

DOI:10.11918/202404006

SAR 抗转发式干扰波形设计与优化

张云^{1,2}, 姚慧雨¹, 张倩¹, 李高鹏^{1,2}

(1. 哈尔滨工业大学 电子与信息工程学院, 哈尔滨 150001;

2. 对海监测与信息处理工业和信息化部重点实验室(哈尔滨工业大学), 哈尔滨 150001)

摘要: 为提高合成孔径雷达(synthetic aperture radar, SAR)系统对抗转发式欺骗干扰的性能,提出一种基于非线性调频(non-linear frequency modulation, NLFM)信号的正交波形设计与优化技术,结合自主收发策略来优化波形组,使捷变发射的波形相互正交,从而达到在复杂环境下抑制转发式欺骗干扰的效果。首先,分析 SAR 系统转发式欺骗干扰的机理、波形捷变发射方法的合理性和有效性,提出利用正交波形设计进行抗干扰的方法;其次,采用 S 曲线法和分段函数法产生 NLFM 信号,基于拉格朗日算法,结合遗传算法对 NLFM 信号的波形组进行了优化设计;最后,通过仿真实验验证了本文方法设计的优化波形组在 SAR 系统中对抗转发式欺骗干扰的有效性。结果表明:由分段函数法产生 NLFM 波形后,在合适的干扰转发时延下,采用拉格朗日遗传算法优化 NLFM 波形的正交性,改善了波形的主瓣宽度和峰值旁瓣比,增强了捷变波形的正交性,提高了波形质量。

关键词: 波形设计;欺骗干扰;信号生成;波形优化;非线性系统

中图分类号: TN957.51

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2024)09-0017-14

Design and optimization of SAR waveforms for countering re-radiation deception jamming

ZHANG Yun^{1,2}, YAO Huiyu¹, ZHANG Qian¹, LI Gaopeng^{1,2}

(1. School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

2. Key Lab of Marine Environmental Monitoring and Information Processing (Harbin Institute of Technology), Ministry of Industry and Information Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: To enhance the capability of the synthetic aperture radar (SAR) system in anti-retransmission deception jamming, a technique for waveform design and optimization based on non-linear frequency modulation (NLFM) signals is proposed. This approach utilizes autonomous transmit-receive strategies to optimize waveform groups, ensuring that the waveforms emitted during agile transmission are mutually orthogonal. This enables effective suppression of retransmission deception jamming in complex environments. Firstly, the mechanism of retransmission deception jamming in SAR systems is analyzed, and the rationality and effectiveness of waveform agile transmission methods are discussed. A method for anti-jamming using orthogonal waveform design is then proposed. Secondly, NLFM signals are generated using the segmented function method, and the waveform group of NLFM signals is optimized based on the Lagrange algorithm in conjunction with the genetic algorithm. Finally, simulation experiments are conducted to verify the effectiveness of the optimized waveform set designed by the proposed method in countering retransmission deception jamming in SAR systems. The results show that when NLFM waveforms are generated by the segmented function method and optimized for orthogonality using the Lagrange genetic algorithm with appropriate jamming forwarding delays, they improve the mainlobe width and peak sidelobe ratio of the waveforms. This enhancement in orthogonality of agile waveforms leads to improved waveform quality.

Keywords: waveform design; deception jamming; signal generation; waveform optimization; non-linear systems

合成孔径雷达(synthetic aperture radar, SAR)系统具有全天时、全天候、远距离和高分辨的性能,其在海洋监测、国土探测等很多领域均发挥着重要作用。

但近年来 SAR 系统的工作环境正向复杂化和激烈化的方向发展,干扰信号也产生了多样性和较大的破坏性,严重影响了 SAR 系统的性能。通过分

收稿日期: 2024-04-01; 录用日期: 2024-05-06; 网络首发日期: 2024-06-25

网络首发地址: <https://link.cnki.net/urlid/23.1235.t.20240624.1533.006>

基金项目: 国家自然科学基金(62371170)

作者简介: 张云(1975—),女,教授,博士生导师

通信作者: 李高鹏,ligaopeng@hit.edu.cn

析雷达回波与干扰信号之间的差异,可以提升 SAR 的抗干扰能力,从而增强 SAR 系统的工作性能。因此,干扰的作用机理和抗干扰技术已成为目前研究的核心问题。

在抗干扰技术发展前,许多学者已经对干扰的性质进行了深入研究。1991 年,Condley^[1]首次开展 SAR 干扰技术的研究,标志着以数字射频存储器技术^[2]为代表的相参干扰的开始;刘佳伟等^[3]分析了窄带瞄噪声干扰的产生方法,指出该干扰能使传统抗干扰方法失效;He 等^[4]针对脉冲式 SAR 系统,研究相干噪声压制方法,使干扰信号获得脉冲压缩增益,在低功率下实现有效干扰。

常见的相参干扰包括压制干扰和欺骗干扰,本文重点研究转发式欺骗干扰的作用机理及其影响。转发式欺骗干扰通过干扰机截获雷达信号,模拟类似的回波信号,并在 SAR 图像中生成虚假点目标^[5]。这种干扰信号具有较高的相干积累增益,且功率需求小。常见的欺骗干扰类型有卷积调制欺骗干扰^[6]、间歇性采样转发干扰^[7-8]、移频调制干扰^[9]以及微动调制干扰等。转发式欺骗干扰的信号滞后于 SAR 回波至少一个脉冲重复周期 (pulse repetition time, PRT)^[10],针对该特点,Alamouti^[11]提出了空时编码波形分集的方法,由不同天线发射不同波形,能有效降低接收机的误码率;刘超等^[12]改进了该方法,提出在不同的雷达 PRT 发射不同波形,即在方位维编码处理,设计正交线性调频 (linear frequency modulation, LFM) 波形,从而有效区分真实目标和干扰信号,但干扰与目标随机分布时性能有所下降;Akhtar^[13-15]将脉冲分集技术应用于 SAR 抗干扰研究中,提出在同一 PRT 发射由多个不相关脉冲组成联合脉冲的方法,以区分干扰信号与 SAR 回波;Schuenger 等^[16]设计一组相互正交的发射脉冲,通过自相关和互相关性能评估波形的正交性,从而高效抑制干扰;Lee 等^[17]提出将随机码率和随机相位结合的方法,在 LFM 信号中引入随机相位信息以保证波形的正交性,并提高多普勒容限度,但其缺陷是使 SAR 成像质量下降。由此可知,以 LFM 信号为基础进行波形设计虽能实现抗干扰,但仍具有局限性。

相较于 LFM 信号,非线性调频 (non-linear frequency modulation, NLFM) 信号在脉压时无需加权处理即可获得较低的副瓣,提高了信号的主副瓣比,同时减小了脉压时的信噪比损失。NLFM 信号通过设计时频关系和调整能量分布,可以塑造其功率谱密度^[18],适用于正交波形的设计。朱志鹏等^[19]分析了基于窗函数的 NLFM 信号抗干扰性能,结果表

明 NLFM 信号对欺骗干扰具有良好的抑制能力。

基于波形捷变进行 SAR 抗干扰研究,关键在不同的 PRT 设计正交波形,从而在匹配滤波过程中区分干扰信号与真实回波。目前常用的正交波形优化方法是遗传算法,但遗传算法仅采用单一指标进行优化,可能导致波形的其他性能变差。此外,迭代过程中缺少约束条件,容易造成迭代不足或过度迭代的问题。

为解决上述问题,本文提出结合拉格朗日算法和遗传算法进行 NLFM 波形优化。通过添加不同指标下波形迭代优化的约束条件,不断更新参数值而获得最优解,经过两次迭代优化后实现波形的正交化,从而使优化结果更加准确,且有效提高了算法的收敛速度。

1 SAR 延时转发干扰及抗干扰波形设计

SAR 欺骗干扰过程为干扰机发射与 SAR 回波相同或相似的信号,在 SAR 图像上制造虚假目标,迷惑 SAR 的检测和跟踪系统。欺骗干扰能够通过“截获→调制→转发”的步骤在 SAR 图像上产生一个或多个虚假目标。延时转发式干扰相对于雷达真实回波具有滞后性,因此可以在不同脉冲周期发射不同的波形来抑制干扰。干扰机的工作示意图 1。

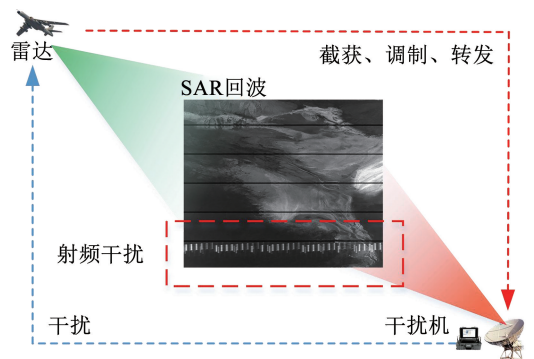


图 1 干扰机工作示意

Fig. 1 Schematic diagram of jammer operation

图 2 为 SAR 成像场景模型。平台沿曲线 AB 运动,飞行速度为 v 。设目标 P 的位置为 $(x_p, y_p, 0)$, t 为快时间,设 O' 为 $t=0$ 时的平台位置,平台高度为 H , O' 处平台飞行的速度为 $(0, v_y, v_z)$, 在 yoz 平面内的加速度为 $(0, a_y, a_z)$ 。假设 yoz 平面下在 t_m 时刻的场景坐标为 $(0, y_R, z_R)$, 则平台的坐标可以表示为 $(0, y_R, z_R) = (0, v_y t_m + 0.5 a_y t_m^2, H + v_z t_m + 0.5 a_z t_m^2)$ 。

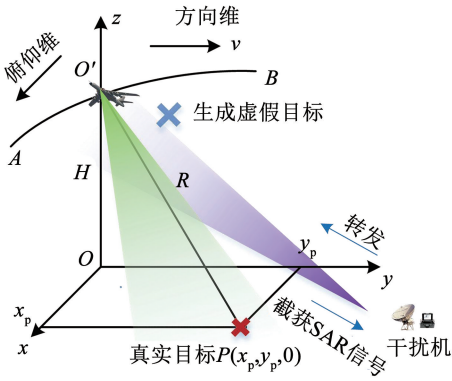


图2 载荷运动几何模型

Fig. 2 Load motion geometry

干扰机接收到 SAR 发射的信号后按照不同时延叠加,最终将得到的复合信号作为干扰信号转发给 SAR。SAR 发射线性调频信号为

$$s(t) = \text{rect}(t/\tau_p) \exp(j2\pi f_c t + j\pi K_r t^2) \quad (1)$$

式中: τ_p 为脉冲宽度, f_c 为载频, K_r 为调频率。

通过控制每次转发的时延,干扰机发射与目标距离单元不同的回波,在接收端形成多个虚假目标,使接收机无法区分真实回波与虚假目标。其原理见图3。

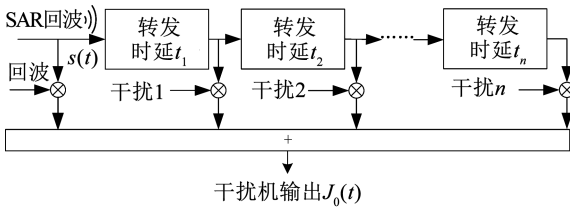


图3 滤波器复制虚假目标原理

Fig. 3 Principle of filter replication for false target generation

干扰机延时转发后的表达式为

$$J_0(t) = \sum_{k=1}^n \text{rect}\left[\frac{(t-t_k)}{\tau_p}\right] \exp[j2\pi f_c(t-t_k) + j\pi K_r(t-t_k)^2] \quad (2)$$

式中: t_k 为第 k 个虚假目标的转发时延, n 为在接收端产生的虚假目标个数。

雷达接收机收到的干扰信号为

$$J_0(t) = \sum_{k=1}^n \text{rect}\left[\frac{(t-t_k-2R_{sj}/c)}{\tau_p}\right] \times \exp[j2\pi f_c(t-t_k-2R_{sj}/c) + j\pi K_r(t-t_k-2R_{sj}/c)^2] \quad (3)$$

式中: c 为光速, R_{sj} 为干扰机到雷达天线的距离。

距离压缩后可表示为

$$J_{sc}(t) = \sum_{k=1}^n \tau_p \text{sinc}[\pi K_r \tau_p(t-t_k)] \times \text{rect}[(t-t_k)/2\tau_p] \exp(-j2\pi f_c x_k) \quad (4)$$

在经过压缩处理的干扰信号中,成像场景中可

能出现 n 个不同距离维单元的虚假目标,而干扰信号在方位维可以被压缩。由于干扰机对发射信号的调制和转发无法瞬时完成,假设干扰信号相比真实回波滞后一个 PRT,则可以在不同慢时间发射相互正交的信号波形,从而实现抗干扰。捷变发射原理见图4。

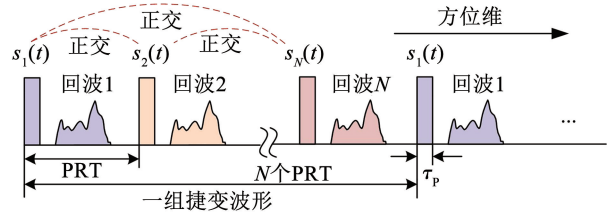


图4 捷变发射波形示意

Fig. 4 Schematic diagram of agile emission waveform

在发射捷变波形时,雷达在某一 PRT 内接收到的回波信号为

$$x(t) = s(t) + J(t) \quad (5)$$

式中: $s(t) = A_R p_m(t - \tau)$ 为第 m 个 PRT 内的真实回波信号,其中 τ 为真实回波时延, p_m 为发射捷变波形组, A_R 为真实回波幅度; $J(t) = A_J p_{m-1}(t - t_m)$ 为相同 PRT 内的转发欺骗干扰信号,与上个周期的发射脉冲相似,其中 A_J 为干扰信号幅度。

第 m 个 PRT 的匹配滤波函数为 $p_m^*(-t)$,则脉冲压缩后的输出为

$$y(t) = x(t) \otimes p_m^*(-t) = [s(t) + J(t)] \otimes p_m^*(-t) = s(t) \otimes p_m^*(-t) + J(t) \otimes p_m^*(-t) = y_1(t) + y_2(t) \quad (6)$$

式中 \otimes 表示卷积。

由式(6)可知,脉冲压缩后的信号中存在真实回波信号 $y_1(t)$ 和欺骗干扰信号 $y_2(t)$ 。当不同 PRT 内的发射信号相互正交时,真实回波信号能够完成匹配滤波,而干扰信号在当前失配,因此能够有效抑制干扰,其原理见图5(以4个PRT为一个波形周期)。

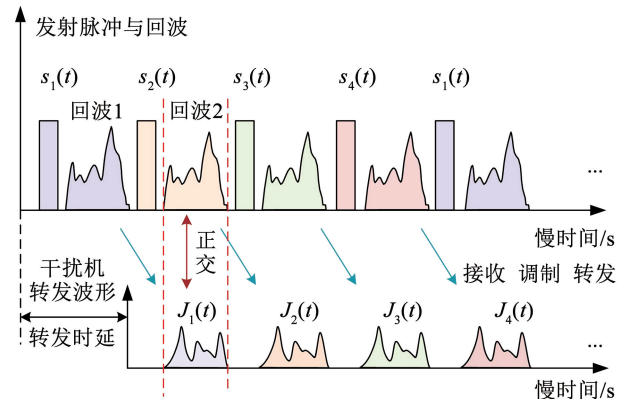


图5 波形抗干扰原理

Fig. 5 Waveform anti-interference principle

2 NLFM 的抗干扰波形优化设计

NLFM 信号是一种具有非线性脉内频率调制函数的信号。相比于 LFM 信号, NLFM 信号能够通过调整时频关系以及能量分布降低旁瓣, 因此是设计正交波形的理想选择。

2.1 NLFM 信号产生及脉冲压缩

采用两种方法构造 NLFM 信号: 一种是基于 S 曲线法产生 NLFM 波形的时频函数; 另一种是利用分段线性 (piece-wise linear, PWL) 函数法产生时频函数。

2.1.1 S 曲线法构造 NLFM 波形

利用 S 曲线法的初始函数 $f(\alpha)$ 拟合时频函数 $f(t)$, 使其符合 NLFM 信号的特征, 通过频率函数可得到相位函数 $\theta(t)$ 。初始函数为

$$f(\alpha) = C_1 \frac{\alpha}{\sqrt{1 - A\alpha^2}} + C_2 \alpha \quad (7)$$

式中: A 为系数, 满足 $0 \leq A < 4$; C_1 、 C_2 分别为信号参数值, 不同的取值将对信号造成较大的影响, 需要根据实际需求进行设置。

利用 S 曲线法生成 NLFM 波形后, 可分析其时频曲线和脉冲压缩结果。为了获得较优的信号参数, 还可选择其他的窗函数, 对应的群时延函数为

$$T(f) = (1 + 2f/B + \Psi) T/2 \quad (8)$$

式中: T 为设定的整体脉冲宽度; f 为雷达载频; B 为带宽; 不同的窗函数对应的群时延函数中的变量 Ψ 的值有所不同, 海明 (Hamming) 窗群时延函数中 $\Psi_{\text{hamm}} = [23 \sin(2\pi f/B)]/27\pi$, 汉宁 (Hanning) 窗群时延函数中 $\Psi_{\text{hamm}} = [\sin(2\pi f/B)]/\pi$, 布莱克曼 (Blackman) 窗群时延函数中 $\Psi_{\text{blackman}} = [25 \sin(2\pi f/B)]/21\pi + [2 \sin(4\pi f/B)]/21\pi$ 。

2.1.2 PWL 函数法构造 NLFM 波形

当时间段分割足够小时, 每小段可近似看作一条直线, 因此可以用直线拟合曲线, 通过这种方法可以产生 NLFM 信号的时频曲线。PWL 函数拟合信号时频函数见图 6。

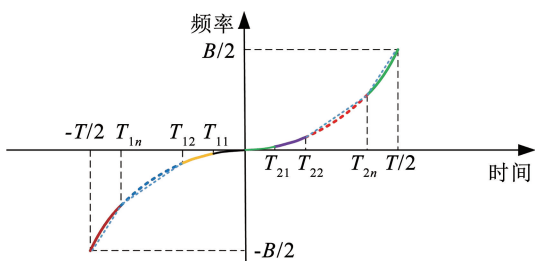


图 6 PWL 定义时频函数示意

Fig.6 Schematic diagram of time-frequency function defined by PWL

NLFM 信号时频函数一般是非对称的, $2n$ 为频率控制点, 因此选取 $2n + 2$ 段非对称的时频函数, 其定义如下:

$$f_-(t) = \begin{cases} k_{10}t, & 0 \leq t < T_{11} \\ B_{11} + k_{11}(t - T_{11}), & T_{11} \leq t < T_{12} \\ \vdots \\ B_{1n} + k_{1n}(t - T_{1n}), & T_{1n} \leq t < T/2 \end{cases} \quad (9)$$

$$f_+(t) = \begin{cases} k_{20}t, & T_{21} \leq t < 0 \\ B_{21} + k_{21}(t - T_{21}), & T_{22} \leq t < T_{21} \\ \vdots \\ B_{2n} + k_{2n}(t - T_{2n}), & -T/2 \leq t < T_{2n} \end{cases} \quad (10)$$

式中:

$$k_{10} = \frac{B_{11}}{T_{11}}, \dots, k_{1i} = \frac{B_{1(i+1)} - B_{1i}}{T_{1(i+1)} - T_{1i}}, \dots, k_{1n} = \frac{B/2 - B_{1n}}{T/2 - T_{1n}} \quad (11)$$

$$k_{20} = \frac{B_{21}}{T_{21}}, \dots, k_{2i} = \frac{B_{2(i+1)} - B_{2i}}{T_{2(i+1)} - T_{2i}}, \dots, k_{2n} = \frac{B/2 + B_{2n}}{T/2 + T_{2n}} \quad (12)$$

式中 k 为对应的调频率。

则 NLFM 信号的相位可表示为

$$\theta_-(t) = 2\pi \begin{cases} k_{10}t^2 + c_0, & 0 \leq t < T_{11} \\ B_{11}t + k_{11}(t^2/2 - T_{11}t) + c_1, & T_{11} \leq t < T_{12} \\ \vdots \\ B_{1n}t + k_{1n}(t^2/2 - T_{1n}t) + c_n, & T_{1n} \leq t < T/2 \end{cases} \quad (13)$$

$$\theta_+(t) = 2\pi \begin{cases} k_{20}t^2 + d_0, & T_{21} \leq t < 0 \\ B_{21}t + k_{21}(t^2/2 - T_{21}t) + d_1, & T_{22} \leq t < T_{21} \\ \vdots \\ B_{2n}t + k_{2n}(t^2/2 - T_{2n}t) + d_n, & -T/2 \leq t < T_{2n} \end{cases} \quad (14)$$

式中:

$$\begin{cases} c_0 = 0, & i = 0 \\ c_1 = -\frac{1}{2}B_{11}T_{11} + \frac{1}{2}k_{11}T_{11}^2, & i = 1 \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} c_i = (B_{1(i-1)} - B_{1i})T_{1i} + \frac{1}{2}T_{1i}^2(k_{1(i-1)} + k_{1i}) - \\ k_{1(i-1)}T_{1i}T_{1(i-1)} + c_{i-1}, & 2 \leq i < n \\ d_0 = 0, & i = 0 \\ d_1 = -\frac{1}{2}B_{21}T_{21} + \frac{1}{2}k_{21}T_{21}^2, & i = 1 \\ d_i = (B_{2(i-1)} - B_{2i})T_{2i} + \frac{1}{2}T_{2i}^2(k_{2(i-1)} + k_{2i}) - \\ k_{2(i-1)}T_{2i}T_{2(i-1)} + d_{i-1}, & 2 \leq i < n \end{cases} \quad (16)$$

式中 $\theta_-(t)$ 和 $\theta_+(t)$ 分别为时间轴的正轴和负轴表达式。

令各部分时间相等, $[T/(2n+2)]i, T_{2j} = -[T/(2n+2)]j, (i, j = 1, 2, 3, \dots, n)$, 需要确定 $2n$ 个参数 $(B_{11}, \dots, B_{1n}, B_{21}, \dots, B_{2n})$ 。

2.2 拉格朗日遗传算法的 NLFM 正交波形优化

正交波形优化常用的一种算法是遗传算法,能够通过模拟自然界复制、交叉和变异现象进化到最适应环境的种群,并从中获取最优个体,但是需要大群体规模和长时间的进化,收敛速度慢,且在优化过程中只采用了一种指标,易产生过度优化的问题,导致其他性能过差。本文引入拉格朗日算法进行波形优化约束,通过不断更新参数值而获得最优解,有效提高收敛速度。拉格朗日遗传算法在以波形正交性为指标的前提下,同时引入了信号的主瓣宽度 (mainlobe width, MW) 与峰值旁瓣比 (peak sidelobe ratio, PSLR) 两个指标作为约束条件,以防止其他性能变差,从而提高波形质量。

拉格朗日算法对于给定的约束优化问题可表示为

$$\begin{aligned} \min \quad & f(x) \\ \text{s. t.} \quad & c_i(x) \leq 0 \end{aligned} \quad (17)$$

其对数形式的数学表达式为

$$\Theta(x, \lambda, s) = f(x) - \sum_{i=1}^m \lambda_i s_i \log[s_i - c_i(x)] \quad (18)$$

式中: λ_i 为拉格朗日乘子, s_i 为偏移量,二者值为非负数,使对数的真数非 0; $c_i(x)$ 为非线性不等式约束; $f(x)$ 为适应度函数。

NLFM 信号的自相关理想性能包括尽可能窄的主瓣、尽可能低的旁瓣以及快速下降的旁瓣波动包络。然而这 3 个指标不可能同时满足,需要取舍。因此,建立了 NLFM 信号的 MW 与 PSLR 的优化数学模型,见表 1。优化 PSLR 模型中 p_{MW} 也可表示为 $p_{MW} - a, a \geq 0, a$ 为 NLFM 信号主瓣的放宽程度。

表 1 NLFM 信号的优化数学模型

Tab. 1 Optimized mathematical model of NLFM signals

模型	概念	优化数学模型
优化 PSLR	在不扩展主瓣的情况下尽可能降低峰值旁瓣比	$\min p_{PSLR}$ s. t. $p_{MW} \leq 0, -B \leq p_{MW} \leq 0$
优化 MW	在不增加旁瓣高度的情况下下尽可能减少主瓣宽度	$\min p_{MW}$ s. t. $p_{PSLR} \leq 0, -B \leq p_{PSLR} \leq 0$

引入优化数学模型后,拉格朗日算法的代价函数为

$$\Theta(p, \lambda, s) = f(p) - \lambda \log(s - c(p)) \quad (19)$$

式中: $f(p)$ 为目标适应度函数, $c(p)$ 为非线性约束。

选择优化 PSLR 模型并以主瓣宽度为约束条件,优化信号的 PSLR。其拉格朗日算法形式为

$$\Theta(p, \lambda, s) = p_{PSLR} - \lambda \log(s - (p_{MW} - a)) \quad (20)$$

采用拉格朗日遗传算法求解问题需利用遗传算法进行波形迭代优化,并引入拉格朗日算法解决迭代中的约束问题。

遗传算法将优化问题模拟成动态优化过程。根据代价函数计算当前父本 NLFM 信号中的适应度,然后根据适应度函数从父本集合中选择优良的 NLFM 信号。接着对选出的信号进行交叉和变异后获得子本信号,若其适应度优于父本信号,则将其纳入新种群,以获得下一次迭代的 NLFM 信号。交叉和变异的过程即利用拉格朗日算法得到最优 PSLR 值的 NLFM 信号。

拉格朗日算法通过不断更新 $[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N]$ 和 $[s_1, s_2, \dots, s_N]$ 使其逼近最优解, N 为算法循环次数。其更新方法:

$$\lambda_{n+1} = \frac{\lambda_n s_n}{c_n(p) + s_n} \quad (21)$$

$$\mu_{n+1} = \mu_n \quad (22)$$

$$s_{n+1} = \mu_{n+1} \lambda_{n+1} \quad (23)$$

式中 $0 < n \leq N$ 。

当迭代中的最优染色体对应的适应度收敛时,可以确定拉格朗日遗传算法已经收敛,此时得到目标函数最优的 NLFM 波形 S_{n1} 。一组抗干扰波形需要具有良好的自相关和互相关性能,因此需进行第二次迭代优化获取波形 S_{n2} ,使两条信号的峰值互相关比 (peak cross-correlation ratio, PCCR) 最小化,同时使波形具有较窄的主瓣和较低的旁瓣。优化问题表示为

$$\begin{aligned} \min_{\vec{B}} \quad & p_{PCCR, s1s2} \\ \text{s. t.} \quad & p_{MW, s2} \leq a \\ & p_{PSLR, s2} \leq b \end{aligned} \quad (24)$$

式中: $\vec{B} = (B_{11}, \dots, B_{1n}, B_{21}, \dots, B_{2n})$, 且符合 $-B/2 \leq \vec{B} \leq B/2$; $s1, s2$ 分别为雷达发射波形 S_{n1} 和 S_{n2} 的参数; a, b 分别为 MW 和 PSLR 的放宽程度,其拉格朗日形式为

$$\Theta(p, \lambda, s) = p_{PCCR, s1s2} - \lambda_1 \log(s_1 - (p_{MW, s2} - a)) - \lambda_2 \log(s_2 - (p_{PSLR, s2} - b)) \quad (25)$$

结合遗传算法和拉格朗日算法,根据代价函数计算父本中的适应度 $p_{PCCR, s1s2}$ 并选择出性能优良的 NLFM 信号,对选出的信号进行拉格朗日算法优化后,获得与父本信号之间的 PCCR 性能优良的子本信号,将其纳入新种群并作为新的父本信号继续优

化搜索。当最优染色体适应度收敛时,说明拉格朗日算法收敛,由此得到两条正交性能较优的波形。

NLFM 信号与其调频率取反后的 NLFM 信号具

有良好的互相关性能,因此将信号 S_{t1} 、 S_{t2} 调频率取反可以得到另外两条波形,将其构成捷变发射抗干扰波形组。波形组获取过程见图 7。

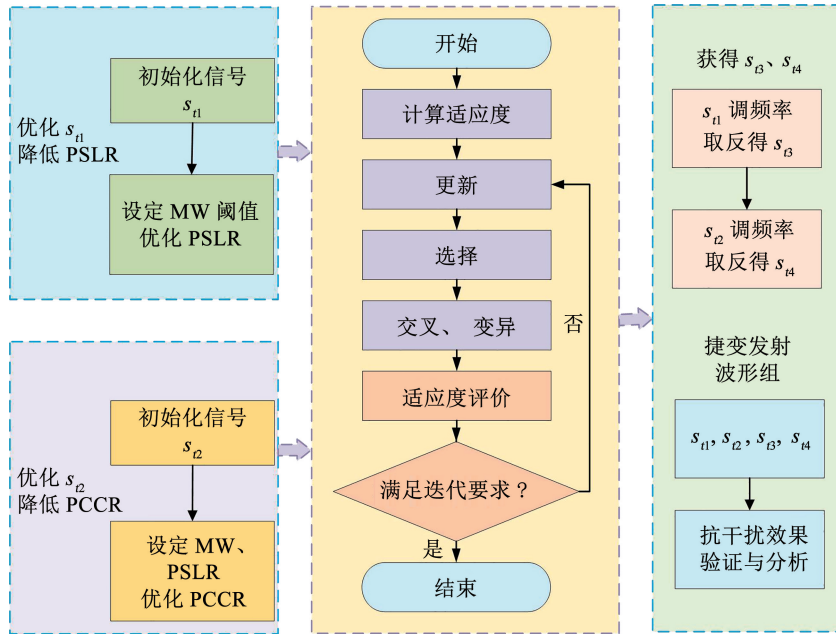


图 7 优化正交 NLFM 波形

Fig. 7 Optimization of orthogonal NLFM waveforms

3 实验结果与分析

3.1 延时转发干扰仿真结果及分析

仿真分析延时转发干扰,参数设置见表 2。图 8 为延时转发干扰成像结果。当存在 3 个干扰时,干扰信号与目标回波之间的一维距离像见图 8(b),干扰信号与目标回波的成像结果见图 8(c)。由图 8 可知,最终形成了 3 个干扰虚假目标。

3.2 基于 S 曲线法的 NLFM 波形仿真结果及分析

采用 S 曲线法构造 NLFM 信号,设置参数为

$A = 4, C_1 = 0.25, C_2 = 0.05$ 、脉宽 $20 \mu\text{s}$ 、带宽 100 MHz 、NLFM 时频曲线以及匹配滤波后的脉冲压缩结果见图 9。由 S 曲线法得到的信号旁瓣低,但具有较大的主瓣时宽,而通过 Hamming 窗时延函数得到的信号主瓣时宽最窄。图 10 为 Hamming 窗生成 NLFM 波形的模糊函数。与 LFM 信号的模糊函数类似,可以用作雷达波形。表 3 为 NLFM 的脉压输出结果,4 组 NLFM 信号旁瓣电平均较低,主瓣时宽较小,性能较好。

表 2 仿真参数

Tab. 2 Simulation parameter

载波频率/GHz	带宽/MHz	脉冲宽度/ μs	采样率/MHz	平台速度/ $(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	天线孔径/m	平台高度/km
12	100	20	200	55	2	3.5

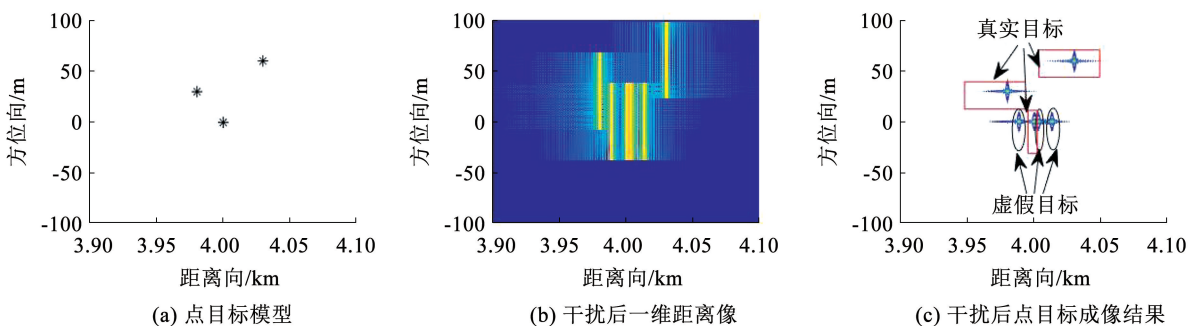


图 8 延时转发干扰成像结果

Fig. 8 Time-lapse forwarding interference imaging results

实现抗转发式欺骗干扰, 要求波形不同的 PRT 之间相互具有良好的正交性。因此进行了不同 NLFM 波形之间的互相关性能仿真, 结果见图 11。S 曲线法和 Hamming 窗之间的互相关性较好,

Hamming 窗和 Hanning 窗、Blackman 窗和 Hanning 窗之间互相关性能最差。因此在下文中选择 S 曲线法和 Hamming 窗生成的 NLFM 波形进行抗干扰仿真实验。

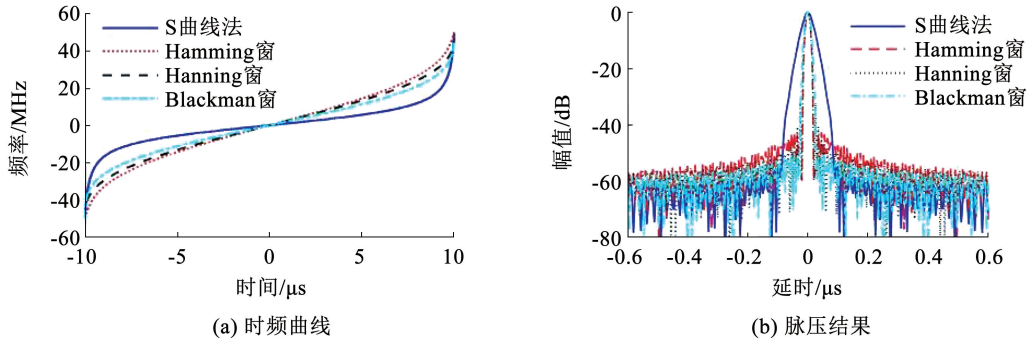


图 9 NLFM 信号时频曲线及脉压结果

Fig. 9 NLFM signal time-frequency diagram and pulse pressure results

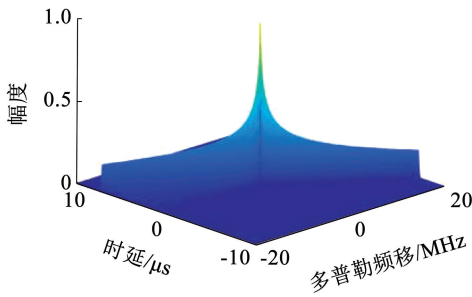


图 10 Hamming 窗生成 NLFM 模糊函数

Fig. 10 NLFM fuzzy function generated by the Hamming window

表 3 不同方法下的 NLFM 信号的匹配滤波输出结果
Tab. 3 Matched filtering output results of NLFM signals with different methods

方法	旁瓣电平/dB	主瓣时宽/μs
S 曲线法	-54.824 9	0.026 7
Hamming 窗	-42.671 5	0.012 2
Hanning 窗	-32.142 7	0.013 4
Blackman 窗	-50.216 4	0.015 6

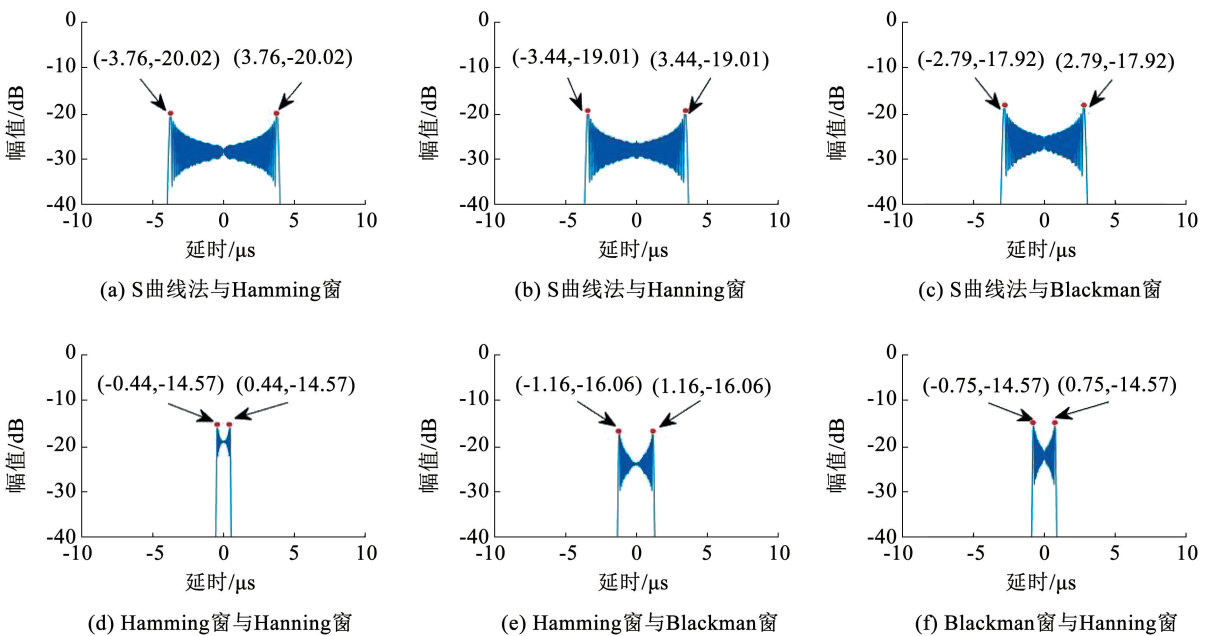


图 11 不同方式产生的 NLFM 信号互相关

Fig. 11 Cross-correlation of NLFM signals generated by different methods

LFM 信号只能改变调频率,对于正交性的改善十分单一。同时,斜率变化过大可能会使波形的时宽和带宽产生变化,导致不同方位维脉冲压缩增益不同,对成像造成影响。NLFM 信号具有可改变调频率和极性的特点,且其优势在于可以通过直接改变频率曲线提高多组波形之间的正交性能。

将 S 曲线法与 Hamming 窗产生的 NLFM 波形进行捷变发射,记为 S_1 、 S_2 ,其最大互相关峰值比为 -19.5834 dB。将 S_1 、 S_2 的时频函数极性取反并记为 S_3 、 S_4 ,捷变波形组的发射顺序为 $\{S_1, S_2, S_3, S_4\}$,生成混合 NLFM 信号的时频曲线见图 12。

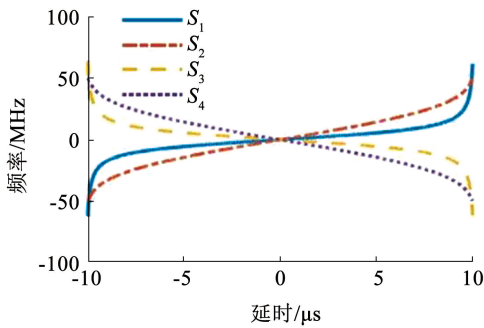


图 12 混合 NLFM 信号时频曲线

Fig. 12 Time-frequency diagram of a hybrid NLFM signal

混合 NLFM 信号互相关性见图 13,调频率相反的 NLFM 信号互相关性能好,更符合正交性。根据

计算得出信号的 PCCR 值见表 4, S_1 与 S_2 、 S_3 与 S_4 的 PCCR 性能最好。极性相反的 NLFM 信号,类似于调频率互为倒数的 LFM 信号,其互相关性较低,表现出更好的正交性能。

利用 S 曲线法结合 Hamming 窗产生两个 NLFM 信号,并将两个信号的调频率取反后获得另外两个 NLFM 信号,捷变发射该组信号与仅发射一种波形时的性能不同。图 14 为单独发射波形和按 $\{S_1, S_2, S_3, S_4\}$ 顺序进行捷变发射后的一维距离像剖面结果。表 5 为以不同方式发射波形的 3 dB 一维距离像宽度,用于衡量波形的距离向分辨率。在捷变发射的体制下,3 dB 一维距离像宽度位于 4 组单独的波形之间,未达到最优的分辨率,因此应该重点考虑优化捷变发射波形的分辨率。

采用 S 曲线法并按照 $\{S_1, S_2, S_3, S_4\}$ 顺序进行波形捷变发射,设置 3 个真实点目标和 2 个虚假点目标。图 15 为 S 曲线法生成 NLFM 波形抑制干扰结果。针对延时转发目标进行 SAR 成像,图 15(a) 为未施加干扰时的成像结果;图 15(b) 为转发干扰后的点目标成像,可见真实点目标附近清晰的虚假点目标;图 15(c) 为采用波形捷变发射方法进行成像处理结果,该方法能够有效剔除虚假点目标,但是在所有目标所在的方位向上均有少量噪声能量存在。

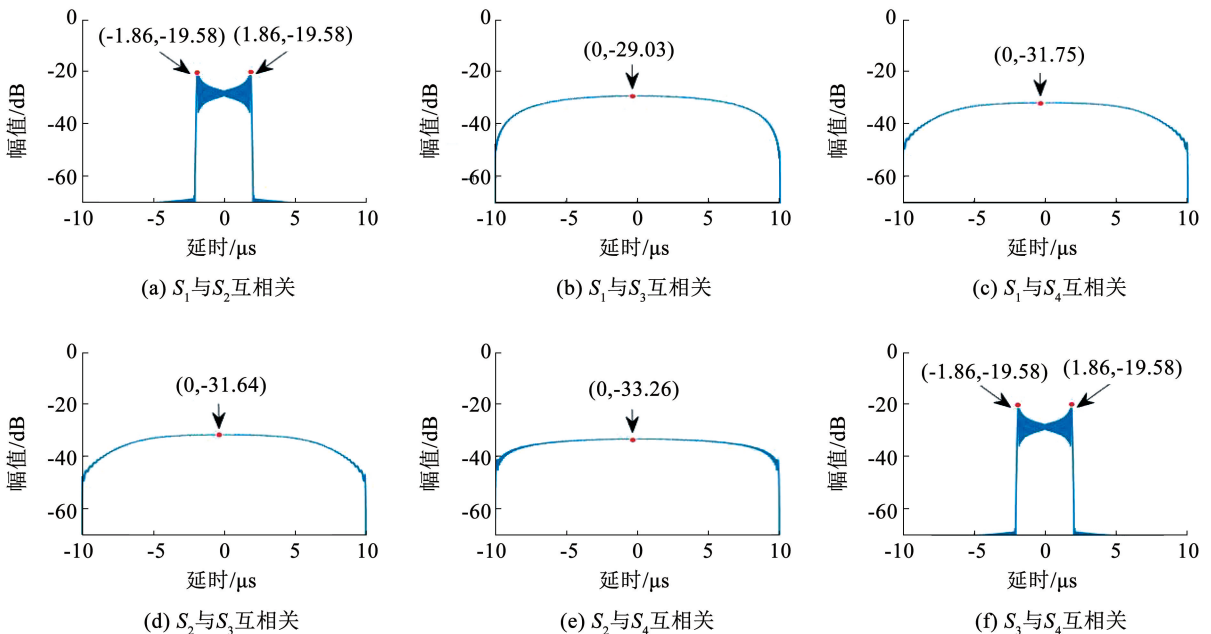


图 13 混合 NLFM 信号互相关性

Fig. 13 Cross-correlation plot of hybrid NLFM signals

表 4 混合 NLFM 信号 PCCR

Tab. 4 Mixed NLFM signal PCCR

波形	S_1 与 S_2	S_1 与 S_3	S_1 与 S_4	S_2 与 S_3	S_2 与 S_4	S_3 与 S_4
PCCR/dB	-19.5834	-28.9887	-31.6253	-31.6253	-33.2438	-19.5834

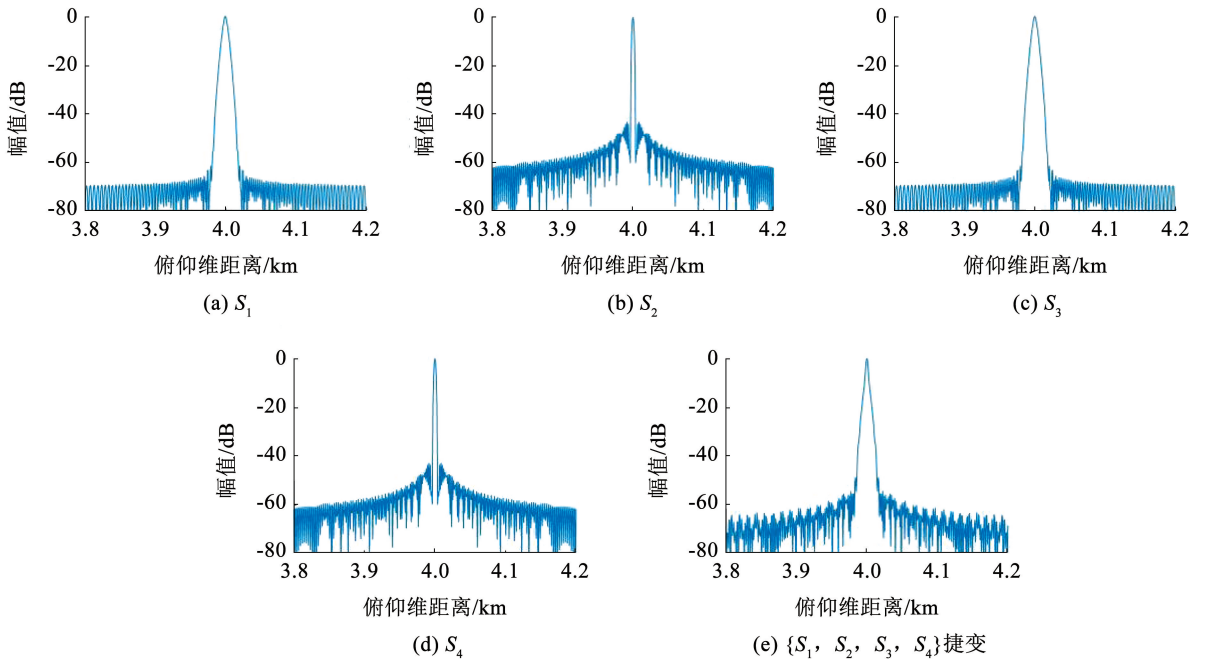


图 14 不同波形一维距离像切面

Fig. 14 One-dimensional range profile of different waveforms

表 5 不同波形的 3 dB 一维距离像宽度

Tab. 5 3 dB one-dimensional range profile width of different waveforms

波形	S_1	S_2	S_3	S_4	$\{S_1, S_2, S_3, S_4\}$
3 dB 一维距离像宽度/m	3.130 0	0.041 0	3.130 0	0.041 0	1.164 6

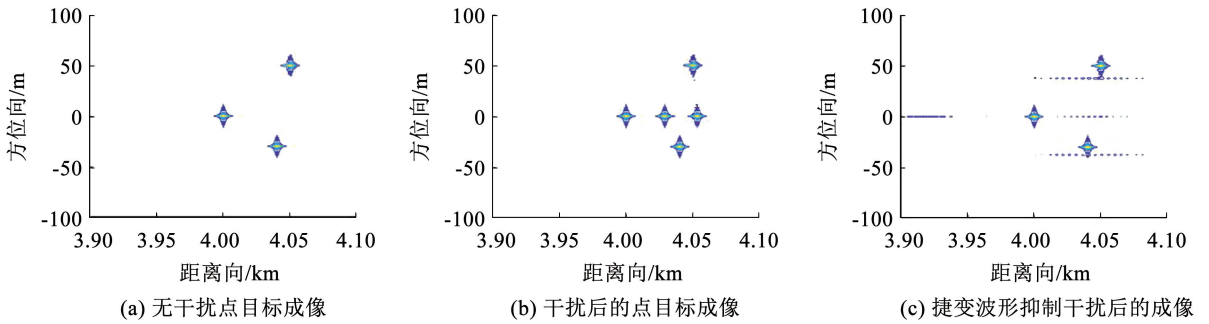


图 15 S 曲线法生成 NLFM 波形抑制干扰结果

Fig. 15 Interference suppression results of NLFM waveform generated using S-curve method

3.3 基于拉格朗日遗传算法的 NLFM 波形仿真结果及分析

由 PWL 函数法生成的 NLFM 信号具有较强的变化性,能够通过修改频率控制点产生不同的 NLFM 信号,拉格朗日遗传算法的初始种群由 PWL 函数法生成,生成的 NLFM 曲线见图 16。

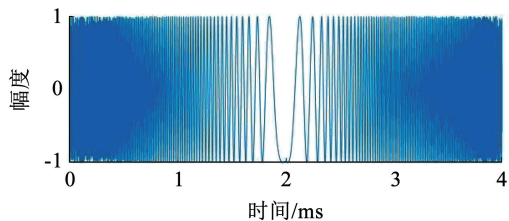


图 16 PWL 法生成的 NLFM 信号

Fig. 16 NLFM signal generated by PWL method

利用拉格朗日遗传算法优化波形,进行抗干扰仿真实验,产生随机的分布点并观察 NLFM 波形时频函数。由于其频率控制点主要分布在零频附近,因此可以利用正态分布随机生成种群。设置正态分布的均值 μ 为 0,方差 $\sigma = B/2$,频率控制点的正态分布为

$$f \sim N\left(0, \frac{B^2}{6}\right) \quad (26)$$

正态分布产生的频率控制点中,正负频点的数量不同,需要校正。采用优化 PSLR 模型作为适应函数,对波形进行迭代优化,其中参数 a 略大于目标波形主瓣宽度。第 1 次迭代后得到优化波形 S_{n1} 见图 17,经过 100 次迭代后的时频曲线见图 18。在优

化过程中,算法在主瓣宽度不增大的条件下降低了旁瓣大小。迭代中适应度函数变化过程见图 19,适应值在迭代 40 次之前不断变化,40 次之后趋于稳定。

图 20 为优化后 NLFM 波形的模糊函数图,与迭代前的模糊度相比,其变化起伏波动大,但仍然符合“锥形”的特征,可以用于雷达发射。

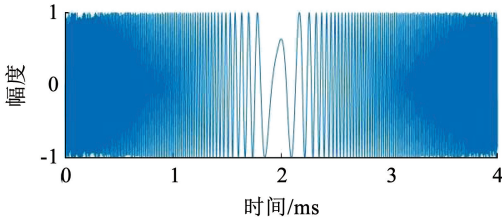


图 17 优化 PS LR 的 NLFM 波形 S_{11}

Fig. 17 NLFM waveform S_{11} optimized by PS LR

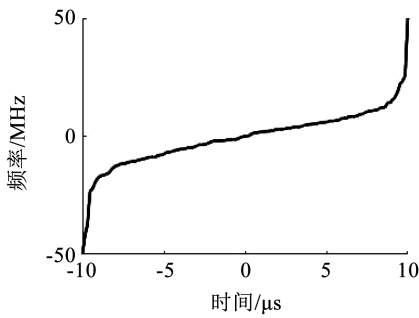


图 18 优化 PS LR 的 S_{11} 时频曲线

Fig. 18 S_{11} time-frequency curve optimized by PS LR

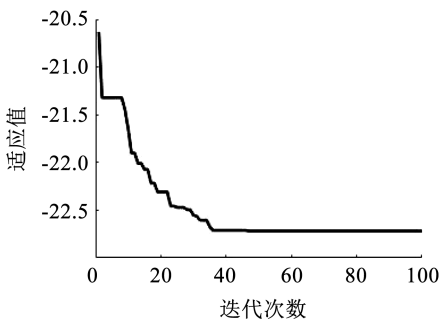


图 19 适应值变化

Fig. 19 Adaptation value variation

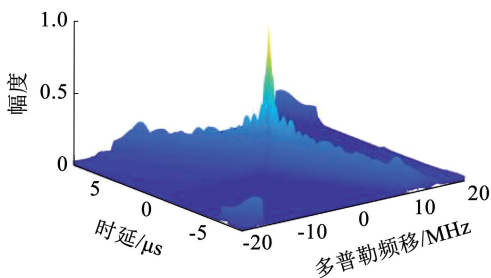


图 20 NLFM 混合波形模糊函数

Fig. 20 NLFM hybrid waveform ambiguity function

基于波形 S_{11} , 根据拉格朗日算法中式(25)建立

适应度函数,针对波形正交性能进行第 2 次迭代优化得到波形 S_{12} 。当两次迭代中的最优染色体对应的适应度收敛时,可以确定拉格朗日遗传算法已经收敛,此时实现波形的正交化。第 2 次迭代后的 NLFM 波形见图 21。

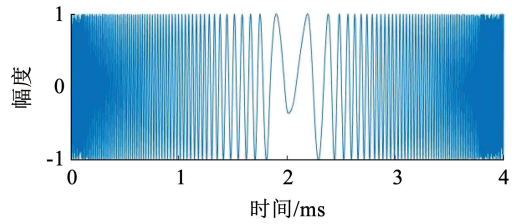


图 21 优化 PCCR 的 NLFM 波形 S_{12}

Fig. 21 NLFM waveform S_{12} optimized by PCCR

图 22 为优化 PCCR 后得到的时频曲线, S_{12} 相比 S_{11} 频率略高,曲率变化更为显著,其主瓣宽度比 S_{11} 更宽。因此可得 NLFM 波形时频曲线的曲率变化越快,则主瓣宽度越宽。

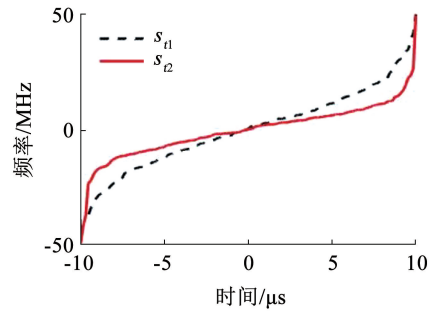


图 22 优化 PCCR 的时频曲线

Fig. 22 Time-frequency curve optimized by PCCR

将迭代所得 S_{11} 、 S_{12} 的调频率取反,分别记作 S_{13} 、 S_{14} ,以 $\{S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{14}\}$ 的顺序进行捷变发射,信号的时频曲线和互相关分别见图 23、24。

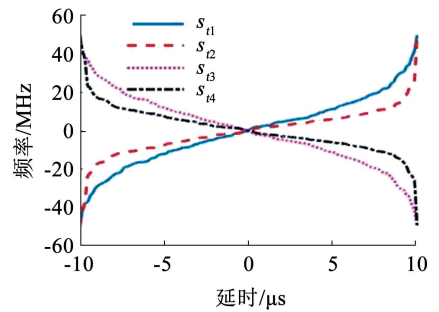


图 23 迭代得到的 NLFM 信号时频曲线

Fig. 23 Time-frequency curve of NLFM signal obtained through iteration

计算 4 个波形的峰值互相关系数,结果见表 6。 S_{11} 与 S_{12} 、 S_{13} 与 S_{14} 的互相关最大,而频率极性相反的信号互相关较小。相比于表 4, S_{11} 与 S_{12} 的 PCCR 值有所降低,正交性能较好。

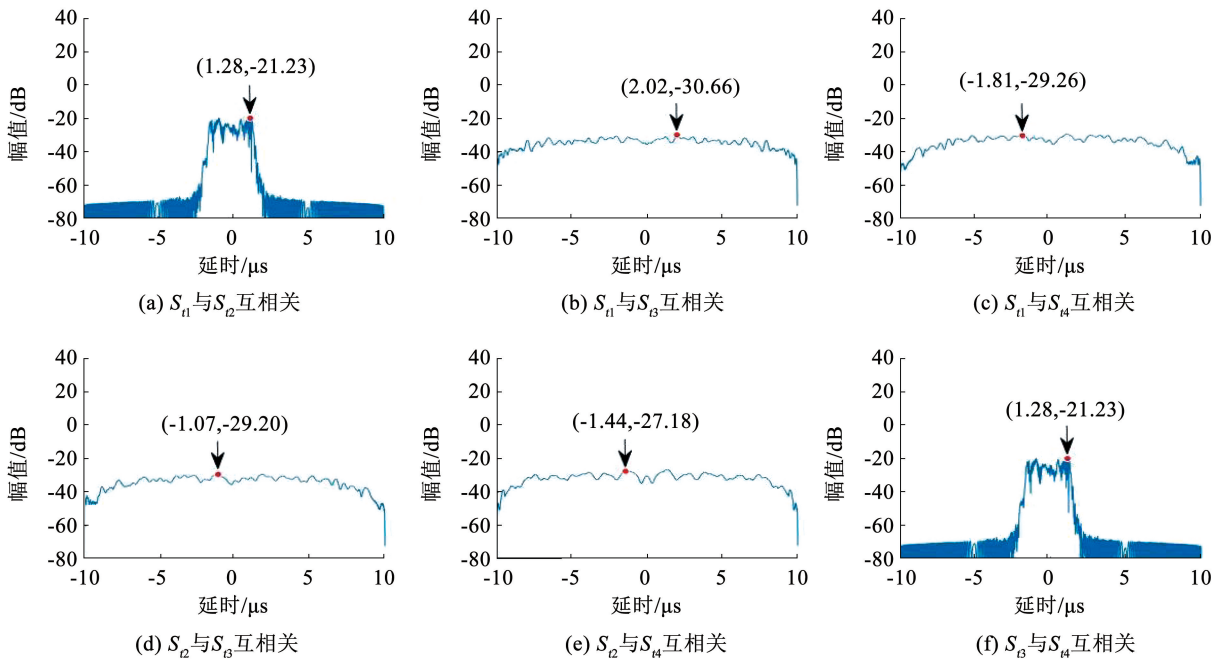


图 24 迭代得到的 NLFM 信号互相关

Fig. 24 Cross-correlation plot of NLFM signal obtained through iteration

表 6 迭代后的 NLFM 信号 PCCR

Tab. 6 NLFM signal PCCR after iteration

波形	S_{11} 与 S_{22}	S_{11} 与 S_{33}	S_{11} 与 S_{44}	S_{22} 与 S_{33}	S_{22} 与 S_{44}	S_{33} 与 S_{44}
PCCR/dB	-19.754 9	-30.576 0	-29.096 3	-29.096 3	-26.933 3	-19.754 9

按照 $\{S_{11}, S_{22}, S_{33}, S_{44}\}$ 的顺序进行 SAR 信号捷变发射仿真。设置 4 个真实点目标和 2 个虚假点目标,令信干比为 0 dB,虚假目标的散射强度为 1。采用拉格朗日遗传算法,针对转发式欺骗干扰进行 SAR 点目标成像仿真,结果见图 25。由图 25(b)可以看出,成像后真实点目标附近存在 2 个清晰的虚假点目标;由图 25(c)可以看出,采用波形捷变方法有效剔除了虚假点目标。与图 15 相比,抑制干扰后只有干扰目标存在的方位向上有少量的噪声能量,而真实目标存在的方位向不受影响,具有良好的成像效果。

利用拉格朗日遗传算法生成两组正交的 NLFM 信号,极性取反获得另外两组信号,分别按照不同方式发射后的波形 3 dB 一维距离像宽度见表 7,与 S 曲线法捷变发射波形相比,拉格朗日遗传算法迭代优化所得的波形 S_{11} 和 S_{22} 在捷变发射时的 3 dB 一维距离像宽度有所减小,说明拉格朗日遗传算法的迭代具有有效性。

在较低信干比情况下,捷变发射波形组之间仍存在互相关性。抑制干扰后,剩余的分散能量可能会掩盖真实目标。信干比为 0 dB 时采用一种波形发射所得的一维距离像见图 26。

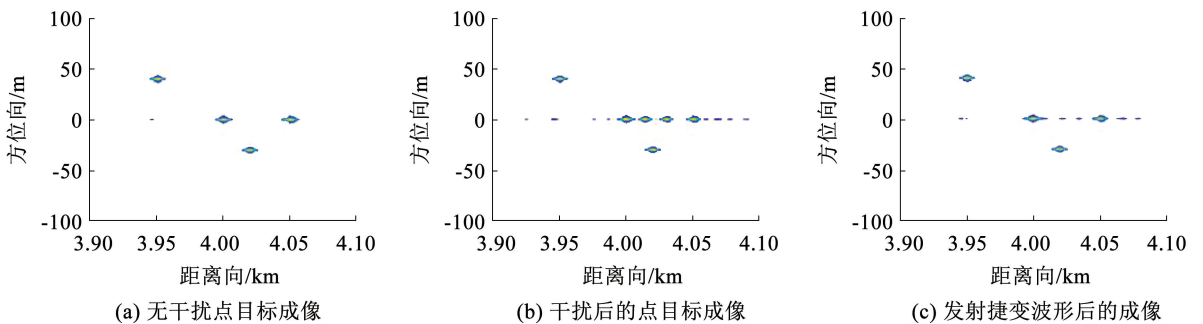


图 25 延时转发干扰和 NLFM 波形抑制干扰结果

Fig. 25 Suppression results of delayed forwarding interference and NLFM waveform interference

表 7 采用不同方式发射波形的 3 dB 一维距离像宽度

Tab.7 3 dB one-dimensional range profile of waveforms transmitted using different methods

波形	S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	$\{S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{14}\}$
3 dB 一维距离像宽度/m	0.793 9	2.902 4	0.793 9	2.902 4	1.533 0

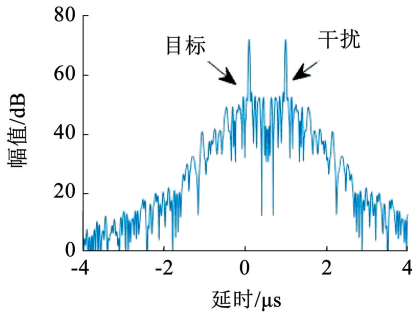


图 26 单一波形发射的脉冲压缩结果(信干比 0 dB)

Fig. 26 Pulse compression results of single-waveform transmission (signal-to-interference ratio 0 dB)

在不同信干比条件下,采用迭代得到的捷变 NLFM 波形组进行抗转发式欺骗干扰仿真,回波结果见图 27。信干比较高时,真实目标的能量峰值明显高于干扰能量,此时能从干扰中提取出真实目标;当信干比为 -23.52 dB 时,干扰的能量明显高于真实目标。当干扰较多且功率较大时会掩盖真实目标,因此,信干比较高时,NLFM 信号在抗干扰方面具有较好的性能。

在实际应用中,干扰机的截获转发时间不一定只滞后于真实回波一个 PRT,本文设计的 NLFM 捷变波形 $\{S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{14}\}$ 是以 4 个 PRT 为一个波形周期,且每个 PRT 的波形均相互正交,因此在干扰机截获和转发周期扩大时,该波形也能成功实现抗干扰。图 28 为不同截获转发滞后周期下的抗干扰结果。

当干扰机的转发截获周期为不同 PRT 时,由于一组 NLFM 信号中的 4 个波形全部相互正交,因此在波形捷变发射模式下,不同 PRT 内波形相互正交,其 SAR 成像结果均表现出良好的干扰抑制效果,能够成功剔除虚假目标。

但在一种特殊情况下,当干扰机转发周期与 NLFM 信号周期相同,或干扰机转发周期为 NLFM 信号周期的整数倍时,接收到的干扰信号与真实回波在同一个 PRT 内重叠,两者失去正交性,系统无法区分干扰信号与真实回波,其成像结果见图 29。而在其他干扰机转发周期下均可以实现干扰抑制。

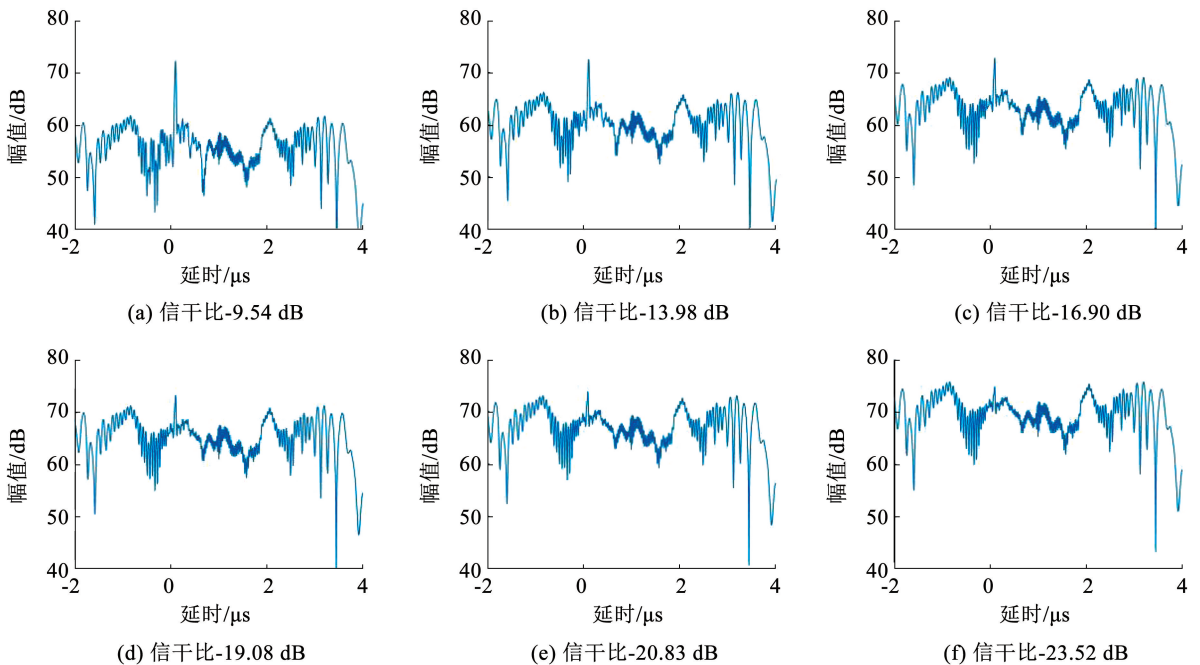


图 27 不同信干比下 NLFM 捷变发射脉冲压缩结果

Fig. 27 Pulse compression results of NLFM agile transmission at different signal-to-interference ratios

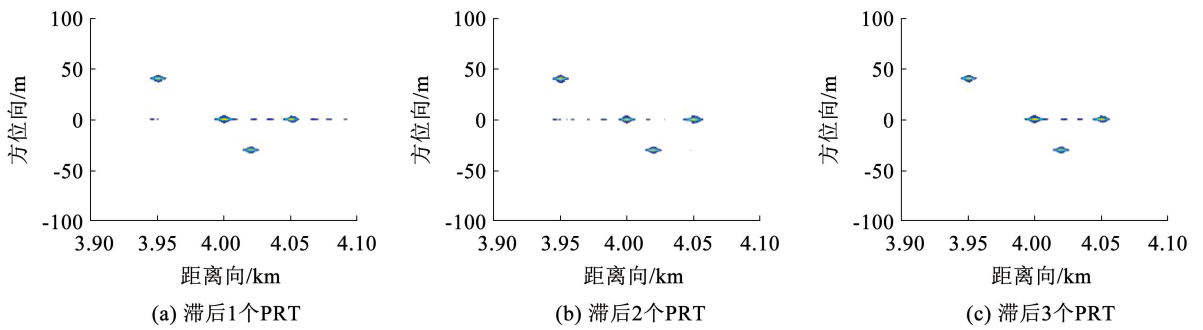


图 28 不同转发周期的抗干扰仿真结果

Fig. 28 Simulation results of interference resistance at different forwarding interception periods

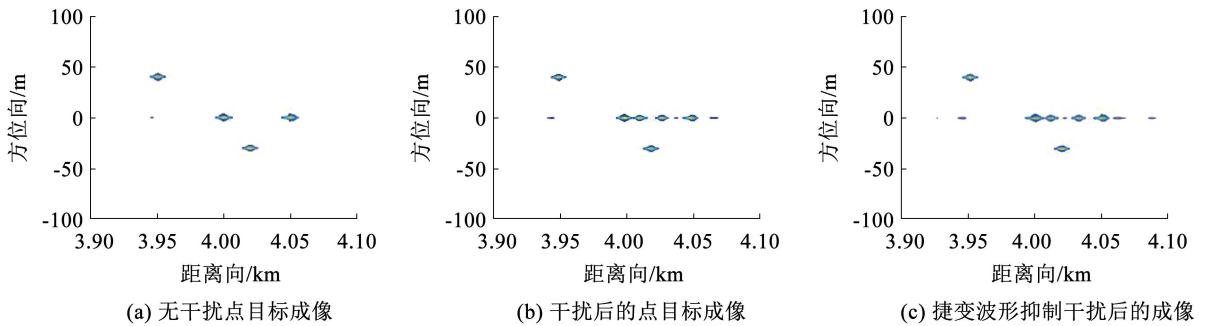


图 29 转发周期为 NLFM 整周期时的抗干扰仿真结果

Fig. 29 Simulation results of interference resistance at NLFM full period forwarding cycle

4 结 论

本文研究了基于 NLFM 的抗干扰正交波形设计与优化,在转发式欺骗干扰背景下采用拉格朗日遗传算法进行正交波形设计,仿真实验分析了其各项性能,验证了算法的有效性。结论如下:

1) 采用转发式欺骗干扰生成的假目标聚焦性能良好,能够成功在真实目标附近生成较为逼真的虚假目标,虚假目标与真实回波性质相同,在传统发射方式下难以区分,需采用波形捷变发射策略实现抗干扰。

2) 基于 PWL 函数法生成 NLFM 信号,并进行正交波形设计,引入主瓣宽度和峰值旁瓣比两个指标作为约束条件,提出利用拉格朗日遗传算法实现波形优化,并将其与 PWL 函数法相结合生成优化波形。实验结果表明:相比于 S 曲线法和窗函数生成的正交波形组,采用本文方法生成的捷变波形组 PCCR 值较低,正交性能良好,其主瓣宽度也有所改善,提高了波形质量。

3) 对于抗干扰后成像结果分析,S 曲线法和窗函数生成的正交波形组捷变发射抗干扰后,在所有目标所在的方位向上均有少量噪声能量存在;采用本文提出的方法抑制干扰后只有干扰目标存在的一

个方位向上有少量的噪声能量,而真实目标存在的方位向不受影响,具有良好的成像效果。

4) 在一种特殊情况下,当干扰机转发周期与 NLFM 信号周期相同或为整数倍时,接收到的干扰信号和真实回波产生重叠,两者失去正交性,系统无法区分干扰信号和真实回波,而在其他干扰机转发周期下均可以实现干扰抑制,因此需要选取合适的干扰机转发时延。

参考文献

- [1] CONDLEY C J. Some system considerations for electronic countermeasures to synthetic aperture radar[C]//IEEE Colloquium on Electronic Warfare Systems. London: IET, 1991: 8
- [2] 周超,刘泉华,曾涛. DRFM 间歇采样转发式干扰辨识算法研究[J]. 信号处理, 2017, 33(7): 911
ZHOU Chao, LIU Quanhua, ZENG Tao. Research on DRFM repeater jamming recognition [J]. Journal of Signal Processing, 2017, 33(7): 911. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2017.07.002
- [3] 刘佳伟,达通航,王松,等. 合成孔径雷达窄带射频噪声干扰方法[J]. 舰船电子对抗, 2020, 43(3): 26
LIU Jiawei, DA Tonghang, WANG Song, et al. Narrow-band frequency spot noise jamming method for synthetic aperture radar [J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2020, 43(3): 26. DOI:10.16426/j.cnki.jcdzdk.2020.03.006
- [4] HE Xiaodong, WANG Zhen, TANG Bin. Two-dimensional frequency modulation jamming to SAR based on ship-borne jammer

- [J]. *International Journal of Electronics Letters*, 2016, 4(2): 141. DOI:10.1080/00207217.2014.966782
- [5] 李永祯, 黄大通, 邢世其, 等. 合成孔径雷达干扰技术研究综述[J]. *雷达学报*, 2020, 9(5): 753
LI Yongzhen, HUANG Datong, XING Shiqi, et al. A review of synthetic aperture radar jamming technique[J]. *Journal of Radars*, 2020, 9(5): 753. DOI: 10.12000/JR20087
- [6] 纪朋徽, 邢世其, 代大海, 等. SAR 距离卷积分方位乘积调制场景欺骗干扰方法[J]. *航空学报*, 2023, 44(18): 242
JI Penghui, XING Shiqi, DAI Dahai, et al. A SAR scene deceptive jamming method based on range convolution and azimuth multiplication[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2023, 44(18): 242. DOI: 10.7527/S1000-6893.2022.28235
- [7] 郝万兵, 张军, 谢敏. 间歇采样转发干扰建模仿真研究[J]. *软件导刊*, 2015, 14(7): 21
HAO Wanbing, ZHANG Jun, XIE Min. Research on the modeling and simulation of intermittent sampling and forwarding interference[J]. *Software Guide*, 2015, 14(7): 21. DOI: 10.11907/rjdk.151557
- [8] 郝万兵, 张军, 陈剑. 一种非均匀组合间歇采样转发干扰方法研究[J]. *火控雷达技术*, 2023, 52(1): 87
HAO Wanbing, ZHANG Jun, CHEN Jian. An improved interrupted-sampling and repeater jamming method featuring non-uniform sampling and combination-based waveform reconstruction[J]. *Fire Control Radar Technology*, 2023, 52(1): 87. DOI: 10.19472/j.cnki.1008-8652.2023.01.014
- [9] 畅鑫, 董春曦, 唐峥钊, 等. 对 SAR 的脉间周期式移频调制干扰[J]. *电子与信息学报*, 2018, 40(2): 470
CHANG Xin, DONG Chunxi, TANG Zhengzhao, et al. Inter-pulse periodical shift-frequency jamming against synthetic aperture radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(2): 470. DOI: 10.11999/JEIT170439
- [10] LU Gang, ZENG Deguo, TANG Bin. Anti-jamming filtering for DRFM repeat jammer based on stretch processing [C]// *Proceedings of the 2nd International Conference on Signal Processing Systems*. Dalian: IEEE, 2010: 178. DOI:10.1109/ICSPS.2010.5555517
- [11] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451. DOI:10.1109/49.730453
- [12] 刘超, 陈胜圭, 席峰, 等. 抗转发式干扰的正交压缩采样脉冲波形分集雷达[J]. *中国科学:信息科学*, 2017, 47(1): 99
LIU Chao, CHEN Shenggui, XI Feng, et al. Anti-jamming pulse diversity radar with quadrature compressive sampling [J]. *SCIENTIA SINICA Informationis*, 2017, 47(1): 99. DOI: 10.1360/N112016-00013
- [13] AKHTAR J. An ECCM scheme for orthogonal independent range-focusing of real and false targets [C]// *2007 IEEE Radar Conference*. Waltham: IEEE, 2007: 846. DOI: 10.1109/RADAR.2007.374330
- [14] AKHTAR J. Orthogonal block coded ECCM schemes against repeat radar jammers[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2009, 45(3): 1218. DOI: 10.1109/TAES.2009.5259195
- [15] AKHTAR J. An ECCM signaling approach for deep fading of jamming reflectors [C]// *2007 IET International Conference on Radar Systems*. Edinburgh: IET, 2007: 1. DOI:10.1049/cp:20070648
- [16] SCHUERGER J, GARMATYUK D. Performance of random OFDM radar signals in deception jamming scenarios [C]// *2009 IEEE Radar Conference*. Pasadena: IEEE, 2009: 1049. DOI:10.1109/RADAR.2009.4977015
- [17] LEE K W, LEE W K. Waveform diversity for SAR ECCM based on random phase and code rate transition[J]. *International Journal of Microwave & Wireless Technologies*, 2017: 1. DOI:10.1017/S1759078717000678
- [18] 马兰, 张苡宁, 李照照, 等. 基于窗函数频谱设计 NLFM 信号波形的性能分析[J]. *火控雷达技术*, 2022, 51(2): 20
MA Lan, ZHANG Yining, LI Zhaozhao, et al. Performance analysis of NLFM signal waveform design method based on window function spectrum[J]. *Fire Control Radar Technology*, 2022, 51(2): 20. DOI:10.19472/j.cnki.1008-8652.2022.02.004
- [19] 朱志鹏, 毕红葵, 王红, 等. 基于 Hamming 窗 NLFM 信号抗有源噪声干扰分析[J]. *空军雷达学院学报*, 2008, 22(3): 187
ZHU Zhipeng, BI Hongkui, WANG Hong, et al. Analysis of anti-active noise jamming of Hamming window-based NLFM signal[J]. *Journal of Air Force Radar Academy*, 2008, 22(3): 187

封面图片说明

封面图片来自本期论文“SAR 抗转发式干扰波形设计与优化”,是哈尔滨工业大学电子与信息工程学院张云教授课题组结合拉格朗日算法与遗传算法针对抗转发式欺骗干扰正交 NLFM 波形设计与优化问题的研究成果。图片展示了从雷达信号发射,到干扰机转发,最后由接收机共同接收的过程。采用基于 NLFM 信号的正交波形设计与优化技术,结合自主收发策略来优化波形组,使捷变发射的波形相互正交。欺骗干扰能够通过“截获→调制→转发”的步骤在 SAR 图像上产生一个或多个虚假目标。延时转发式干扰相对于雷达真实回波具有滞后性,可以在不同脉冲周期发射不同的波形来抑制干扰。研究结果表明,采用拉格朗日遗传算法生成的捷变波形组 PCCR 值较低,正交性能良好,其主瓣宽度也有所改善,波形质量得到了提高。研究成果可为雷达抗干扰技术提供参考。

(图文提供:张云,姚慧雨,张倩,等. 哈尔滨工业大学电子与信息工程学院)