

DOI: 10.20189/j.cnki.CN/61-1527/E.202602003

基于频谱弥散调制的间歇采样转发干扰方法

吴其华, 张楷煜, 徐志明, 刘晓斌, 顾赵宇, 赵 锋
(国防科技大学, 长沙 410073)

摘 要: 针对传统间歇采样转发干扰 (interrupted sampling repeater jamming, ISRJ) 方法存在假目标分布规律性强、高阶假目标峰值衰减速度快, 导致 ISRJ 信号时频特征明显、易被雷达系统识别与抑制的问题, 提出一种基于频谱弥散的间歇采样转发干扰 (smeared spectrum-interrupted sampling repeater jamming, SMSP-ISRJ) 方法。该方法将频谱弥散技术引入间歇采样转发机制中, 通过对所截取的雷达局部信号片段进行相位重映射来改变其调频斜率, 从而改变了干扰信号的脉压输出特性与时频分布规律。仿真结果表明: 相较于传统 ISRJ 方法, SMSP-ISRJ 产生的 0 阶假目标到 1 阶假目标的幅度衰减速率明显减缓, 且通过调节采样周期与压缩因子等参数, 可灵活实现欺骗干扰和压制干扰的效果切换; 在抗识别与抗抑制方面, SMSP-ISRJ 使基于时频域行聚类的抗干扰算法失效, 干扰信号经抑制后的脉压输出在真实目标附近仍残留多个高幅值虚假峰。

关键词: 雷达电子对抗; 有源干扰; 间歇采样转发干扰; 频谱弥散调制; 脉冲压缩

中图分类号: TN974

文献标志码: A

开放科学标识码(OSID):

文章编号: 2097-2741(2026)02-0032-12



听语音
与作者
聊科研

新体制雷达通过综合运用先进信号处理算法^[1-3]与抗干扰技术^[4], 特别是采用具备脉内或脉间相干特性的信号波形, 能够获取极高的相干处理增益, 从而显著提升雷达系统的探测与抗干扰性能^[5]。因此, 对雷达干扰与抗干扰技术的研究是电子战中永恒的课题。近年来, 随着数字射频存储器 (digital ratio frequency memory, DRFM) 的快速发展, 对脉内调制信号的相干存储和转发不再是难题, 基于 DRFM 产生的干扰信号可以视为雷达信号的相干复制品, 其在电子战中得到了广泛的应用^[6-7], 同时使得相干转发干扰技术得到蓬勃发展。

目前, 典型的相干转发干扰包括间歇采样转发干扰 (interrupted sampling repeater jamming, ISRJ)^[8]和移频转发干扰^[9]等, 相关技术已取得显著进展并得到广泛应用。ISRJ 通过对雷达信号以欠奈奎斯特频率进行交替采样与转发, 可在雷达接收处理后形成多个逼真假目标。此外, 该方法采

用收发分时体制, 有效解决了天线收发隔离的难题。但是, 传统的 ISRJ 仍存在以下问题: 一是随着雷达技术的不断发展, ISRJ 因其具有明显的时频特性以及能量分布特征, 可被多种抗干扰方法有效应对; 二是 ISRJ 具有假目标分布规律明显和假目标峰值衰减速度快等特性, 使其易被雷达系统识别和抑制, 导致间歇采样干扰技术在实际应用中面临巨大挑战。针对上述 2 个问题, 有关学者提出的 ISRJ 改进方法主要有变采样周期和转发时序 ISRJ^[10-13]、基于间歇采样转发的组合型干扰^[14-18]两大类。变采样周期和转发时序 ISRJ 包括重复转发、循环转发以及非均匀重复采样转发等。基于间歇采样转发的组合型干扰包括基于频率调制的 ISRJ^[14]、基于时域卷积的 ISRJ^[15-17]以及基于相位调制的 ISRJ^[18]等。这些研究极大地解决了传统 ISRJ 存在的假目标分布规律性强以及次假目标衰减速度快等问题, 但上述几种方法仍存在诸多不足, 例

收稿日期: 2025-10-21

修回日期: 2025-12-01

录用日期: 2026-01-04

基金项目: 国家自然科学基金 (62541134, 62401580)

第一作者: 吴其华 (1990—), 男, 副研究员, 主要从事成像雷达对抗研究。E-mail: stevewoo1990@outlook.com

引用格式: 吴其华, 张楷煜, 徐志明, 等. 基于频谱弥散调制的间歇采样转发干扰方法[J]. 火箭军工程大学学报, 2026, 40 (2): 32-43. WU Qihua, ZHANG Kaiyu, XU Zhiming, et al. Interrupted sampling repeater jamming method based on smeared spectrum modulation[J]. Journal of Rocket Force University of Engineering, 2026, 40 (2): 32-43.

如: 文献[11]所提的非均匀重复ISRJ通常表现为压制, 难以产生欺骗效果, 干扰形式单一; 文献[13]提出的间歇采样重复转发和间歇采样循环转发干扰只是改变了转发时序, 采样片段的脉压输出特性并未发生改变, 容易被识别抑制; 文献[14]所提的基于频率调制的ISRJ采样片段的脉压输出特性并未发生改变, 容易被抑制; 文献[16]所提的基于时域卷积的ISRJ计算量较大。因此, 研究一种新型的ISRJ技术具有十分重要的现实意义。

频谱弥散(smeared spectrum, SMSP)是信号在频域或时频域发生的展宽现象。对线性调频(linear frequency modulated, LFM)信号进行SMSP调制可通过过采样与相位重映射来实现^[19], 调制后的信号仍然为LFM信号, 但时宽变为原信号的 $1/m$, 带宽不变, 调频斜率变为调制前信号的 m 倍, 调制后信号的脉压输出波形在距离维上呈扩散现象^[20]。本文将SMSP调制技术和ISRJ相结合, 提出了频谱弥散-间歇采样转发干扰(smeared spectrum-interrupted sampling repeater jamming, SMSP-ISRJ)方法, 其核心思想在于对每一段采样信号进行SMSP调制后复制转发, 通过对干扰参数进行设置, 可以控制干扰效果为欺骗或压制。相对于传统ISRJ, SMSP-ISRJ方法改变了每一个脉冲的脉压输出特性以及时频特性, 使得抗ISRJ方法^[21-27]难以对其产生较好的抑制效果。

1 雷达信号SMSP调制模型

1.1 SMSP调制原理

SMSP是指信号在传播过程中频谱能量在频域或时频域发生扩散的现象, 可通过人为对信号进行调制, 使信号具有SMSP特性。一种对LFM信号实施SMSP调制的方式为: 首先, 运用时钟控制技术将截获的LFM信号在时域上压缩至原始时宽的 $1/m$; 同时, 通过相位调控使调频斜率变为原始值的 m 倍, 形成短时宽高调频斜率子信号; 最后, 将该信号复制 m 次并进行拼接, 拼接后的信号即为经SMSP调制后的信号。LFM信号经过SMSP调制前后的时频关系如图1所示。图中, f 为信号频率, T 为雷达脉冲信号的时宽, $T_j = T/m$ 为单个雷达信号经SMSP调制后的信号时宽。

1.2 SMSP数学模型

设雷达发射的基带信号为

$$S(t) = \exp(jk\pi t^2) \quad 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

式中: $k = B/T$ 为调频斜率, B 和 T 分别为信号的

带宽和脉宽; j 为虚数单位。

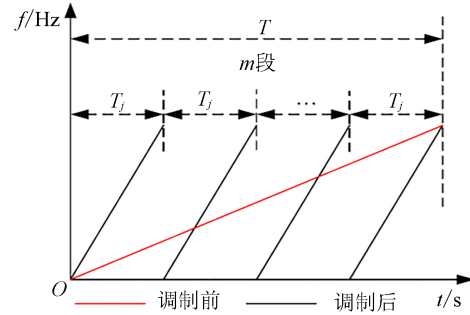


图1 LFM信号经SMSP调制前后的时频关系

Fig. 1 Time-frequency relationship of LFM signal before and after SMSP modulation

由雷达信号SMSP调制原理可知, SMSP调制后的第一个子信号为

$$S_{\text{SMSP}}(t) = \exp(jmk\pi t^2) \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{m} \quad (2)$$

将子脉冲重复 m 次得到调制后信号时域表达式为

$$S_{\text{SMSP}}(t) = S_{\text{SMSP}}(t) \otimes \sum_{i=1}^{m-1} \delta\left(t - i\frac{T}{m}\right) \quad (3)$$

式中: $\otimes$ 为卷积算子; $\delta(t)$ 为冲击函数。若 $t=0$, 则 $\delta(t)=1$, 否则 $\delta(t)=0$ 。

2 SMSP-ISRJ模型

2.1 ISRJ原理

ISRJ采用时分复用的工作模式, 即在雷达脉冲信号的不同时间段内交替执行采样和转发操作。系统首先截取并转发脉冲信号的第一个时间片段, 紧接着处理第二个时间片段, 依此类推, 直至完成对整个脉冲信号的间歇性处理, 详细流程如图2所示。

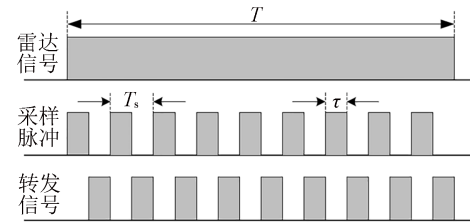


图2 ISRJ产生原理示意

Fig. 2 Schematic of ISRJ generation principle

图2中, τ 为采样信号的时宽, T_s 为采样周期, 采样信号 $p(t)$ 的时域形式为

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{\tau}{2}}{\tau}\right) \otimes \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s) \quad (4)$$

式中: $\text{rect}(t)$ 为门函数。若 $|t| \leq \frac{1}{2}$, 则 $\text{rect}(t) = 1$; 若 $|t| > \frac{1}{2}$, 则 $\text{rect}(t) = 0$ 。

ISRJ 信号的数学模型为

$$J_{\text{ISRJ}}(t) = s(t) p(t) \quad (5)$$

式中: $s(t)$ 为被调制的雷达信号。

2.2 SMSP-ISRJ 原理

SMSP-ISRJ 是将 SMSP 调制引入到 ISRJ 中的组合干扰方法, 干扰产生过程如图 3 (a) 所示, 其时频关系如图 3 (b) 所示。具体调制步骤为: 1) 系统对雷达脉冲信号进行间歇采样, 获取局部信号片段; 2) 对采样得到的信号片段进行下变频处理, 将其转换至基带; 3) 通过时钟控制与相位调控技术, 将信号时域宽度压缩至原宽度的 $1/m$, 同时将调频斜率提升为原始值的 m 倍; 4) 对完成 SMSP 调制的信号进行上变频, 使其频带与原始雷达信号保持一致; 5) 将处理后的信号片段转发 n_r 次; 6) 按序截获雷达脉冲的后续信号片段, 循环执行采样、SMSP 调制与转发操作, 直至覆盖整个雷达脉冲周期。

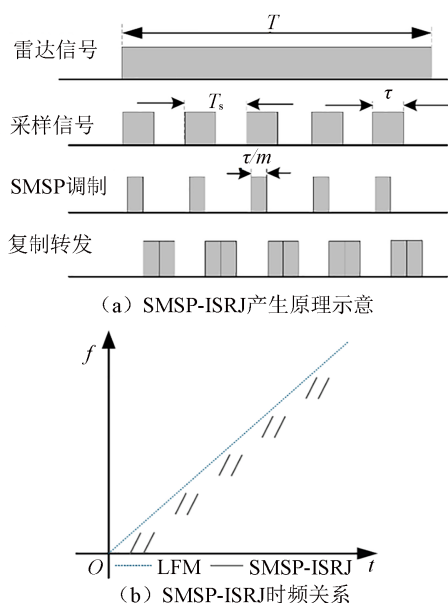


图 3 SMSP-ISRJ 产生原理与时频关系

Fig. 3 Generation principle and time-frequency relationship of SMSP-ISRJ signals

由图 3 可得, 与 LFM 信号相比, SMSP-ISRJ 信号在时频谱上的分布发生了扩散。此外, 该干扰方法的干扰参数除了 ISRJ 的相关参数之外, 还有时域压缩因子 m 以及转发次数 n_r 。

2.3 SMSP-ISRJ 数学模型

干扰机接收到的第 i 段采样信号为

$$s_i(t) = \exp(jk\pi t^2)$$

$$(i-1)T_s \leq t \leq (i-1+b)T_s \quad (6)$$

式中: $b = \tau/T_s$ 为占空比。

对式 (6) 进行下变频得到

$$s_i(t) = \exp(jk\pi t^2 - j2\pi k(i-1)T_s t)$$

$$(i-1)T_s \leq t \leq (i-1+b)T_s \quad (7)$$

设第 i 段采样信号经 SMSP 调制后在 $t=0$ 时刻转发, 其形式为

$$J_{\text{SMSP},i}(t) = C_i \exp\left(jmk\pi\left(t^2 + \frac{2}{m}(i-1)T_s t\right)\right) \quad (8)$$

$$0 \leq t \leq \frac{bT_s}{m}$$

式中: $C_i = \exp(-ji^2 k T_s^2 \pi)$ 。

基于此, SMSP-ISRJ 首次转发信号的数学模型为

$$J_{\text{SMSP-ISRJ}}^{(1)}(t) = \sum_{i=1}^l \{J_{\text{SMSP},i}(t) \otimes \delta[t - (i-1)T_s]\} \quad (9)$$

式中: $l = T/T_s$ 为采样次数。对 $J_{\text{SMSP-ISRJ}}^{(1)}(t)$ 转发 n_r 次后可表示为

$$J_{\text{SMSP-ISRJ}}^{(n_r)}(t) = J_{\text{SMSP-ISRJ}}^{(1)}(t) \otimes \sum_{i=0}^{n_r-1} \delta\left(t - i\frac{bT_s}{m}\right) \quad (10)$$

3 SMSP-ISRJ 信号脉压输出特性分析

第 2 节介绍了 SMSP-ISRJ 的生成机理和数学模型, 本节在此基础上对单段采样信号经 SMSP 调制后的脉压输出特性以及 SMSP-ISRJ 单次转发干扰的脉压响应进行分析。考虑到多次转发本质上是单次转发信号的时移叠加, 其脉压输出特性可通过单次转发结果直接推导, 因此本文不再单独赘述。

3.1 单段采样信号经 SMSP 调制后脉压输出特性分析

第 i 段采样信号经 SMSP 调制后脉压输出 (信号在 $t=0$ 时刻转发) 为

$$y_{\text{SMSP},i}(t) = J_{\text{SMSP},i}(t) \otimes h(t) =$$

$$C_i \int_{t-b\frac{T_s}{m}}^t \exp(jk\pi\theta(\tau)) d\tau \quad -T \leq t \leq 0 \quad (11)$$

$$\theta(\tau) = mk\pi \left[(t-\tau)^2 + \frac{2}{m}(i-1)T_s(t-\tau) - \frac{\tau^2}{m} \right] \quad (12)$$

式中: $h(t) = \exp(-jk\pi t^2)$ 为匹配滤波器的冲击响应。

用驻点相位法^[28]对式 (11) 的积分进行估计

可得

$$y_{\text{SMSP},i}(t) \approx \frac{1}{\sqrt{(m-1)k}} C_i \exp \left[jmk\pi \cdot \left((t-\tau_0)^2 + \frac{2}{m} (i-1) T_s (t-\tau_0) - \frac{\tau_0^2}{m} \right) + j\frac{\pi}{4} \right] - b \frac{(m-1)T_s}{m} - (i-1)T_s < t < -(i-1)T_s \quad (13)$$

式中: $\tau_0 = \frac{i-1}{m-1}T_s + \frac{m}{m-1}t$ 为驻相点。

以第2个采样切片为例, 图4对比了单段采样信号经 SMSP 调制后, 其脉压输出的理论估计与仿真结果, 其余各切片信号的脉压输出特性均与之相类似。其中, 采样信号带宽为 20 MHz, 脉宽为 30 μs , 功率为 1 W, 时域压缩因子为 5, 占空比为 0.3。

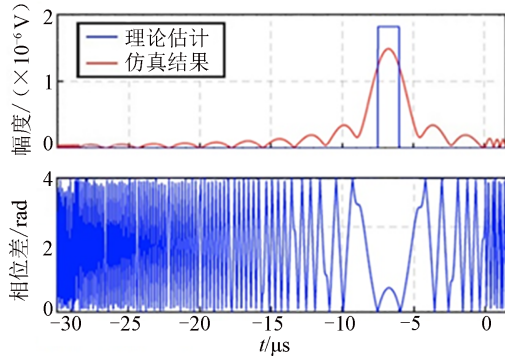


图4 单段采样信号经 SMSP 调制后脉压输出理论与仿真对比

Fig. 4 Theoretical and simulated value comparison of pulse compression outputs of single-segment sampling signals after SMSP modulation

从图4可以看出, 基于驻相法的理论估计结果在相位维度上与仿真结果吻合较好, 相位误差主要集中在旁瓣等低幅度区域, 对信号主体的影响微弱。然而, 该方法在幅度估计方面存在显著偏差, 难以准确描述脉压输出的包络特征。鉴于此, 本文引入 Fresnel 积分方法, 对脉压输出的幅度项进行分析。

基于 Fresnel 积分方法, $J_{\text{SMSP},i}(t)$ 的脉压输出 (信号在 $t=0$ 时刻转发) $y_{\text{SMSP},i}(t)$ 为

$$y_{\text{SMSP},i}(t) = C_i \exp \left\{ j\pi \left[mk \left(\frac{i-1}{m} T_s t + t^2 \right) - \frac{(mk(t + (i-1)T_s/m))^2}{(m-1)k} \right] \right\} I(t) \quad (14)$$

$$I(t) = \int_{t-b\frac{T_s}{m}}^t \exp \left\{ j(m-1)k\pi t \left[\tau - \frac{m}{(m-1)} \right] \right\} d\tau$$

$$\left(t + \frac{i-1}{m} T_s \right) \right]^2 d\tau \quad (15)$$

令

$$\frac{1}{2}x^2 = k(m-1) \left[\tau - \frac{m}{m-1} \left(t + \frac{i-1}{m} T_s \right) \right]^2 \quad (16)$$

则

$$\tau = \sqrt{\frac{1}{2(m-1)k}} x + \frac{m}{m-1} \left(t + \frac{i-1}{m} T_s \right) \quad (17)$$

将式(17)代入式(15)可得

$$I(t) = \sqrt{\frac{1}{2(m-1)k}} \int_{\varepsilon_i}^{\eta_i} \exp \left(j\frac{1}{2} \pi x^2 \right) dx = \sqrt{\frac{1}{2(m-1)k}} (F_{\text{exp}}(\eta_i) - F_{\text{exp}}(\varepsilon_i)) \quad (18)$$

$$\begin{cases} \eta_i = \sqrt{2(m-1)k} \left[\frac{-t}{m-1} - \frac{(i-1)T_s}{m-1} \right] \\ \varepsilon_i = \sqrt{2(m-1)k} \left[\frac{-t}{m-1} - \frac{(i-1)T_s}{m-1} - \frac{b}{m} T_s \right] \\ F_{\text{exp}}(\eta_i) = \int_0^{\eta_i} \exp \left(j\frac{1}{2} \pi x^2 \right) dx \\ F_{\text{exp}}(\varepsilon_i) = \int_0^{\varepsilon_i} \exp \left(j\frac{1}{2} \pi x^2 \right) dx \end{cases} \quad (19)$$

式(18)给出了 $y_{\text{SMSP},i}(t)$ 的幅度特性, 但式(18)中 $F_{\text{exp}}(\eta_i) - F_{\text{exp}}(\varepsilon_i)$ 结构复杂, 难以直接分析其幅度和范围。然而, 当干扰参数确定时, $\eta_i - \varepsilon_i$ 和 $I(t)$ 也随之确定。为直观地分析 $y_{\text{SMSP},i}(t)$ 的幅度和范围随干扰参数的变化关系, 本文通过计算构造函数 $|F_{\text{exp}}(v_1) - F_{\text{exp}}(v_2)|$ 与 $v_2 = v_1 + p$ 的截线来获取固定 p 的情况下 $|F_{\text{exp}}(v_1) - F_{\text{exp}}(v_2)|$ 随 v_1 的变化曲线, 其中 $p = \varepsilon_i - \eta_i$, 可视化结果如图5所示。

图5(a)展示了垂直平面 $v_2 = v_1 + p$ 与曲面 $|F_{\text{exp}}(v_1) - F_{\text{exp}}(v_2)|$ 的截线, 图5(b)展示了截线的平面视图。由图5可见, 曲线具有明显的对称特征, 结合式(13)分析可知, 其对称轴位于

$$t_0 = -\frac{b}{2m} T_s (m-1) - (i-1) T_s \quad (20)$$

进一步计算可得, 不同 p 取值下 $|F_{\text{exp}}(v_1) - F_{\text{exp}}(v_2)|$ 的峰值和覆盖范围如图6所示。

由图6可得, $|F_{\text{exp}}(v_1) - F_{\text{exp}}(v_2)|$ 的峰值及覆盖范围与干扰参数 p 密切相关。图6(a)中, $|F_{\text{exp}}(v_1) - F_{\text{exp}}(v_2)|$ 的峰值随着 p 的增大而呈上升趋势, 当 p 超过 2.5 后, 其峰值上下浮动, 但整体趋于稳定。图6(b)中, 当 $p > 2.6$ 时, $|F_{\text{exp}}(v_1) - F_{\text{exp}}(v_2)|$ 的覆盖范围随 p 的增加而逐渐增大;

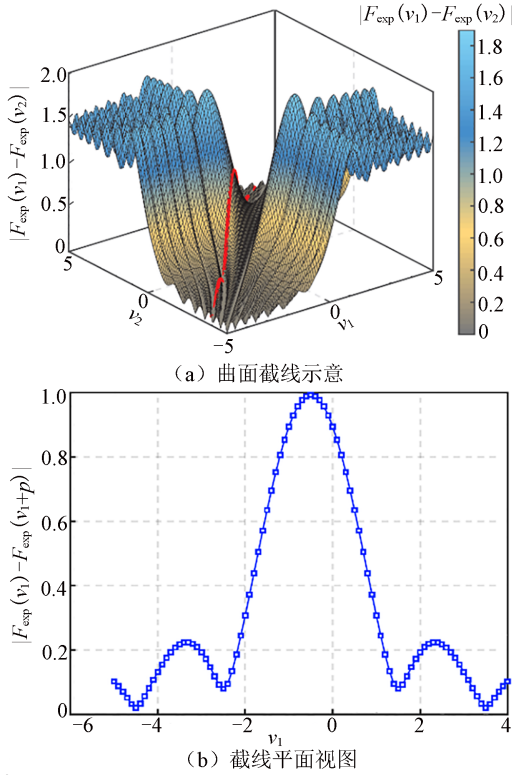
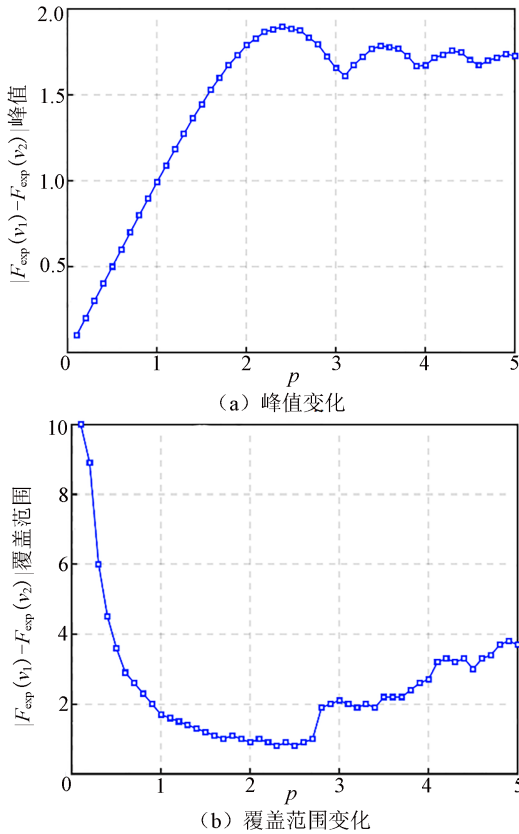


图 5 可视化结果

Fig. 5 Visualization result

图 6 $|F_{\exp}(v_1) - F_{\exp}(v_2)|$ 的峰值与覆盖范围随干扰参数 p 的变化曲线Fig. 6 Variation curves of $|F_{\exp}(v_1) - F_{\exp}(v_2)|$ peaks and coverage range with jamming parameter p

当 $1.8 < p \leq 2.6$ 时, 其覆盖范围基本保持恒定; 当 $p \leq 1.8$ 时, 覆盖范围随 p 的增大而单调递减。需要注意的是, 图 6 (b) 中的覆盖范围对应于 $|F_{\exp}(v_1) - F_{\exp}(v_2)|$ 的幅值, 而非干扰信号脉压输出 $I(t)$ 的覆盖范围。因此, 需要通过映射因子将其转换为 $I(t)$ 的实际覆盖范围, 映射因子 α 的计算公式为

$$\alpha = \frac{m-1}{\sqrt{2(m-1)k}} \quad (21)$$

综上所述, 将图 6 (b) 查找得到的覆盖范围乘以映射因子 α , 即可得到 $J_{\text{SMSP}}^{(i)}(t)$ 脉压输出在时间维上的覆盖范围。

3.2 SMSP-ISRJ 单次转发干扰信号的脉压输出特性分析

由式 (19) 可知, 若在 $t = (i-1)T_s$ 时刻转发信号 $J_{\text{SMSP},i}(t)$, 其脉压输出包络对称轴会出现在 $t_0 = -bT_s(m-1)/(2m)$ 处, 即 $J_{\text{SMSP-ISRJ}}^{(i)}(t)$ 的脉压输出会集中在 t_0 处。由于不同切片信号的脉压结果存在相位差异, 其相干叠加会产生干涉效应, 当各切片信号的相位差满足相长干涉条件时, 叠加后信号的模将呈现极大值。

根据式 (13) 可得, 第 i_1 次采样的切片信号和第 i_2 次采样的切片信号经 SMSP 调制后脉压输出的相位差函数为

$$\Delta\phi_{(i_1, i_2)}(t) = \angle y_{\text{SMSP}, i_1}(t - i_1 T_s) - \angle y_{\text{SMSP}, i_2}(t - i_2 T_s) = 2k\pi T_s(i_1 - i_2)t + C \quad (22)$$

式中: C 为常数, 是 $k\pi T_s^2$ 的整数倍; $\angle$ 为取相位操作。

分析式 (22) 可得, 当满足 $kT_s^2\pi = 2n\pi$ 时, 信号间的相位差完全由 $2k\pi T_s(i_1 - i_2)t$ 决定, 此时若满足相位相长干涉条件, 则可推导出虚假峰的间隔。时间维上相邻虚假峰的间距 Δt 为

$$\Delta t = \frac{T}{T_s B |i_2 - i_1|} \quad (23)$$

综上所述, 当各切片信号满足相位相长干涉条件时, 单次转发 SMSP-ISRJ 信号的脉压输出会出现多个峰值, 可被雷达系统识别为目标, 从而产生欺骗干扰效果。此外, 虚假峰间距仅与采样转发周期 T_s 和信号带宽 B 有关, 与压缩因子 m 、占空比 b 无关。当干扰参数不满足相位相长干涉条件时, 各切片信号脉压结果中相位差函数的线性项与常数项将产生耦合效应, 导致达到相长干涉的时刻无法周期出现, 此时虚假峰的时间间隔不能确定。

4 仿真分析

4.1 干扰参数对 SMSP-ISRJ 脉压输出的影响

设置雷达信号带宽为 5.21 MHz, 发射脉宽为 125.6 μs , 采样率为 26 MHz, 载频为 3 GHz。在此基础上, 改变干扰参数 (占空比 b 、压缩因子 m 、采样周期 T_s), 分析其对 SMSP-ISRJ 单次转发干扰信号脉压输出的影响。

不同占空比下 SMSP-ISRJ 的归一化脉压输出结果如图 7 所示, 归一化因子为完整的雷达脉冲信号经脉冲压缩后的幅值。其中, 压缩因子 $m = 2$, 采样周期 $T_s = 9.81 \mu\text{s}$ 。

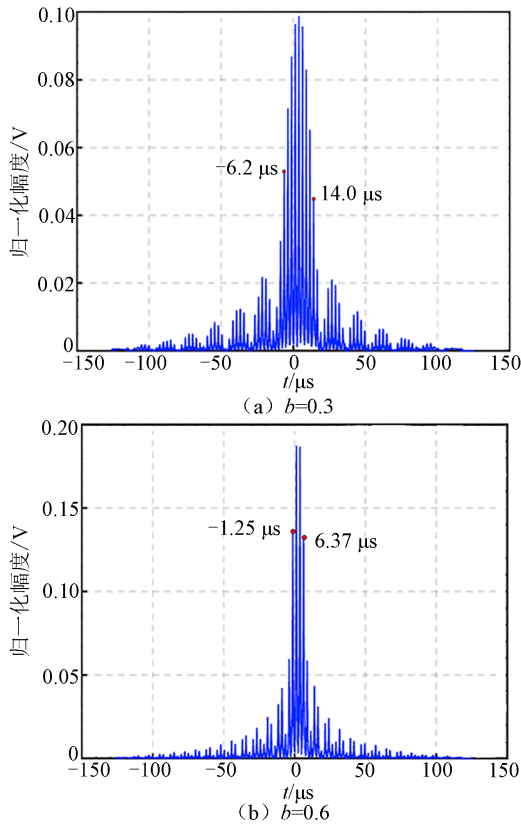


图 7 不同占空比下 SMSP-ISRJ 的归一化脉压输出结果
Fig. 7 Normalized pulse compression outputs of SMSP-ISRJ under different duty cycles

从图 7 可以看出, 随着占空比从 0.3 增加至 0.6, SMSP-ISRJ 的脉压输出峰值随之提高。同时, 干扰范围 (以主瓣两侧显著假峰的时间跨度衡量, 时间跨度由 20.2 μs 减小至 7.62 μs) 和虚假峰数量相应减少。上述规律与 3.1 节的公式推导相符, 原因是占空比的增加意味着干扰信号能量的积累, 直接导致虚假峰值提高。

不同压缩因子下 SMSP-ISRJ 的归一化脉压输出结果如图 8 所示。其中, 占空比 $b = 0.5$, 采样周

期 $T_s = 9.81 \mu\text{s}$ 。

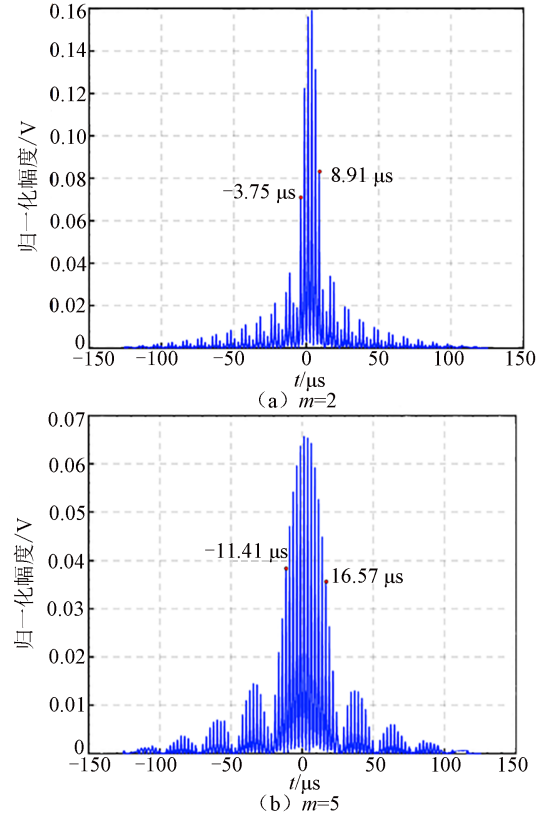


图 8 不同压缩因子下 SMSP-ISRJ 的归一化脉压输出结果
Fig. 8 Normalized pulse compression outputs of SMSP-ISRJ under different compression factors

由图 8 可知, 随着压缩因子从 2 增大到 5, 干扰覆盖范围的时间跨度由 12.66 μs 增加至 27.98 μs , 产生的假目标数量也随之增多, 这一仿真结果同时验证了 3.1 节理论分析的正确性。此外, 脉压输出的峰值从 0.160 降低至 0.065, 表明干扰信号的脉压输出幅值随压缩因子的增大而呈递减趋势, 其原因在于压缩因子的增大会导致干扰信号总能量的衰减, 进而使得脉冲压缩后的虚假峰峰值降低。

不同采样周期下 SMSP-ISRJ 的归一化脉压输出结果如图 9 所示。其中, 占空比 $b = 0.5$, 压缩因子 $m = 2$ 。

由图 9 可知, 随着采样周期从 6.94 μs 增加至 17.00 μs , 信号的干扰覆盖范围减小, 假目标数量也相应减少。同时, 表 1 列出了不同采样周期下假目标间距的理论值与仿真值 (即图 9 中左上角 Δt) 对比结果, 结果显示, 两者的相对误差均低于 3%, 从而证实了 3.2 节理论推导的正确性。

图 10 展示了干扰参数不满足相长干涉条件时 SMSP-ISRJ 的归一化脉压输出结果。对比图 9 可知, 尽管采样周期仅增加了 0.2 μs , 但脉压输出波

形已不再具备锐利的峰值特征,难以实现有效的欺骗干扰。因此,该类参数配置通常更适用于压制干扰场景。

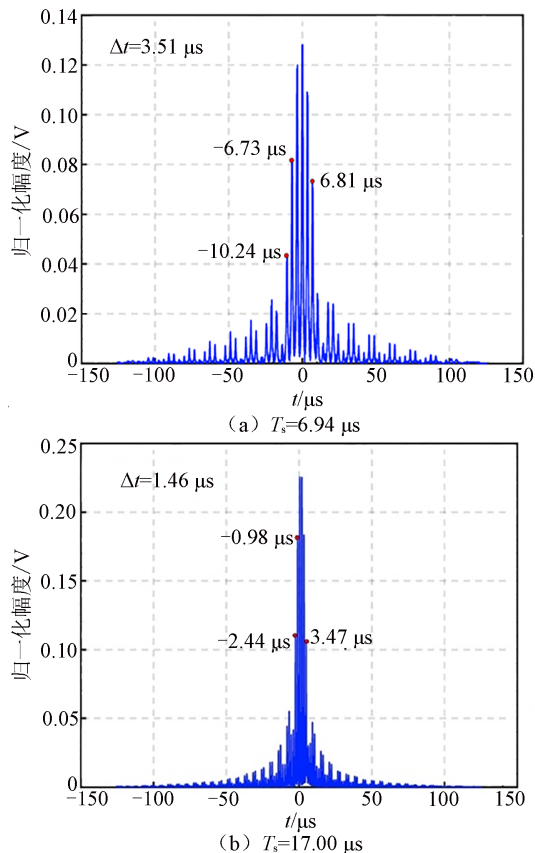


图 9 不同采样周期下 SMSP-ISRJ 的归一化脉压输出结果
Fig. 9 Normalized pulse compression outputs of SMSP-ISRJ under different sampling periods

表 1 不同采样周期下假目标间距理论值与仿真值对比
Table 1 Comparison of theoretical and simulated values of false target spacing under different sampling periods

$T_s/\mu s$	Δt 理论值/ μs	Δt 仿真值/ μs	误差/%
6.94	3.57	3.51	1.7
9.81	2.45	2.50	2.0
13.89	1.73	1.73	0
17.00	1.42	1.46	2.8

4.2 SMSP-ISRJ 与 ISRJ 脉压输出的对比

前文理论结果分析表明,相比于仅具备欺骗特征的传统 ISRJ, SMSP-ISRJ 通过参数调整可灵活实现欺骗或压制效果。为进一步验证所提方法在欺骗干扰模式下的性能优势,在满足欺骗干扰约束的前提下,对单次转发 SMSP-ISRJ 与传统 ISRJ 的脉压输出特性进行了对比分析。

仿真实验中,雷达与干扰信号的关键参数设置如下:线性调频信号带宽 $B = 5.12$ MHz,脉宽

$\tau = 125.6 \mu s$ 。其中, SMSP-ISRJ 的占空比设为 0.5,时域压缩因子 $m = 2$,转发次数 $n_r = 1$ 。作为对比, ISRJ 的占空比设为 0.25 (旨在保证两者的转发切片宽度一致)。采样周期为 $13.88 \mu s$ 时 2 种干扰信号的归一化脉压输出结果如图 11 所示。

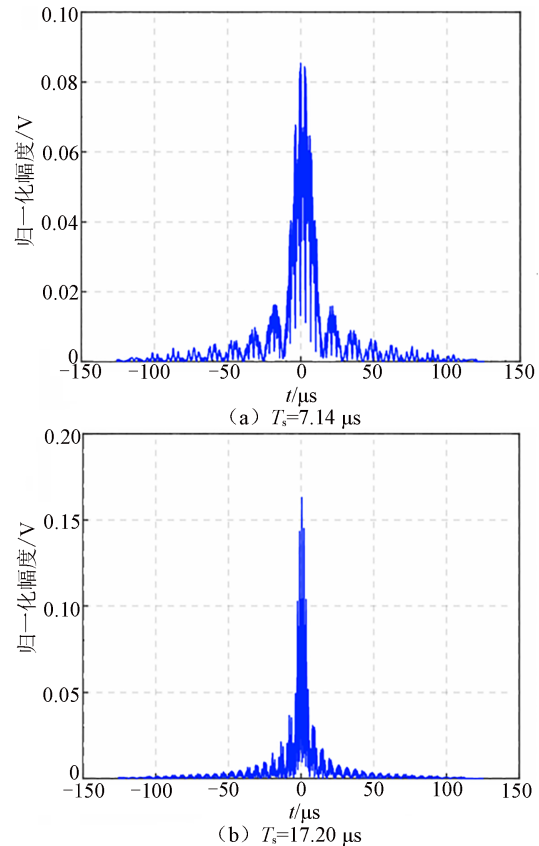


图 10 干扰参数不满足约束条件时 SMSP-ISRJ 的归一化脉压输出结果
Fig. 10 Normalized pulse compression outputs of SMSP-ISRJ when jamming parameters violate constraints

由图 11 可得, SMSP-ISRJ 与 ISRJ 的脉压输出高度相似,即两者均在主假峰两侧形成了多组等间距的虚假峰,且旁瓣的数量、分布密度基本一致。经计算,2 种干扰产生的虚假峰数量相等,仅主假峰的时间位置存在显著差异, SMSP-ISRJ 脉压输出幅值最大的虚假峰出现在 $-1.95 \mu s$,而 ISRJ 的主假目标则出现在 $0 \mu s$ 附近。

图 12 给出了 2 种干扰信号产生的各阶假目标的归一化幅度和其相对于 0 阶假目标的位置。

由图 12 (a) 可知, SMSP-ISRJ 的 0 阶假目标到 1 阶假目标的幅度衰减略低于 ISRJ,其余各阶假目标衰减幅度与 ISRJ 相类似,表明 SMSP-ISRJ 产生的主假目标幅度衰减速率小于 ISRJ。此外,图 12 (b) 表明两者的高阶假目标相对于 0 阶假目标的位置几乎保持一致。

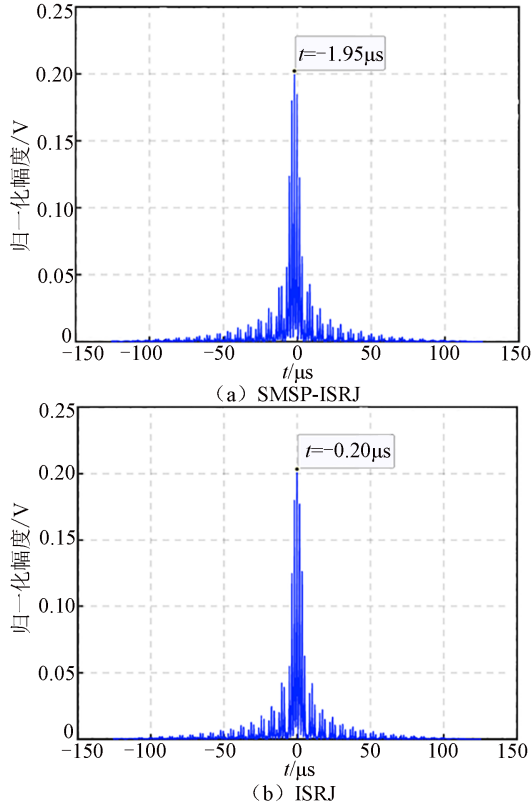


图 11 采样周期为 $13.88 \mu\text{s}$ 时 2 种干扰信号的归一化脉压输出结果

Fig. 11 Normalized pulse compression outputs of two jamming signals at a sampling period of $13.88 \mu\text{s}$

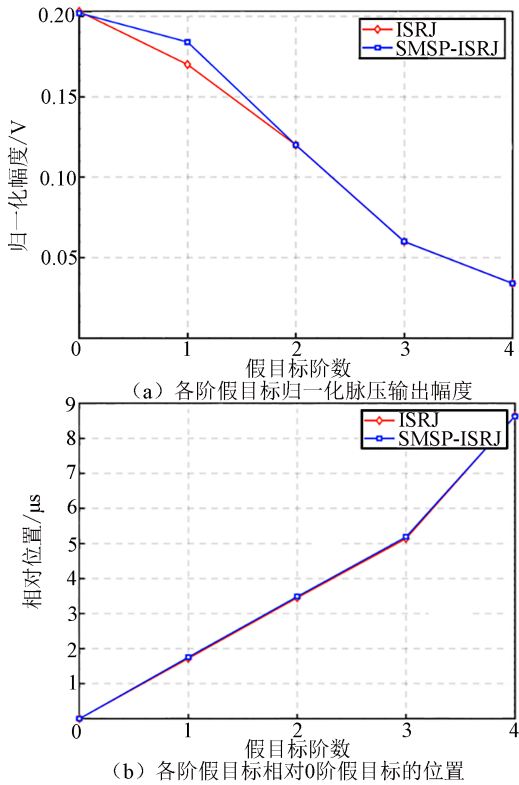


图 12 各阶假目标脉压输出幅度和相对位置

Fig. 12 Pulse compression output amplitudes and relative positions of false targets of different orders

为进一步分析采样周期对脉压输出结果的影响, 图 13 分别给出了 2 种干扰信号的覆盖范围及脉压输出最大值随采样周期的变化曲线。其中, 干扰覆盖范围被定义为幅度超过 0 阶假目标 0.3 倍的第一个假目标与最后一个假目标之间的时间跨度。

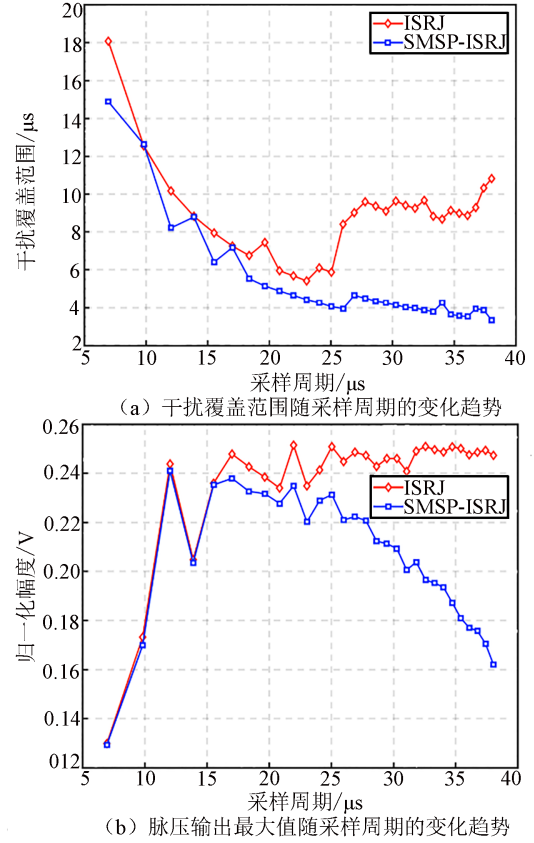


图 13 2 种干扰信号的覆盖范围和最大脉压输出随采样周期的变化

Fig. 13 Variations of coverage range and maximum pulse compression output of two jamming signals with different sampling periods

由图 13 (a) 可知, 当采样周期 $T_s < 25 \mu\text{s}$ 时, SMSP-ISRJ 与 ISRJ 的干扰覆盖范围随采样周期的变化趋势基本一致; 当 $T_s > 25 \mu\text{s}$ 时, ISRJ 的覆盖范围则显著大于 SMSP-ISRJ, 且两者的干扰覆盖范围呈现出不同的变化趋势。将曲线的转折点 $T_s = 25 \mu\text{s}$ 代入式 (20) 计算可得 $p = 1.8$, 该结果与 3.1 节的理论分析结论完全吻合。进一步观察图 13 (b) 可知, 在 $T_s < 25 \mu\text{s}$ 的区间内, ISRJ 的 0 阶假目标幅度略高于 SMSP-ISRJ; 当 $T_s > 25 \mu\text{s}$ 时, 两者表现出截然不同的趋势, 即 ISRJ 的 0 阶假目标幅度趋于稳定, 其与完整回波脉压输出幅度的比值逼近 0.25, 而相比之下, SMSP-ISRJ 的脉压输出幅值则随采样周期的增大而持续衰减。造成这一显著差异的原因在于: 当采样频率远大

于信号带宽时, ISRJ 经脉冲压缩后的输出波形逐渐逼近目标信号, 能量集中于 0 阶假目标, 而 SMSP-ISRJ 由于其特殊的调制机制, 并不遵循此规律, 这一特性构成了 SMSP-ISRJ 与传统 ISRJ 的重要区别。

4.3 抗 ISRJ 方法对 SMSP-ISRJ 的抑制效果分析

现有公开文献中抗 ISRJ 方法主要分为发射波形设计^[21]和接收端处理^[24]2 种。本文选取基于时频行聚类的抗 ISRJ 方法^[27], 分析其对 SMSP-ISRJ 的抑制效果, 并与传统的 ISRJ 干扰抑制效果进行比较, 以证明所提方法的先进性。

设置雷达发射信号脉冲宽度为 $10\ \mu\text{s}$, 带宽为 $100\ \text{MHz}$, 采样率为 $200\ \text{MHz}$, 中心载频为 $3\ \text{GHz}$, 压缩因子为 3, 转发次数为 3, 采样周期为 $2.4\ \mu\text{s}$, 干信比为 $12\ \text{dB}$, 信噪比为 $10\ \text{dB}$, SMSP-ISRJ 和 ISRJ 的占空比分别为 0.5 和 0.2。

图 14 给出了 2 种干扰方法经抗 ISRJ 方法干扰抑制后脉压输出的恒虚警 (constant false alarm rate, CFAR) 检测结果。

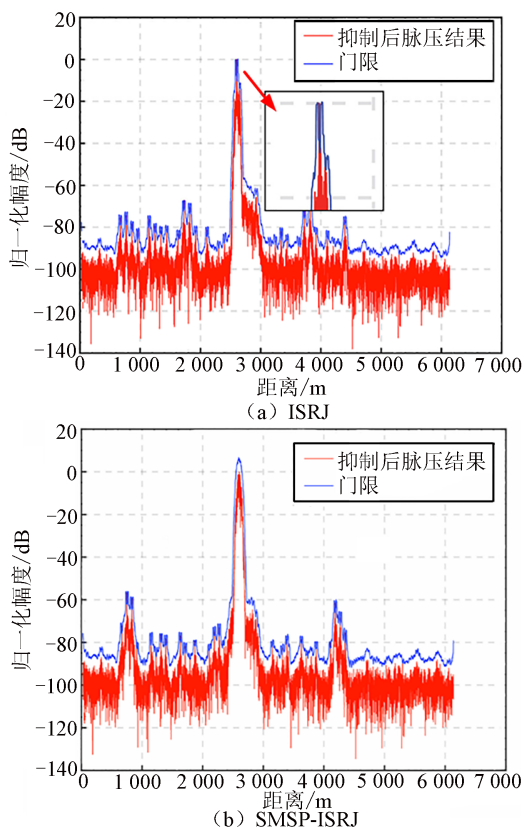


图 14 2 种干扰方法经抑制后的 CFAR 检测结果

Fig. 14 CFAR detection results of two jamming algorithms after jamming suppression

从图 14 (a) 可以观察到, 在对传统 ISRJ 干扰应用抑制算法后, 其脉压结果在目标真实位置

呈现一个锐利的峰, 其幅值明显高于目标周围区域的虚假峰, CFAR 可以准确地检测出具体位置。与之相比, 对 SMSP-ISRJ 干扰应用相同抑制算法后, 目标周围区域出现了多个幅值相近的峰, 这使得对真实目标位置的识别更加困难。

5 结论

本文将 SMSP 调制技术与 ISRJ 相结合, 提出了一种 SMSP-ISRJ 雷达干扰方法, 并对其脉冲压缩输出特性进行了理论分析与仿真验证, 此外还分析了抗 ISRJ 方法对 SMSP-ISRJ 的抑制效果, 主要结论如下。

1) 建立了 SMSP-ISRJ 的数学模型, 通过理论推导明确了单段间歇采样信号经 SMSP 调制后的脉压输出特性, 揭示了干扰覆盖范围随时域压缩因子、占空比、采样周期等干扰参数变化的规律, 同时推导出可使该方法产生欺骗或压制干扰效果的具体参数约束条件, 为干扰参数的设计提供了理论依据。

2) 基于时频域行聚类的抗干扰方法对传统 ISRJ 具有良好抑制效果, 抑制后雷达脉压输出能清晰呈现真实目标的峰值, 但该方法对 SMSP-ISRJ 的抑制效果显著变差, 抑制后真实目标附近仍残留多个高幅值虚假峰, 难以有效区分真实目标与假目标。

参考文献

- [1] 于焯, 毛鑫骞, 金国栋, 等. EMD-PCA 组合的低慢小目标微动特征提取方法[J]. 火箭军工程大学学报, 2025, 39(3): 45-53.
Yu Ye, Mao Xinqian, Jin Guodong, et al. EMD-PCA combination-based micromotion feature extraction method of low-slow-small targets[J]. Journal of Rocket Force University of Engineering, 2025, 39(3): 45-53.
- [2] 王洋洋, 曹菲. 基于广义回归神经网络插值的雷达引信回波模拟[J]. 火箭军工程大学学报, 2024, 38(5): 69-80.
Wang Yangyang, Cao Fei. Radar fuse echo simulation based on generalized regression neural network interpolation[J]. Journal of Rocket Force University of Engineering, 2024, 38(5): 69-80.
- [3] 董孟琛, 杨剑, 李传祥, 等. 一种基于复合滤波的海面雷达距离多普勒图像去噪算法[J]. 火箭军工程大学学报, 2025, 39(1): 13-20.
Dong Mengchen, Yang Jian, Li Chuanxiang, et al.

- Composite filtering-based denoising algorithm for sea surface radar range-Doppler images[J]. Journal of Rocket Force University of Engineering, 2025, 39(1): 13-20.
- [4] 王宵龙, 曹菲. 基于广义斜投影的雷达抗主瓣干扰方法[J]. 火箭军工程大学学报, 2024, 38(2): 39-48. Wang Xiaolong, Cao Fei. An anti main-lobe interference method based on generalized oblique projection[J]. Journal of Rocket Force University of Engineering, 2024, 38(2): 39-48.
- [5] Morris G V, Kastle T A. Trends in electronic counter-countermeasures[C]//National Telesystems Conference Proceedings. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1991: 265-269.
- [6] Lewis B L, Kretschmer F F. Linear frequency modulation derived polyphase pulse compression codes[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1982, 18(5): 637-641.
- [7] Zhu Dekang, Liu Yongxiang, Huo Kai, et al. A novel high-precision phase-derived-range method for direct sampling LFM radar[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2016, 54(2): 1131-1141.
- [8] 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.
- [9] 刘忠, 陈登伟, 谢晓霞, 等. LFM脉冲压缩雷达抗移频干扰的方法研究[J]. 现代雷达, 2006, 28(11): 84-86. Liu Zhong, Chen Dengwei, Xie Xiaoxia, et al. A countering technique for LFM PC radar against shift-frequency jamming[J]. Modern Radar, 2006, 28(11): 84-86.
- [10] 吴传章, 陈伯孝. 间歇非均匀采样转发干扰产生方法研究[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 43(1): 1-10. Wu Chuazhang, Chen Baixiao. Study on generating method of interrupted non-uniform sampling repeater jamming[J]. Systems Engineering and Electronics, 2021, 43(1): 1-10.
- [11] 张养瑞, 李云杰, 李曼玲, 等. 间歇采样非均匀重复转发实现多假目标压制干扰[J]. 电子学报, 2016, 44(1): 46-53. Zhang Yangrui, Li Yunjie, Li Manling, et al. Suppress jamming technique of multiple false targets on interrupted-sampling and non-uniform periodic repeater[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(1): 46-53.
- [12] 罗志豪, 李建兵, 董雪雨, 等. LFM雷达的非均匀间歇采样重复转发干扰研究[J]. 信息工程大学学报, 2022, 23(4): 402-407.
- Luo Zhihao, Li Jianbing, Dong Xueyu, et al. Research on non-uniform interrupted sampling periodic repeater jamming for LFM radar[J]. Journal of Information Engineering University, 2022, 23(4): 402-407.
- [13] 邬逸昕. 间歇采样转发干扰识别与对抗技术研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2021: 23-43.
- [14] 刘一兵, 常文泰, 徐忠富, 等. 间歇采样移频重复转发高效干扰方法研究[J]. 现代防御技术, 2022, 50(5): 85-92. Liu Yibing, Chang Wentai, Xu Zhongfu, et al. Study on efficient method of interrupted sampling periodic repeater jamming based on frequency shift[J]. Modern Defense Technology, 2022, 50(5): 85-92.
- [15] 朱红, 张德平, 王超, 等. 采用卷积调制与间歇采样的多假目标干扰方法[J]. 电子设计工程, 2012, 20(6): 89-91. Zhu Hong, Zhang Deping, Wang Chao, et al. Multi-false-target jamming based on convolution modulation and interrupted-sampling[J]. Electronic Design Engineering, 2012, 20(6): 89-91.
- [16] 吴筑莉, 熊鑫, 余国文, 等. 间歇采样灵巧噪声重复转发干扰研究[J]. 雷达科学与技术, 2018, 16(3): 311-316. Wu Zhuli, Xiong Xin, Yu Guowen, et al. Research on smart noise jamming based on interrupted-sampling and periodic repeated techniques[J]. Radar Science and Technology, 2018, 16(3): 311-316.
- [17] 郭雷, 李宏, 李青山. 相参雷达间歇采样灵巧干扰方法[J]. 现代防御技术, 2013, 41(3): 111-116. Guo Lei, Li Hong, Li Qingshan. Interrupted sampling smart jamming method for coherent radar[J]. Modern Defense Technology, 2013, 41(3): 111-116.
- [18] 降佳伟, 吴彦鸿, 王宏艳, 等. 基于多相位分段调制的间歇采样转发干扰[J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(7): 1450-1458. Jiang Jiawei, Wu Yanhong, Wang Hongyan, et al. Intermittent sampling repeater jamming based on multiple phases sectionalized modulation[J]. Systems Engineering and Electronics, 2019, 41(7): 1450-1458.
- [19] 刘治东, 张群, 罗迎, 等. 基于孪生波形设计的频谱弥散干扰抑制方法[J]. 航空学报, 2022, 43(2): 352-361. Liu Zhidong, Zhang Qun, Luo Ying, et al. A smeared spectrum interference suppression method based on twinwaveform design[J]. Acta Aeronautica et As-

- tronautica Sinica, 2022, 43(2): 352-361.
- [20] 王陶然, 庞晨, 祝迪, 等. 线性调频雷达信号的拉伸变换干扰及特性研究[J]. 电波科学学报, 2025, 42(2): 371-380.
- Wang Taoran, Pang Chen, Zhu Di, et al. Stretching transform jamming and characteristics of linear frequency modulation radar signal[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2025, 42(2): 371-380.
- [21] 何金阳, 程子扬, 何子述. 抗间歇采样转发干扰的认知恒模波形设计方法[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 43(9): 2448-2456.
- He Jinyang, Cheng Ziyang, He Zishu. Cognitive constant modulus waveform design method against interrupted sampling repeater jamming[J]. Systems Engineering and Electronics, 2021, 43(9): 2448-2456.
- [22] 周畅, 汤子跃, 朱振波, 等. 抗间歇采样转发干扰的波形设计方法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(9): 2198-2205.
- Zhou Chang, Tang Ziyue, Zhu Zhenbo, et al. Anti-interrupted sampling repeater jamming waveform design method[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2018, 40(9): 2198-2205.
- [23] 刘智星, 杜思予, 吴耀君, 等. 脉间-脉内捷变频雷达抗间歇采样干扰方法[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 301-312.
- Liu Zhixing, Du Siyu, Wu Yaojun, et al. Anti-interrupted sampling repeater jamming method for interpulse and intrapulse frequency-agile radar[J]. Journal of Radars, 2022, 11(2): 301-312.
- [24] 周凯, 何峰, 栗毅. 一种快速抗间歇采样转发干扰波形和滤波器联合设计算法[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 264-277.
- Zhou Kai, He Feng, Su Yi. Fast algorithm for joint waveform and filter design against interrupted sampling repeater jamming[J]. Journal of Radars, 2022, 11(2): 264-277.
- [25] 董淑仙, 吴耀君, 方文, 等. 频率捷变雷达联合模糊 C 均值抗间歇采样干扰[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 289-300.
- Dong Shuxian, Wu Yaojun, Fang Wen, et al. Anti-interrupted sampling repeater jamming method based on frequency-agile radar joint fuzzy C-means[J]. Journal of Radars, 2022, 11(2): 289-300.
- [26] 孙正阳, 董玫, 陈伯孝. 时频分析联合带通滤波抑制间歇采样转发干扰[J]. 西安电子科技大学学报, 2021, 48(2): 139-146.
- Sun Zhengyang, Dong Mei, Chen Baixiao. Interrupted sampling repeater jamming suppression based on time-frequency analysis and band-pass filtering[J]. Journal of Xidian University, 2021, 48(2): 139-146.
- [27] 钟琦, 魏绍仁, 贺志毅, 等. 基于时频域行聚类的抗间歇采样转发干扰方法[J]. 系统工程与电子技术, 2026, 48(1): 106-118.
- Zhong Qi, Wei Shaoren, He Zhiyi, et al. Anti-interrupted sampling repeater jamming method based on row-clustering in time-frequency domain[J]. Systems Engineering and Electronics, 2026, 48(1): 106-118.
- [28] 周旭广, 杨志强, 吴前垠. 基于驻相法的一种雷达调频信号频谱分析[J]. 空军预警学院学报, 2015(3): 177-179, 183.
- Zhou Xuguang, Yang Zhiqiang, Wu Qianyin. Spectrum analysis of radar FM signals based on stationary phase method[J]. Journal of Air Force Early Warning Academy, 2015(3): 177-179, 183.

Interrupted Sampling Repeater Jamming Method Based on Smeared Spectrum Modulation

WU Qihua, ZHANG Kaiyu, XU Zhiming, LIU Xiaobin,
GU Zhaoyu, ZHAO Feng

(National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

ABSTRACT: To address the issues of traditional interrupted sampling repeater jamming (ISRJ), such as regular false target distribution and rapid peak attenuation of high-order false targets, which resulted in distinct time-frequency characteristics of ISRJ signals and vulnerability to identification and suppression by ra-

dar systems, a smeared spectrum-interrupted sampling repeater jamming (SMSP-ISRJ) method was proposed. This method introduced the smeared spectrum technique into the interrupted sampling repeater mechanism and remapped the phase of the intercepted local radar signal segments to alter the frequency modulation slope of the radar signal fragments, thereby changing the pulse compression output characteristics and time-frequency distribution patterns of jamming signals. Simulation results show that, compared with traditional ISRJ methods, the SMSP-ISRJ method significantly slows down the amplitude attenuation rate from the 0th- to 1st-order false targets. It can flexibly switch between deceptive and suppressive jamming effects by adjusting parameters, such as sampling periods and compression factors. In terms of anti-identification and anti-suppression, SMSP-ISRJ disables anti-jamming algorithms based on time-frequency row clustering. After suppression, multiple high-amplitude false peaks remain near the real target in the pulse compression output of the jamming signals.

KEYWORDS: radar electronic countermeasure; active jamming; interrupted sampling repeater jamming; smeared spectrum modulation; pulse compression

(编辑: 刘建民)