特性的散射波干扰信号,最终可在成像雷达处形成多个虚假目标图像,为多假目标图像欺骗干扰提供一种新的实现思路,且实现方法较为便捷。

1 脉冲分段排序转发基本思想

如图 1 所示,将截获的雷达信号在时域分成 N 段等长度的信号并依次标序,然后排序转发回雷达。排除转发次序 $1, 2, 3, \dots, N-1, N$ (原雷达信号次序),则依据排列组合知识可知,信号分段排序转发 (以下简称转发) 共有 $A_N^N - 1$ 种次序。

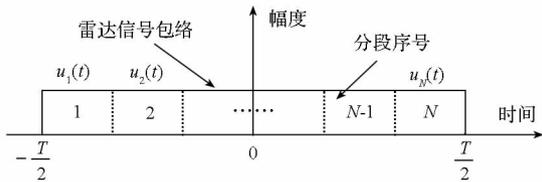


图 1 脉冲分段排序转发原理示意图
Fig. 1 Sketch map of repeat jamming based on pulse separation

设雷达信号表达式为

$$x(\hat{t}, t_m) = u(\hat{t}) \times e^{j2\pi f_0 t_m} \quad (1)$$

其中, f_0 是载频; $u(\hat{t})$ 是复包络信号; \hat{t} 为快时间; t_m 为慢时间; $t = \hat{t} + t_m$ 为全时间。针对 LFM 雷达脉冲信号, $u(\hat{t})$ 满足

$$u(\hat{t}) = \text{rect}(\hat{t}/T) \times e^{j\pi k_f \hat{t}^2} \quad (2)$$

其中, $\text{rect}(\cdot)$ 是矩形门函数; $k_f = \frac{B}{T}$ 为调频斜率;

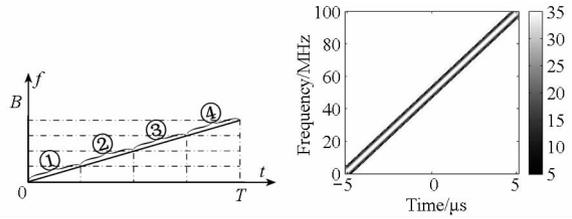
B 表示调制带宽; T 表示脉冲宽度; 当 $BT \gg 1$ 时, $u(\hat{t})$ 的傅里叶变换为

$$u(\hat{t}) \stackrel{FT}{\Leftrightarrow} U(f) = \frac{1}{\sqrt{k_f}} \text{rect}\left(\frac{f}{B}\right) \times e^{-j\pi \frac{f^2}{k_f} + j\frac{\pi}{4}} \quad (3)$$

根据匹配滤波原理,其幅度归一化匹配滤波器频率响应为

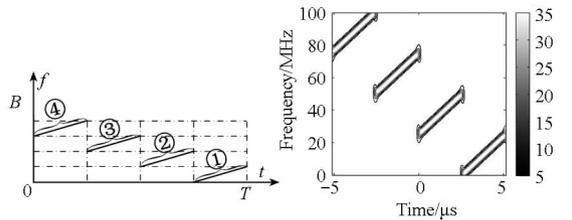
$$\begin{aligned} H(f) &= \sqrt{k_f} U^*(f) \times e^{-j2\pi f t_0} \\ &= \text{rect}\left(\frac{f}{B}\right) \times e^{j\pi \frac{f^2}{k_f} - j\frac{\pi}{4} - j2\pi f t_0} \end{aligned} \quad (4)$$

$U^*(\cdot)$ 表示 $U(\cdot)$ 复共轭; t_0 是匹配滤波器可物理实现的常数。



(a) LFM 信号

(a) LFM signal



(b) 转发信号 (转发次序为 4321)

(b) The retransmitted signal (order: 4321)

图 2 时频图

Fig. 2 Time-Frequency plots

如图 2(a) 中左图所示, LFM 雷达信号被均匀分成 4 段, 易知, LFM 信号分段后的各段信号依然是线性调频信号; 相应地, 转发的各段信号也是线性调频信号。图 2(b) 左图中转发次序为 4321, 同样还有 4312, 4231, 4213, 4132, 4123 等转发次序。例如, 设线性调频信号 $T = 20\mu\text{s}$, $B = 100\text{MHz}$, 图 2(a) 右图对应的是该线性调频脉冲信号时频图, 图 2(b) 右图对应的是转发信号的时频图。从图 2 中可以很清晰地看出各段转发信号带宽为原雷达信号带宽的 $1/4$ 。

LFM 各段信号可解析表示为

$$u_i(\hat{t}) = \text{rect}\left(\frac{\hat{t} + \frac{T}{2} + \frac{T}{2N} - i\frac{T}{N}}{\frac{T}{N}}\right) \times e^{j\pi k_f \hat{t}^2} \quad (5)$$

($i = 1, 2, \dots, N$)

将原雷达 LFM 信号视为各分段信号的合成, 则有

$$u(\hat{t}) = \sum_{i=1}^N u_i(\hat{t}) \Leftrightarrow U(f) = \sum_{i=1}^N U_i(f) \quad (6)$$

当 $\frac{BT}{N^2} \geq 1$, 则傅氏变换对

$$u_i(\hat{t}) \stackrel{\text{FT}}{\Leftrightarrow} U_i(f) = \frac{1}{\sqrt{k_f}} \text{rect} \left(\frac{f + \frac{B}{2} + \frac{B}{2N} - i \frac{B}{N}}{\frac{B}{N}} \right) \times e^{-j\pi \frac{f^2}{k_f} + j\frac{\pi}{4}}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

成立。匹配滤波器的频率响应亦可以写为

$$\begin{aligned} H(f) &= \sqrt{k_f} U^*(f) \times e^{-j2\pi f t_0} \\ &= \sqrt{k_f} \left[\sum_{i=1}^N U_i(f) \right]^* \times e^{-j2\pi f t_0} \\ &= \sqrt{k_f} \sum_{i=1}^N U_i^*(f) \times e^{-j2\pi f t_0} \end{aligned} \quad (8)$$

由于各分段信号频谱之间无重叠, 匹配滤波处理时有

$$\begin{aligned} F_{(f)}^{-1} [U(f)H(f)] &= F_{(f)}^{-1} \left[U(f) \sqrt{k_f} \sum_{i=1}^N U_i^*(f) \times e^{-j2\pi f t_0} \right] \\ &= \sum_{i=1}^N F_{(f)}^{-1} \left[\sqrt{k_f} U_i(f) U_i^*(f) \times e^{-j2\pi f t_0} \right] \\ &= \sum_{i=1}^N F_{(f)}^{-1} \left[\sqrt{k_f} U_i(f) U_i^*(f) \times e^{-j2\pi f t_0} \right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{k_f}} \sum_{i=1}^N \int_{-\frac{B}{2} + (i-1)\frac{B}{N}}^{-\frac{B}{2} + i\frac{B}{N}} e^{j2\pi f (i-t_0)} df \end{aligned} \quad (9)$$

令 $f^* = f + \frac{B}{2} - i \frac{B}{N} + \frac{B}{2N}$, 则上式化为

$$\begin{aligned} F_{(f)}^{-1} [U(f)H(f)] &= \frac{1}{\sqrt{k_f}} \sum_{i=1}^N \int_{-\frac{B}{2N}}^{\frac{B}{2N}} e^{j2\pi [f^* - (\frac{B}{2} - i\frac{B}{N} + \frac{B}{2N})](i-t_0)} df^* \\ &= \frac{1}{\sqrt{k_f}} \sum_{i=1}^N \frac{B}{N} \text{sinc} \left[\frac{B(\hat{t} - t_0)}{N} \right] \times e^{-j2\pi (\frac{B}{2} - i\frac{B}{N} + \frac{B}{2N})(i-t_0)} \end{aligned} \quad (10)$$

对原雷达信号而言, 各段信号匹配滤波后输出包络均为辛克函数, 且均在 $\hat{t} = t_0$ 输出峰值。

而转发信号是对原雷达分段信号进行排序转发而形成, 假设原雷达信号 $u_i(\hat{t})$ 转发次序为 k_i , 若同样以雷达发射起始时刻为时间零点, 则转发后该段信号可记为 $u_i(\hat{t} - (k_i - i) \frac{T}{N})$, 从而有

$$\begin{aligned} u_j(\hat{t}) &= \sum_{i=1}^N u_i \left(\hat{t} - (k_i - i) \frac{T}{N} \right) \\ \stackrel{\text{FT}}{\Leftrightarrow} U_j(f) &= \sum_{i=1}^N U_i(f) \times e^{-j2\pi f (k_i - i) \frac{T}{N}} \end{aligned} \quad (11)$$

经匹配滤波后

$$\begin{aligned} F_{(f)}^{-1} [U_j(f)H(f)] &= F_{(f)}^{-1} \left[\sum_{i=1}^N U_i(f) \times e^{-j2\pi f (k_i - i) \frac{T}{N}} H(f) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{i=1}^N F_{(f)}^{-1} \left[\sqrt{k_f} U_i(f) U_i^*(f) \times e^{-j2\pi f (k_i - i) \frac{T}{N} - j2\pi f t_0} \right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{k_f}} \sum_{i=1}^N \int_{-\frac{B}{2} + (i-1)\frac{B}{N}}^{-\frac{B}{2} + i\frac{B}{N}} e^{j2\pi f [i-t_0 - (k_i - i) \frac{T}{N}]} df \\ &= \frac{\sqrt{BT}}{N} \sum_{i=1}^N \text{sinc} \left\{ \frac{B \left[\hat{t} - t_0 - (k_i - i) \frac{T}{N} \right]}{N} \right\} \\ &\quad \times e^{-j2\pi (\frac{B}{2} - i\frac{B}{N} + \frac{B}{2N}) [i-t_0 - (k_i - i) \frac{T}{N}]} \end{aligned} \quad (12)$$

可见, 分段信号经排序转发后, 包络峰值输出时刻相对于原信号包络峰值输出时刻发生变化。具体为, 原 LFM 雷达各段信号均在同一时刻输出峰值, 而将各段信号排序后转发, 对应的峰值输出时刻为

$$\hat{t} = t_0 + (k_i - i) \frac{T}{N} \quad (13)$$

即峰值输出时刻与排序转发的次序同原信号次序之差有关。

2 排序转发散射波干扰成像输出

成像雷达基本信号处理流程可分为距离向匹配滤波处理和方位向聚焦处理。设目标散射点为理想的几何点, 根据散射点回波模型, 对不同距离的散射点回波作相干检波 (乘以 $e^{-j2\pi f_0 t}$), 可得基频回波^[17-18] 为

$$s_r(\hat{t}, t_m) = \sum_{l=1}^L A_l u \left(\hat{t} - \frac{2R_l(t_m)}{c} \right) \times e^{-j\frac{4\pi f_0}{c} R_l(t_m)} \quad (14)$$

其中, L 表示散射点总个数; A_l 表示散射点 l 的强度; c 是电磁波传播速度; $R_l(t_m)$ 表示散射点 l 在慢时间 t_m 时距离雷达接收天线相位中心的距离。

回波频谱对应为

$$S_r(f) = \sum_{l=1}^L A_l U(f) \times e^{-j\frac{4\pi(f_0+f)}{c} R_l(t_m)} \quad (15)$$

匹配滤波后得到一维距离像 (High Resolution Range Profile, HRRP) 为

$$\begin{aligned} \text{HRRP}_{rM}(\hat{t}, t_m) &= F_{(f)}^{-1} [S_r(f)H(f)] \\ &= F_{(f)}^{-1} \left[\sum_{l=1}^L A_l U(f)H(f) \times e^{-j\frac{4\pi(f_0+f)}{c} R_l(t_m)} \right] \\ &= \sum_{l=1}^L A_l \text{psf} \left(\hat{t} - \frac{2R_l(t_m)}{c} \right) \times e^{-j\frac{4\pi f_0}{c} R_l(t_m)} \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $\text{psf}(\cdot)$ 是点扩展函数, 且

$$\text{psf}(\hat{t}) = F_{(f)}^{-1} [U(f)H(f)] \quad (17)$$

由它可确定距离分辨率。LFM 信号模型下散射点 l 对应的点扩展函数为

$$\begin{aligned} \text{psf} \left(\hat{t} - \frac{2R_l(t_m)}{c} \right) &= F_{(f)}^{-1} [U(f)H(f) \times e^{-j\frac{4\pi f_0}{c} R_l(t_m)}] \end{aligned}$$

$$= \sqrt{BT} \text{sinc} \left[B \left(\hat{t} - t_0 - \frac{2R_l(t_m)}{c} \right) \right] \quad (18)$$

目标上不同距离的散射点最终体现为 HRRP 上不同时刻(对应不同距离单元)的辛克函数峰值。

考虑如图 3 所示的雷达成像场景, 不失一般性。假设雷达和干扰机位置固定, 以雷达和干扰机夹角 α 的角平分线为 y 轴, 目标转动中心为坐标系原点, 构建直角坐标系, 目标转速为 ω , θ 为 r_l 与 x 轴的夹角, 设初始夹角为零, 则有 $\theta = \omega t_m$, 则 $R_l(t_m)$ 为

$$R_l(t_m) = 2 \| \mathbf{R}_R + \mathbf{r}_l \| \quad (19)$$

其中, $\| \cdot \|$ 表示欧氏距离; $\| \mathbf{R}_R \|$ 是成像中心 o 距离

$$\begin{aligned} ISAR_{JM}(\hat{t}, f) &= F \left\{ \sum_{l=1}^L A_l \sqrt{BT} \text{sinc} \left[B \left(\hat{t} - t_0 - \frac{2R_l(t_m)}{c} \right) \right] \times e^{-j\frac{4\pi f_0}{c} R_l(t_m)} \right\} \\ &= \sum_{l=1}^L A_l \sqrt{BTT} \text{sinc} \left[B \left(\hat{t} - t_0 - \frac{2R_l(t_m)}{c} \right) \right] \text{sinc} [T_m (f - f_{dl})] \end{aligned} \quad (22)$$

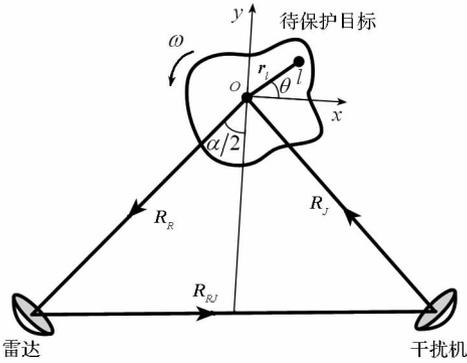


图 3 散射波干扰场景示意图

Fig. 3 Sketch map of the scatter-wave jamming

干扰机截获到雷达信号后, 将其分段排序转发至待保护目标, 然后由目标散射回雷达处, 如图 3 所示。目标散射波干扰信号可表示为

$$S_J(f) = \sum_{l=1}^L A_l U_J(f) \times e^{-j\frac{4\pi(f_0+f)}{c} R_{Jl}(t_m)} \quad (23)$$

匹配滤波后输出

$$\begin{aligned} HRRP_{JM}(\hat{t}, t_m) &= F_{(f)}^{-1} [S_J(f) H(f)] \\ &= F_{(f)}^{-1} \left[\sum_{l=1}^L A_l U_J(f) H(f) \times e^{-j\frac{4\pi(f_0+f)}{c} R_{Jl}(t_m)} \right] \\ &= \sum_{l=1}^L A_l \text{psf}_J \left(\hat{t} - \frac{2R_{Jl}(t_m)}{c} \right) \times e^{-j\frac{4\pi f_0}{c} R_{Jl}(t_m)} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} ISAR_{JM}(\hat{t}, f) &= F \left\{ \sum_{l=1}^L A_l \sum_{i=1}^N \frac{B}{N} \text{sinc} \left(\frac{B \left[\hat{t} - t_0 - (k_i - i) \frac{T}{N} - \frac{2R_{Jl}(t_m)}{c} \right]}{N} \right) \times e^{-j2\pi \left(\frac{B}{2} - i \frac{B}{N} + \frac{B}{2N} \right) \left[\hat{t} - t_0 - (k_i - i) \frac{T}{N} - \frac{2R_{Jl}(t_m)}{c} \right]} \times e^{-j\frac{4\pi f_0}{c} R_{Jl}(t_m)} \right\} \\ &= \sum_{l=1}^L \frac{A_l \sqrt{BTT} T_m}{N} \sum_{i=1}^N \text{sinc} \left(\frac{B \left[\hat{t} - t_0 - (k_i - i) \frac{T}{N} - \frac{2R_{Jl}(t_m)}{c} \right]}{N} \right) \text{sinc} [T_m (f - f_{Jdl})] \times e^{-j2\pi \left(\frac{B}{2} - i \frac{B}{N} + \frac{B}{2N} \right) \left[\hat{t} - t_0 - (k_i - i) \frac{T}{N} - \frac{2R_{Jl}(t_m)}{c} \right]} \end{aligned} \quad (28)$$

其中, T_m 是总的成像时长。至此, 得到了排序转

雷达的距离, 设为常数。在小转角假设条件下有

$$\begin{aligned} R_l(t_m) &\approx 2 \| \mathbf{R}_R \| + 2 \langle \mathbf{R}_R, \mathbf{r}_l \rangle \\ &= 2 \| \mathbf{R}_R \| + 2 \| \mathbf{r}_l \| \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} - \theta \right) \\ &\approx 2 \| \mathbf{R}_R \| + 2 \| \mathbf{r}_l \| \sin \frac{\alpha}{2} + 2 \| \mathbf{r}_l \| \omega t_m \cos \frac{\alpha}{2} \end{aligned} \quad (20)$$

从而得到散射点对应横向多普勒频率为

$$f_{dl} = \frac{2f_0}{c} \cdot \frac{d}{dt_m} R_l(t_m) = \frac{4f_0 \omega \| \mathbf{r}_l \|}{c} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (21)$$

不发生越距离单元走动时, 根据式(16), 目标二维像为

排序转发干扰信号下, 散射点 l 对应的点扩展函数

$$\begin{aligned} \text{psf}_J \left(\hat{t} - \frac{2R_{Jl}(t_m)}{c} \right) &= F_{(f)}^{-1} \left[\frac{U_J(f) H(f)}{\times e^{-j\frac{4\pi f}{c} R_{Jl}(t_m)}} \right] \\ &= \frac{\sqrt{BT}}{N} \sum_{i=1}^N \text{sinc} \left(\frac{B \left[\hat{t} - t_0 - (k_i - i) \frac{T}{N} - \frac{2R_{Jl}(t_m)}{c} \right]}{N} \right) \\ &\times e^{-j2\pi \left(\frac{B}{2} - i \frac{B}{N} + \frac{B}{2N} \right) \left[\hat{t} - t_0 - (k_i - i) \frac{T}{N} - \frac{2R_{Jl}(t_m)}{c} \right]} \end{aligned} \quad (25)$$

干扰信号总的距离历程为

$$\begin{aligned} R_{Jl}(t_m) &= \| \mathbf{R}_{Rl} \| + \| \mathbf{R}_R + \mathbf{r}_l \| + \| \mathbf{R}_J + \mathbf{r}_l \| \\ &\approx \| \mathbf{R}_{Rl} \| + \| \mathbf{R}_R \| + \| \mathbf{R}_J \| + \langle \hat{\mathbf{R}}_R, \mathbf{r}_l \rangle + [\hat{\mathbf{R}}_J, \mathbf{r}_l] \\ &= \| \mathbf{R}_{Rl} \| + \| \mathbf{R}_R \| + \| \mathbf{R}_J \| \\ &+ \| \mathbf{r}_l \| \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} - \theta \right) - \| \mathbf{r}_l \| \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \theta \right) \\ &= \| \mathbf{R}_{Rl} \| + \| \mathbf{R}_R \| + \| \mathbf{R}_J \| + 2 \| \mathbf{r}_l \| \omega t_m \cos \frac{\alpha}{2} \end{aligned} \quad (26)$$

对应多普勒频率

$$f_{Jdl} = \frac{2f_0}{c} \cdot \frac{d}{dt_m} R_{Jl}(t_m) = \frac{4f_0 \omega \| \mathbf{r}_l \|}{c} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (27)$$

从而排序转发干扰信号形成的假目标图像为

发干扰信号经成像处理后的输出形式。可以看

出,目标上同一散射点对应的散射波干扰信号成像处理后的峰值输出时刻不仅与 $\frac{2R_{JI}(t_m)}{c}$ 有关,还和 $(k_i - i)\frac{T}{N}$ 有关,即其对应的峰值输出时刻和个数将随分段数、转发次序发生改变,这是排序转发干扰能形成多假目标图像的理论依据。下面从干扰应用的角度出发,讨论脉冲分段数、转发次序要求以及假目标图像特性。

3 分段数要求与假目标特性

3.1 功率要求与脉冲分段数

为使形成的假目标图像强度可比拟于真实目标图像强度,需约束脉冲分段数。由于干扰信号和雷达信号在方位向积累时间、方式相同,因此只需考虑距离向对图像幅度的影响,结合雷达方程,可估算分段排序转发干扰信号脉冲分段数。

一般地,假设目标散射强度不高于 A_{\max} 、目标距离雷达距离最近点 $\min[R_i(t_m)] = R_{R\min}$ 、干扰机距离目标距离最大为 $R_{J\max}$ 、雷达发射功率为 P_i 、干扰机功率为 P_j 、单基地雷达的收发天线增益为 G_r 以及干扰机天线增益为 G_j 。根据雷达方程和匹配滤波的相关知识,目标回波在雷达匹配滤波处理后的峰值功率为

$$P_{r1} = D \frac{P_i G_r^2 \lambda^2 A_{\max}}{(4\pi)^3 R_{R\min}^4} \quad (29)$$

其中, λ 是波长, $D = BT$ 是 LFM 信号脉压比。

而排序转发散射波信号经匹配滤波后的峰值功率为

$$P_{r2} = \frac{D P_j G_j G_r \lambda^2 A_{\max}}{N^2 (4\pi)^3 R_{J\max}^2 R_{R\min}^2} \quad (30)$$

若要各分段干扰信号产生的假目标图像幅度不小于真实目标图像幅度,则需

$$\sqrt{P_{r2}} \geq \sqrt{P_{r1}} \quad (31)$$

化简上述不等式可得

$$N \leq \left\lfloor \left(\frac{P_j G_j R_{R\min}^2}{P_i G_r R_{J\max}^2} \right)^{1/2} \right\rfloor \quad (32)$$

其中, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。

反之亦可通过式(32)推算出形成一定数目多假目标图像所需干扰机功率的要求。例如,当雷达发射功率 $P_i = 1\text{kW}$,天线增益 $G_r = 30\text{dB}$, $R_{R\min} = 500\text{km}$, $R_{J\max} = 5\text{km}$,要形成 $N = 5$ 个假目标图像,则要求 $P_j G_j \geq 2500\text{W}$;若干扰机天线增益 $G_j = 20\text{dB}$,则 $P_j \geq 25\text{W}$ 。一般地,在如图3所示干扰场景下,散射波干扰信号不再具有功率上的

单程优势,将干扰机放置于目标较近(减小 $R_{J\max}$ 的值)处能降低对干扰功率的要求,常见实现工具有拖曳式干扰机等。

3.2 假目标图像数目与分辨率

从式(28)分析可知,若各分段信号排序转发次序和原次序之差均不相同,即原雷达信号各段信号排序转发后对应的 $(k_i - i)$ 值均不相同,那么此时产生的假目标图像数目最多,与分段数 N 相等。若原雷达信号中序号为 $i, i+1$ 的两段信号的转发次序为 k_i, k_i+1 ,则这两段信号对应的 $(k_i - i)$ 值相等,产生的两个假目标图像位置相同,将输出为一个假目标图像,定义这种排序为顺序转发次序。因此,若转发信号中不存在顺序转发情况,就可以产生和分段数目相等的假目标图像;而若存在顺序转发,则假目标图像减少数与顺序转发数相等。例如,分段数为4的排序转发干扰信号,能够产生4个假目标图像的转发次序可为4321,4213,3241,3142等;而诸如4312,3421等转发次序可以产生3个假目标图像;4123,2341等转发次序可以产生2个假目标图像。其中逆序转发(转发次序为 $N, N-1, \dots, 1$,如4321)能够产生与分段数相等的假目标图像个数,且此时各阶假目标图像间距相等,均为

$$\Delta t = \frac{2}{N} T \quad (33)$$

据前述可知,psf(\cdot)决定距离分辨率,由式(18)可得到目标对应的 ISAR 图像在距离向(-4dB)的分辨率^[19]为

$$\sigma_r = \frac{c}{2B} \quad (34)$$

而根据式(25)可知干扰形成的假目标图像 -4dB 距离分辨率为

$$\sigma_J = \frac{c}{2} \frac{Nc}{B} = \frac{Nc}{2B} \quad (35)$$

即排序转发干扰信号假目标图像距离分辨率降低。当分段数不大时,距离分辨率依然可以满足图像欺骗要求;方位向分辨率与目标转速和积累时间有关,因此假目标图像方位向分辨率与真目标图像相同。

4 仿真实验与分析

仿真流程如图4所示,设定仿真目标散射点模型如5(a)所示,“.”表示散射点所在位置,其他关键仿真参数设置如表1所示。图5(b)是常规散射波干扰形成的欺骗图像,只能产生一个假

目标。仿真实验中假设 $\alpha = 0^\circ$, 在实际干扰过程中, $\alpha (\neq 0)$ 将导致假目标图像旋转及横向分辨率

降低,这在双基地 ISAR 成像理论中已经有详细阐述,此处不再讨论。

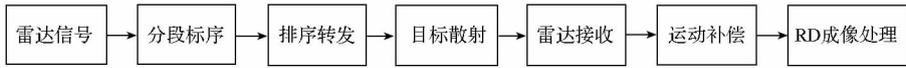


图 4 仿真流程图

Fig. 4 Flow chart of simulation

ISAR 平动补偿的优劣会对成像质量产生重大影响,一般包括包络对齐和相位校正两步。为此,以分段数 3 为例,利用标准补偿流程对回波进行平动补偿,此处给出一维距离经包络互相关法对齐前后结果。从图 6 中的仿真结果可见,分段干扰信号经包络对齐后,各次回波的距离单元已基本对齐,为假目标图像的形成提供了前提条件。

大时,依然可产生较好的欺骗效果。

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

雷达功率	1kW	R_{jmax}	5km	方位单元	512 个
干扰功率	25W	雷达中心频率	10GHz	距离单元	1024 个
雷达天线增益	30dB	瞬时工作带宽	1GHz	目标转速	0.03Hz
干扰机天线增益	20dB	脉冲持续时间	1000us	α	0°
R_{rmin}	500km	脉冲重频	1000Hz	平动速度	200m/s

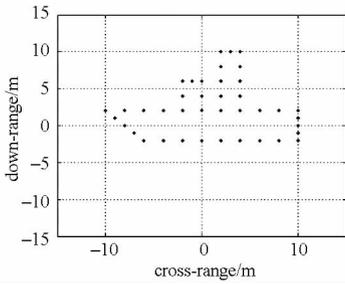


图 5(a) 目标散射点模型

Fig. 5(a) Point scatter model of target

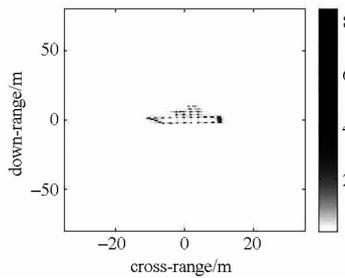


图 5(b) 散射波干扰像

Fig. 5(b) Image of scatter-wave jamming

根据 3.1 节脉冲分段数结果,可知要使得形成的假目标图像强度不低于真实目标图像强度,则 $N \leq 5$;设计三组排序转发实验,分段数依次为 ($N=3, 7, 9$),转发次序均为逆序转发,仿真结果如图 7 所示。

分析对比图 5 和图 7,不难验证以下结论:

- (1) 分段转发干扰相比常规散射波干扰而言,可产生多个沿距离向分布的假目标图像,逆序转发时各图像间距离取决于脉冲分段数;
- (2) 分段数和转发次序是影响假目标图像个数的重要因素,逆序转发时,假目标图像数等于分段数;
- (3) 假目标图像强度与分段数相关,分段数越多,假目标图像强度越低;
- (4) 假目标图像距离分辨率随分段数降低,但对大带宽信号以及分段数不

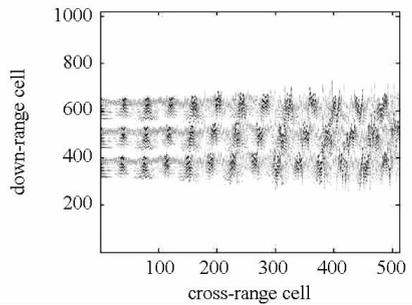


图 6(a) 包络对齐前 HRRP

Fig. 6(a) HRRP before alignment

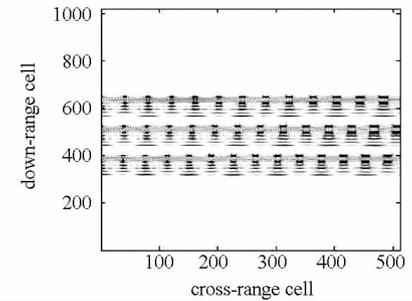


图 6(b) 包络对齐后 HRRP

Fig. 6(b) HRRP after alignment

另外设计三组实验,脉冲分段数为 5,转发次序依次为 54 321, 54 231 和 53 412。依据前述分析,后面两组实验由于存在顺序转发的情况,假目标图像数目将减少。其中 54 231 转发次序存于一个顺序转发,因此能产生 4 个假目标图像,而 53 412 转发次序存在两个顺序转发,因此只能产生 3 个假目标。由图 8 所示的仿真结果可得到验证。

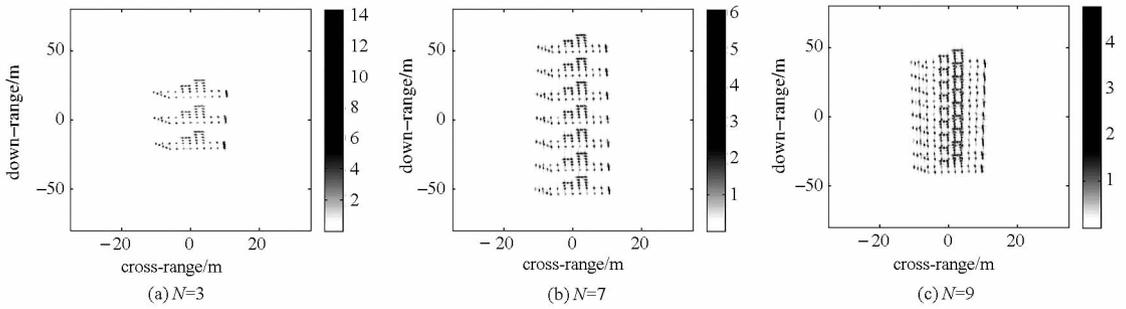


图 7 不同分段数 N 下逆序转发干扰成像结果

Fig. 7 Imaging results of different N

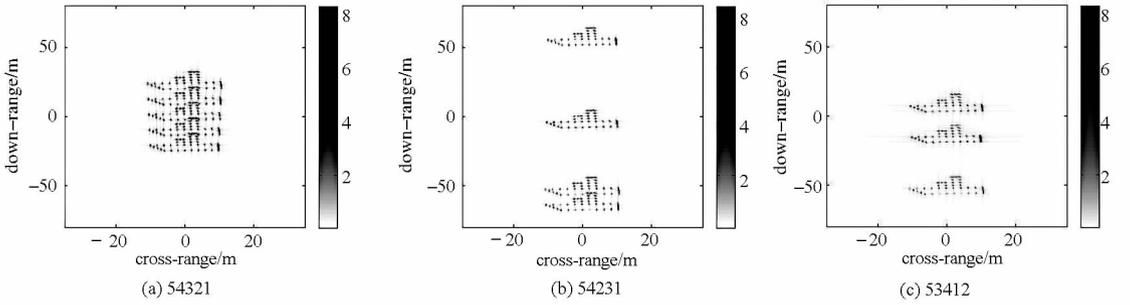


图 8 分段数 $N=5$ 不同转发次序下干扰成像结果

Fig. 8 Imaging results of different retransmitted orders when $N=5$

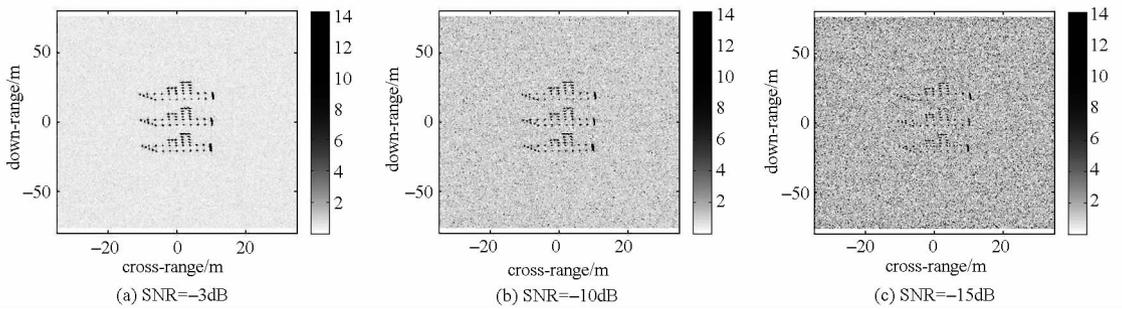


图 9 不同 SNR 下成像结果

Fig. 9 Imaging results with different SNR

最后,为验证本文方法在有背景噪声下的有效性,设计了三组实验,信噪比(signal noise ratio, SNR)分别为 -3dB , -10dB 以及 -15dB , 噪声类型为高斯白噪声。从图 9 的仿真结果来看,当信噪比为 -15dB 时,分段干扰信号不能形成清晰可变的假目标图像。

此外,脉冲分段排序转发处理合成的干扰信号相对于目标信号来讲存在一定的时间延迟,延迟大小与干扰机相对于雷达和目标的距离等因素有关。当雷达采用脉冲前沿跟踪处理方式时,可以剔除虚假目标图像。因此,在实际干扰过程中,可以通过干扰机前置、预测转发等方式,补偿这一时间延迟。这属于干扰实施策略问题,不影响本文理论分析的正确性,在此不一一赘述。

5 结论

经论述可以发现,本文提出的干扰方法应用

前提之一是雷达信号带宽不大于 DRFM 工作带宽。将截获的宽带 LFM 脉冲信号进行分段排序转发形成散射波信号的干扰方法:在干扰效果上,这种干扰方法可以形成携带真实目标信息的假目标图像,起到欺骗的效果;在假目标图像数目上,通过分段控制以及排序转发可以实现多个假目标图像。在干扰实现过程中,仅需对来波信号进行分段然后排序转发即可,不需要多个通道的延迟处理或者复杂调制即可形成多假目标图像欺骗,从而使得这种干扰方法实现起来十分便捷,为宽带成像雷达欺骗干扰提供了一种新的思路。

参考文献 (References)

[1] Jain A, Patel I. SAR/ISAR imaging of a nonuniformly rotating target[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1992, 28(1): 317-321.
 [2] Delaney W P, Ward W W. MIT lincoln laboratory journal: fifty years of radar[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems

- Magazine, 2000, 18(2): 37-38.
- [3] Wang Y, Jiang Y. Inverse synthetic aperture radar imaging of maneuvering target based on the product generalized cubic phase function [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2011, 8(5): 958-962.
- [4] Li G, Zhang H, Wang X, et al. ISAR 2D imaging of uniformly rotating targets via matching pursuit[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(2): 1838-1846.
- [5] Pan X, Wang W, Liu J, et al. Features extraction of rotationally symmetric ballistic targets based on micro-Doppler [J]. Progress in Electromagnetics Research, 2013, 137: 727-740.
- [6] Wang X, Liu J, Zhang W, et al. Mathematic principles of interrupted-sampling repeater jamming (ISRJ)[J]. Science in China, Series F: Information Sciences, 2007, 50(1): 113-123.
- [7] 刘建成,王雪松,刘忠,等. 对线性调频脉压雷达的导前假目标群干扰[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(6): 1350-1353.
- LIU Jiancheng, WANG Xuesong, LIU Zhong, et al. Preceded false target groups jamming against LFM pulse compression radars [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(6): 1350-1353. (in Chinese)
- [8] 冯德军,陶华敏,杨勇,等. 对去斜体制雷达的间歇采样转发干扰[J]. 中国科学:信息科学, 2012, 42(2): 184-193.
- FENG Dejun, TAO Huaming, YANG Yong, et al. Jamming de-chirping radar using interrupted-sampling repeater [J]. Science in China: Information Sciences, 2012, 42(2): 184-193. (in Chinese)
- [9] Pace P E, Fouts D J, Ekestorm S, et al. Digital false-target image synthesiser for countering ISAR [J]. IEE Proc. Radar Sonar Navigation, 2002, 149(5): 248-257.
- [10] Li Y, Luo X, Lv G. The study of multi-false targets synthesizing technology against chirp ISAR [C] // Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008: 802-805.
- [11] Li Y, Lv G, Luo X. A method for synthesizing multi-false-targets signal for countering stepped-frequency ISAR [C] // Proceedings of Global Symposium on Millimeter Waves, 2008, 1-4.
- [12] Liu H, Jia X. Methods to recognize false target generated by digital-image-synthesiser [C] // Proceedings of International Symposium on Information Science and Engineering, 2008: 71-75.
- [13] 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 Donghui, WU Yiyong. The scatter-wave jamming to SAR [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(12): 1882-1884. (in Chinese)
- [14] 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. (in Chinese)
- [15] 祝本玉, 薛磊, 毕大平. 一种有效的逆合成孔径雷达散射波干扰方法 [J]. 电波科学学报, 2011, 26(1): 193-199.
- ZHU Benyu, XUE Lei, BI Daping. An effective scatter-wave jamming way against ISAR [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2011, 26(1): 193-199. (in Chinese)
- [16] 潘小义, 王伟, 冯德军, 等. 基于全脉冲分段转发的 LFM 雷达干扰方法 [J]. 国防科技大学学报, 2013, 35(3): 119-125.
- PAN Xiaoyi, WANG Wei, FENG Dejun, et al. Repeat jamming against LFM radars based on pulse separation [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2013, 35(3): 119-125. (in Chinese)
- [17] Li K, Liang X, Zhang Q, et al. Micro-Doppler signature extraction and ISAR imaging for target with micromotion dynamics [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2011, 8(3): 411-415.
- [18] Pan X, Wang W, Feng D, et al. Rotational micro-motion modulated jamming for countering ISAR based on intermittent sampling repeater [J]. Progress in Electromagnetics Research C, 2013, 36: 41-56.
- [19] Wehner D R. High resolution radar [M]. Artech House, 1987.