基于频域分割时域重排的多子带抗干扰波形设计方法

胡巧晔 邢世其* 纪朋徽 全斯农

[1](国防科技大学电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室 长沙 410073)

摘要：脉内多子带线性调频波形兼具大时宽带宽积与波形捷变能力，是合成孔径雷达(SAR)抗转发式欺骗干扰的重要波形形式。然而在抗干扰场景下，为获得较好的抗干扰自由度，往往需要在固定脉宽下划分较多的子带数，从而产生显著的截断效应。现有面向SAR抗干扰的脉内多子带线性调频波形研究中，波形构建多采用时域子脉冲分割重排的方式，截断效应产生的影响主要体现在波形频谱包络平坦性的显著破坏，并将导致回波匹配滤波后产生明显距离向栅瓣，进而降低成像质量。针对该问题，该文引入频域子带处理思想，提出一种基于频域分割时域重排的脉内多子带抗干扰波形构建方法。该方法首先将线性调频信号变换至频域，并进行频谱子带分割；随后，对各子带施加时移相位因子，使各子带对应时域子脉冲在时间轴上重新排列；最终通过傅里叶逆变换生成时域多子带捷变波形。所提方法在保持传统多子带线性调频波形捷变抗干扰机理的同时，能够维持频谱包络平坦，从而以一定程度的时域脉冲恒模性降低为代价，有效避免目标距离向栅瓣的产生。进一步，在该文方法基础上引入了时移抖动机制，通过在脉间对生成的时域子脉冲间隔施加随机抖动，可有效破坏失配后干扰的方位向聚焦，显著增强高干信比下的抗转发式欺骗干扰效果。理论分析与仿真结果表明，所提频域分割时域重排波形构建方法，可以有效抑制目标距离向栅瓣，并能保持与传统多子带波形构建方法一致的抗跨脉冲转发干扰与抗脉内移频干扰能力；引入时移抖动机制后，可使干扰进一步散焦，显著提升波形的抗干扰效果。

关键词：合成孔径雷达；脉内多子带波形；波形捷变；频域分割时域重排；抗转发式欺骗干扰

中图分类号：TN95 **文献标识码：**A **文章编号：**2095-283X(2026)x-0001-28

DOI: 10.12000/JR26103 **CSTR**: 32380.14.JR26103

引用格式：胡巧晔, 邢世其, 纪朋徽, 等. 基于频域分割时域重排的多子带抗干扰波形设计方法[J]. 雷达学报(中英文), 待出版. doi: 10.12000/JR26103.

Reference format: HU Qiaoye, XING Shiqi, JI Penghui, *et al*. A multi-subband anti-jamming waveform design method based on frequency-domain segmentation and time-domain rearrangement[J]. *Journal of Radars*, in press. doi: 10.12000/JR26103.

A Multi-Subband Anti-Jamming Waveform Design Method Based on Frequency-Domain Segmentation and Time-Domain Rearrangement

HU Qiaoye XING Shiqi* JI Penghui QUAN Sinong

[1](*State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System*, *National University of Defense Technology*, *Changsha Hunan* 410073, *China*)

Abstract: Intra-pulse multi-subband linear frequency modulation (LFM) waveforms combine a large time-bandwidth product with waveform agility, making them an important class of anti-jamming waveforms in synthetic aperture radar (SAR) for countering repeater deception jamming. However, in anti-jamming scenarios, relatively large numbers of subbands are generally required within a fixed pulse duration to provide sufficient degrees of freedom for anti-jamming, resulting in pronounced truncation effects. Existing studies on intra-pulse multi-subband LFM waveforms for SAR anti-jamming applications have commonly constructed these

收稿日期：2026-06-05；改回日期：；网络出版：2026-xx-xx

*通信作者： 邢世其 xingshiqi_paper@163.com *Corresponding Author: XING Shiqi, xingshiqi_paper@163.com

责任主编：李杨 Corresponding Editor: LI Yang

©The Author(s) 2026. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License
(https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

waveforms by segmenting and rearranging subpulses in the time domain. The resulting truncation effects mainly manifest as significant degradation of the waveform's spectral-envelope flatness, leading to prominent range grating lobes after echo matched filtering and a consequent degradation in imaging quality. To address this problem, we introduce the concept of frequency-domain subband processing and propose an intra-pulse multi-subband anti-jamming waveform construction method based on frequency-domain segmentation and time-domain rearrangement. Specifically, the LFM signal is transformed into the frequency domain and divided into multiple spectral subbands. Time-shift phase factors are then applied to the individual subbands, and the time-domain waveform is finally generated through the inverse Fourier transform. The proposed method preserves the waveform-agility-based anti-jamming mechanism of conventional multi-subband LFM waveforms while maintaining a flat spectral envelope. This spectral flatness effectively suppresses the formation of target range grating lobes, at the expense of some degradation in the constant-modulus property of the time-domain pulse.We then introduce an inter-pulse time-shift jitter mechanism based on the proposed method. By imposing random jitter on the intervals between the generated time-domain subpulses from pulse to pulse, the azimuth focusing of mismatched jamming signals is effectively disrupted, thereby significantly enhancing the suppression of repeater deception jamming under high jammer-to-signal ratio conditions. Theoretical analysis and simulation results demonstrate that the proposed waveform construction method based on frequency-domain segmentation and time-domain rearrangement effectively suppresses target range grating lobes while retaining anti-cross-pulse repeater jamming and anti-intra-pulse frequency-shift jamming capabilities comparable to those of the conventional multi-subband waveform construction method. With the introduction of the time-shift jitter mechanism, the jamming signals are further defocused, resulting in a significant improvement in the overall anti-jamming performance of the waveform.

Key words: Synthetic Aperture Radar (SAR); Intra-pulse multi-subband waveform; Waveform agility; Frequency-domain segmentation and time-domain rearrangement; Anti-repeater deception jamming

1 引 言

基于数字射频存储器(Digital Radio Frequency Memory, DRFM)的转发式欺骗干扰能够对截获的雷达信号进行高保真存储、调制与转发，生成与真实目标回波高度相似的欺骗信号，对雷达目标检测和合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)成像构成严重威胁[1,2]。针对复杂电磁环境下的转发式欺骗干扰，现有抗干扰技术主要可从接收端信号处理、雷达系统构型和发射波形设计等层面展开。接收端方法通过提取目标与干扰在时频、高阶统计或深度特征等方面的差异，实现干扰检测、识别与抑制，近年来，面向复合干扰场景的智能识别方法进一步提高了复杂干扰环境下的处理能力[3]。系统层面则可利用双/多基地、多通道等体制增加空间观测自由度，实现假目标检测、干扰源定位与空间滤波抑制[4]。相比之下，波形设计通过主动改变频率、相位、极化或码型等参数，降低转发干扰与当前发射波形的匹配程度[5]。该类方法通常无需额外增加空间观测通道，易于与数字波形生成和信号处理系统结合；同时，主动波形捷变可增强真实回波与失配干扰之间的特征差异，为后续干扰识别与抑制提供有利条件。因此，面向SAR转发式欺骗干扰的捷变波形设计具有较好的工程应用价值。

受干扰机收发隔离能力限制，转发式干扰通常需要采用收发分时工作方式[6–7]，使干扰信号往往需要跨脉冲发射。波形捷变利用脉冲间波形差异，使跨脉冲到达的转发干扰在接收端匹配处理时产生失配，从而获得主动抗干扰能力[8–12]。对于SAR系统，发射波形还需兼顾大时宽带宽积和高距离分辨率要求。脉内多子带线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)波形通过将宽带LFM信号划分为多个子带并依据编码规则进行重排，既保留LFM信号大时宽带宽积的优势，又能够利用不同的子带排列形成较大的潜在波形集合，因此已逐渐成为SAR抗干扰波形研究的热点[13–20]。此外，该类波形便于在接收端进行子带分段处理，可降低瞬时处理带宽，并结合子带识别、筛选和滤波等策略进一步抑制间歇采样转发干扰[13,15,17,21]。

现有多子带LFM波形相关研究主要面向两类应用场景：一类以合成带宽和高分辨成像为目标，另一类以提升雷达抗干扰能力为目标。两类研究均涉及LFM信号的子带划分与组合，但由于应用目标和参数设置存在明显差异，其关注的关键问题并不相同。

在高分辨成像领域，多子带技术主要用于突破系统瞬时带宽、采样率及器件性能限制，通过发射多个不同中心频率的窄带LFM信号并进行时域或

频域合成，获得等效大带宽信号，从而提高距离分辨率[22–27]。相关研究重点集中于子带拼接精度及非理想因素补偿，包括不同发射/接收通道、大气传播和平台运动等因素引入的子带内及子带间幅度、相位和时延误差。在波形参数设置上，该类研究通常采用3～5个中心频率顺序递进的子带，各子带具有较大的时宽带宽积，能够较好满足相位驻定条件。因此，相关研究在理论建模中，往往将时域子脉冲和频域子带近似建模为理想矩形包络，即忽略截断效应的影响。

相比之下，多子带LFM波形在抗干扰场景中的设计目标是获得更大的波形捷变自由度，并利用脉冲间波形差异使转发干扰产生失配。已有研究重点主要集中于提升对转发式欺骗干扰的抑制能力[13–17,19,20,28]。在波形建模方面，相关工作通常沿用高分辨场景下的矩形包络模型，并普遍采用“时域脉冲分割-载频调制”的波形构建方法，以简化分析。然而，与高分辨场景不同，为形成足够规模的潜在正交波形集合并提高抗干扰自由度，抗干扰波形往往需要在固定总脉宽和总带宽条件下划分较多子带，同时采用随机或编码控制的子带排列。随着分段数增加，单个子带的时宽带宽积迅速减小，时域截断效应显著增强；随机重排又进一步破坏了顺序LFM信号原有的连续时频结构，使截断效应在耦合域产生明显的包络非恒模现象。对于抗干扰研究常用的时域脉冲分割波形构建方法，截断效应主要表现为频谱包络平坦性破坏，并进一步导致目标回波匹配滤波后产生显著距离向栅瓣。因此，在高分段数、多子带随机捷变的抗干扰场景下，继续采用理想矩形包络模型而忽略截断效应，难以准确描述实际波形特性。此外，与常规搜索、跟踪雷达不同，SAR抗干扰波形还需关注积分旁瓣比等成像质量指标；距离向栅瓣会在图像中形成周期性重影和方位拖尾，直接影响二维成像质量。因此，波形抗干扰能力与SAR成像性能之间的权衡关系也有待进一步研究。

针对上述问题，本文围绕抗干扰场景下多子带LFM波形的构建机理开展研究，提出一种基于频域分割-时域重排的多子带LFM抗干扰波形构建方法。现有频域子带划分多子带LFM波形主要关注大带宽合成与成像性能保持，通常采用固定子带排列方式，缺乏面向脉间转发干扰的捷变设计；而传统时域分割多子带捷变波形虽具备较强抗干扰能力，但时域截断会破坏频谱包络平坦性，导致成像距离向栅瓣。针对上述矛盾，本文在频域子带构建基础上引入子带时移重排调制，通过对子带施加线性时移相位实现脉间捷变，在保持频谱包络恒模特性、保证成像质量的同时获得传统多子带捷变波形的抗跨脉冲转发干扰与脉内移频干扰能力。

进一步地，针对高干信比(Jammer-to-Signal Ratio, JSR)条件下，抗跨脉冲转发干扰的残余干扰峰仍可能形成局部强聚焦的问题，本文提出时移抖动机制。通过对子带时移参数施加慢时间随机扰动，进一步破坏干扰的方位向相干积累，使散焦后的干扰能量进一步弥散，从而提升高干信比条件下的抗跨脉冲转发干扰效果。

此外，本文方法的关键难点在于：分段数增加及时移抖动引入能够改善抗干扰效果，但同时会使波形包络起伏增大、峰均功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)升高。因此，本文进一步建立了分段数、抖动系数、抗干扰性能与PAPR之间的耦合分析，为实际工程应用下的波形参数选择提供理论依据。理论分析与仿真结果验证了所提波形构建方法及时移抖动机制的有效性。

2　波形构建方法建模

2.1　传统多子带线性调频波形构建方法

雷达发射的常规线性调频波形可以表示为

$$s_{\mathrm{LFM}}(t)=\mathrm{rect}\left(\frac{\mathrm{t}}{T}\right)\exp\left(\mathrm{j}\pi Kt^2\right) \tag{1}$$

其中，T为信号脉宽；K为调频斜率；$\mathrm{rect}(\cdot)$为门函数，表示为

$$\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T}\right)=\begin{cases}1, |t|\le T/2\\ 0, \text{其他}\end{cases} \tag{2}$$

定义时域基准子脉冲为以零时刻为中心，$\Delta T=T/M$为时宽，调频率为K的线性调频脉冲，表示为

$$u(t)=\mathrm{rect}\left(\frac{\mathrm{t}-T/2M}{T/M}\right)\exp\left(\mathrm{j}\pi K(t-T/2M)^2\right) \tag{3}$$

将基准子脉冲复制M份，并以ΔT为间隔进行等间隔时延，依次拼接为M段首尾相接，总时宽为T的子脉冲串。最后根据频率编码序列c_m对各子脉冲进行频率调制，赋予相应的载频偏移，即可得到波形的时域表达式[15]：

$$\begin{aligned}s_{\mathrm{T}}(t)=&\sum_{m=1}^{M}\mathrm{rect}\left[\frac{\mathrm{t}-(2m-1)T/2M}{T/M}\right]\\&\cdot\exp\left(\mathrm{j}\pi K(t-(2m-1)T/2M)^2\right)\\&\cdot\exp\left(\mathrm{j}2\pi\Delta f\left(c_m-(M+1)/2\right)t\right)\\=&\sum_{m=1}^{M}u[t-(m-1)T/M]\\&\cdot\exp\left(\mathrm{j}2\pi\Delta f\left(c_m-(M+1)/2\right)t\right)\end{aligned} \tag{4}$$

其中，$\Delta f = B/M$为子脉冲对应的子带带宽。

当$c_m = m$时，子脉冲顺序步进，合成宽带线性调频信号，如图1(a)所示。为了实现抗跨脉冲转发干扰，一般令$c_m \neq m$，子脉冲随机跳变，并在脉冲间变换跳变顺序，如图1(b)所示。

定义时域分割子脉冲为对式(1)宽带线性调频进行M段均匀分割得到的载频顺序步进的子脉冲，表示为

$$u_m(t) = \mathrm{rect}\left[\frac{\mathrm{t}-(2m-1)T/(2M)}{T/M}\right] \cdot \exp\left(\mathrm{j}\pi K\left(t-\frac{(2m-1)T}{2M}\right)^2\right) \tag{5}$$

则式(4)波形的时域表达式可以等价为

$$s_{\mathrm{T}}(t) = \sum_{m=1}^{M} u_m(t)\cdot\exp\left(\mathrm{j}2\pi\Delta f\left((c_m-m)-(M+1)/2\right)t\right) \tag{6}$$

由式(6)可知，传统多子带线性调频波形构建流程可以视为：将线性调频信号在时域上均匀分割为M段子脉冲，并对子脉冲进行载频调制。因此，该方法存在一个显著缺陷，即时域的子脉冲分割将产生截断效应，导致频域子带边缘衰落，从而使得频谱包络出现周期性凹陷(如图2(b)所示)。频域的周期性凹陷将破坏频谱包络平坦性，并在脉冲压缩后产生显著栅瓣(具体推导见第3节)。

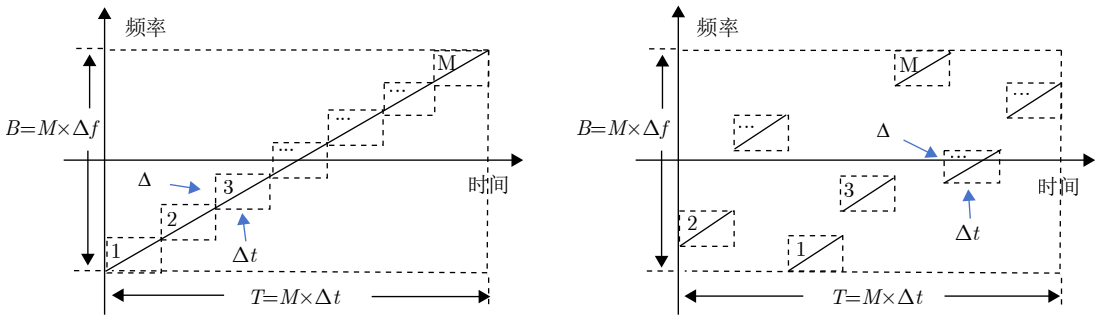
2.2 频域分割时域重排波形构建方法

多子带线性调频波形的构建，本质上是对线性调频波形进行子段分割与重新排列。根据其时频耦合特性，时域子脉冲与频域子带一一对应，因此可将分段与重排操作转换至频域实现：先将线性调频信号频谱分割为多个子带，再依据子脉冲重排序列对各子带进行时移调制，使各子带对应时域子脉冲在时间轴上重新排列，最后经傅里叶逆变换得到时域波形。

利用驻定相位原理[29]，可以得到带宽为B，调频斜率为K的线性调频波形的频谱为

$$S_{\mathrm{LFM}}(f) \approx \mathrm{rect}\left(\frac{f}{B}\right)\exp\left(-\mathrm{j}\pi f^2/K\right) \tag{7}$$

将带宽B均匀分割为M段子带，每段子带带宽为$\Delta f = B/M$。分段后第m个子带中心频率为

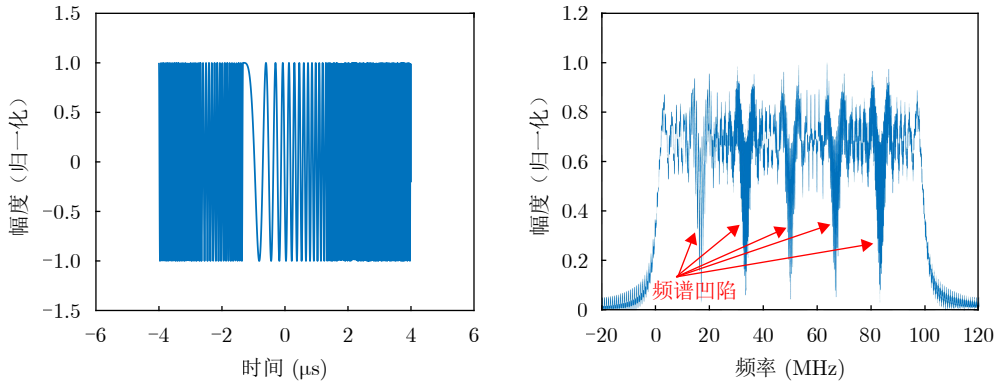


(a) 子脉冲顺序步进
(a) Sequential subpulse stepping

(b) 子脉冲随机步进
(b) Random subpulse stepping

图 1 脉内多子带线性调频信号时频关系示意图

Fig. 1 Time-frequency relationship of intra-pulse multi-subband LFM signals



(a) 波形时域
(a) Waveform in time domain

(b) 波形频域包络
(b) Spectral envelope of waveform

图 2 传统方法构建波形的时频域图

Fig. 2 Time-domain and frequency-domain waveforms of the conventional method

$$f_{c,m} = -\frac{B}{2} + \frac{(2m-1)\Delta f}{2} = \frac{(2m-1-M)\Delta f}{2} \tag{8}$$

分割后的子带表示为

$$U_m(f) = \mathrm{rect}\left[\frac{f - f_{c,m}}{\Delta f}\right] \cdot S_{\mathrm{LFM}}(f)\ m = 1, 2, \cdots, M \tag{9}$$

对频域分割后的子带按照重排序列，乘以相应的时移相位因子，得到多子带波形的频谱：

$$S_{\mathrm{F}}(f) = \sum_{m=1}^{M} U_m(f) \cdot \exp(-\mathrm{j}2\pi f \cdot m \cdot T/M) \cdot \exp\left(\mathrm{j}2\pi f \cdot a_m \cdot \mathrm{d}t\right) \tag{10}$$

其中，$\mathrm{d}t$为重排时移间隔；a_m为重排编码序列。

式(10)中，第1个指数项用于将各子脉冲的中心在时域对齐，第2个指数项则依据重排编码序列对各子脉冲施加时移调制。由2.1节的分析可知，传统时域分割方法仅交换子脉冲位置，因此其重排时移间隔可视为固定值$\mathrm{d}t = T/M$。

由于该方法子带是对宽带线性调频波形频谱的理想截断得到的，因此相邻子带包络边缘理想对齐，叠加后与宽带线性调频波形频谱包络在理想情况下吻合，不存在周期性频谱凹陷。频域分割时域重排方法构建的脉内多子带波形频谱包络如图3(b)所示。

对式(10)波形频谱进行傅里叶逆变换，即可得到频域分割时域重排方法生成的时域波形：

$$s_{\mathrm{F}}(t) = \mathcal{F}^{-1}\left\{S_{\mathrm{F}}(f)\right\} \tag{11}$$

图4对比了本文频域分割时域重排方法与传统方法的波形构建流程。可见对线性调频波形的分割与子段重排操作，可以通过时域脉冲分割与子脉冲频移调制实现，亦可以通过频域频谱分割与子带时移调制实现。忽略截断效应带来的子段边缘衰落，两种方法构建的波形具有一致的时频分布。

对波形的时域表达式进行推导。定义频域基准子带为带宽$\Delta f = B/M$的矩形包络线性调频频谱：

$$V(f) = \mathrm{rect}\left(\frac{f}{\Delta f}\right) \exp\left(-\mathrm{j}\pi f^2/K\right) \tag{12}$$

则按照式(7)对宽带线性调频频谱包络的矩形近似，式(10)多子带波形频谱可以近似为对基准子带进行复制、频谱搬移，以及时移调制。

由式(4)可知，传统方法子脉冲载频调制后，第m段子脉冲的中心频率为

$$f_m = \Delta f\left(c_m - \frac{M+1}{2}\right) \tag{13}$$

设置时移间隔为$\mathrm{d}t$后，第m段子脉冲的时隙中心为

$$t_m = (m-1) \cdot \mathrm{d}t \tag{14}$$

则以子脉冲的中心频率f_m及时隙中心t_m，对基准子带进行频谱搬移以及时移调制，得到时域第m段子脉冲对应的频域子带为

$$V\left(f - f_m\right) \exp\left(-\mathrm{j}2\pi\left(f - f_m\right) t_m\right) \tag{15}$$

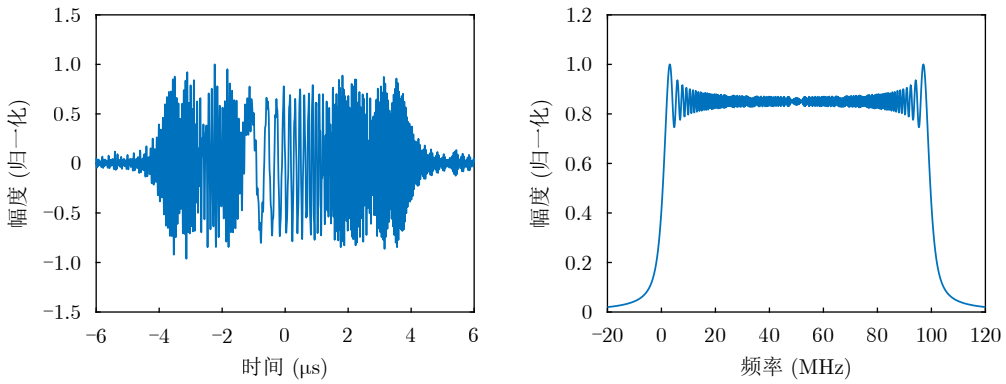
因此式(10)近似为

$$S_{\mathrm{F}}(f) = \sum_{m=1}^{M} V\left(f - f_m\right) \exp\left(-\mathrm{j}2\pi\left(f - f_m\right) t_m\right) \tag{16}$$

对式(16)做傅里叶逆变换得到多子带波形时域：

$$s_{\mathrm{F}}(t) = \sum_{m=1}^{M} \int_{-\infty}^{\infty} V\left(f - f_m\right) \exp\left(-\mathrm{j}2\pi\left(f - f_m\right) t_m\right) \cdot \exp(\mathrm{j}2\pi f t)\mathrm{d}f \tag{17}$$

令$f' = f - f_m$，则$f = f' + f_m$，$\mathrm{d}f = \mathrm{d}f'$。代入式(17)得

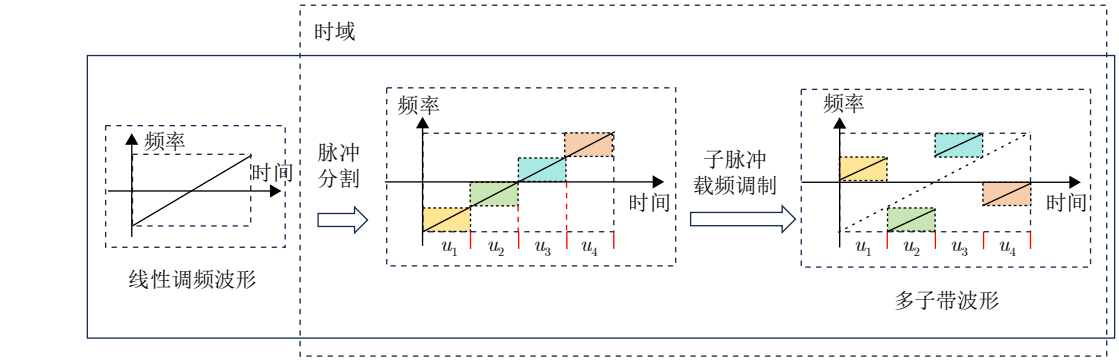


(a)波形时域
(a) Waveform in time domain

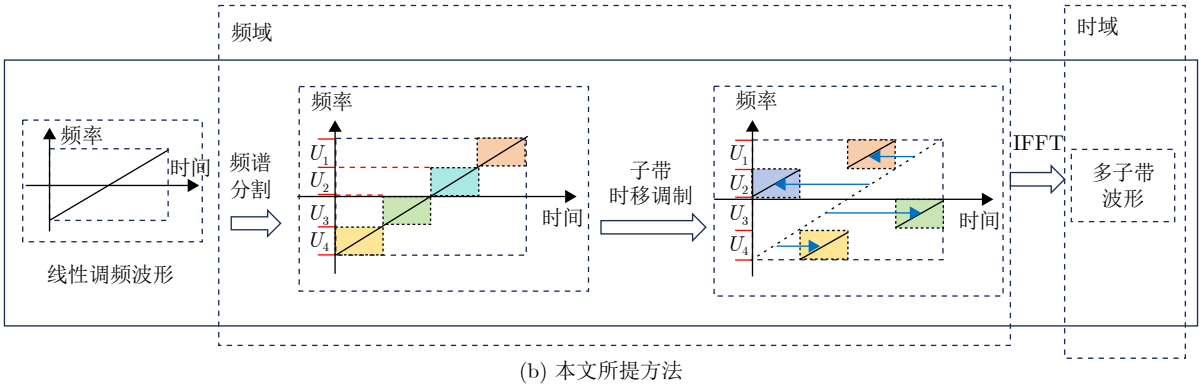
(b)波形频域包络
(b) Spectral envelope of waveform

图 3 本文所提方法构建波形的时频域图

Fig. 3 Time-domain and frequency-domain waveforms of the proposed method



(a) 传统方法
(a) Conventional method



(b) 本文所提方法
(b) The proposed method

图 4 两种波形构建方法流程对比

Fig. 4 Flowchart comparison of the two waveform construction methods

$$\begin{aligned} s_{\mathrm{F}}(t) &= \sum_{m=1}^{M}\int_{-\infty}^{\infty} V(f')\exp(-\mathrm{j}2\pi f' t_m) \\ &\quad \cdot \exp(\mathrm{j}2\pi(f'+f_m)t)\mathrm{d}f' \\ &= \sum_{m=1}^{M}\exp(\mathrm{j}2\pi f_m t)\int_{-\infty}^{\infty} V(f') \\ &\quad \cdot \exp(\mathrm{j}2\pi f'(t-t_m))\mathrm{d}f' \end{aligned} \tag{18}$$

式(18)中积分部分为对频域基准子带$V(f)$进行逆傅里叶变换得到对应的时域子脉冲。令$V(f)$的傅里叶逆变换结果为$v(t)$，则式(18)可以进一步写为

$$s_{\mathrm{F}}(t) = \sum_{m=1}^{M} v(t-t_m)\exp(\mathrm{j}2\pi f_m t) \tag{19}$$

对比式(4)与式(19)可见，两种波形构建方法在时域上具有一致的结构，即都可表示为对时域基准子脉冲的复制、时移、频移而后叠加。区别在于二者基准子脉冲的包络不同。由式(3)可知，传统方法基准子脉冲包络为理想矩形。对频域分割时域重排方法的时域基准子脉冲包络进行推导。基准子脉冲表示为

$$\begin{aligned} v(t) &= \mathcal{F}^{-1}\{V(f)\} = \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2}\exp(-\mathrm{j}\pi f^2/K) \\ &\quad \cdot \exp(\mathrm{j}2\pi f t)\mathrm{d}f \end{aligned} \tag{20}$$

当分段数很大，即$M \gg \sqrt{BT}$时，此时有$\Delta f^2/K \ll 1$，于是：

$$v(t) \approx \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2}\exp(\mathrm{j}2\pi f t)\mathrm{d}f = \Delta f \cdot \mathrm{sinc}(\Delta f \cdot t) \tag{21}$$

此时基准子脉冲包络近似为辛格函数，边缘衰落显著，且存在显著时域拖尾。当分段数很小时，子段时宽-带宽积较大，用相位驻定原理直接求解式(20)得：

$$v(t) \approx \sqrt{\frac{K}{\mathrm{j}}}\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T/M}\right)\exp(\mathrm{j}\pi K t^2) \tag{22}$$

此时基准子脉冲包络近似为理想矩形。实际应用中，分段数往往介于一个合理的区间，因此频域分割时域重排方法对应的基准子脉冲包络介于sinc函数与理想矩形之间，表现为存在边缘衰落的非理想矩形。基准子脉冲的边缘衰落将会产生波形时域包络的非恒模，如图3(a)所示，从而升高波形的峰均功率比，进而限制系统的平均发射功率与功放效率。

由图5的波形时频图对比可见，由于分割操作所处的域不同，即截断效应对应的时频域关系不同，导致两种波形的能量耦合特性存在差异：传统

时域分割载频调制方法存在明显的子段频谱耦合，表现为子带分界处沿频率轴延伸的能量旁瓣。而本文频域分割时域重排方法则主要表现为子段时域耦合，即子脉冲边界沿时间轴延伸的能量旁瓣。但两种方法生成波形的主要能量时频分布一致，即均可在时域按子脉冲划分子段，在频域按子带划分子段。

为进一步分析两种波形的构建复杂度，本文给出了表1所示算法流程及计算复杂度对比。对于传统时域分割多子带LFM波形，其主要涉及子脉冲划分、载频调制及时域拼接操作，单脉冲生成复杂度约为$O(N)$。对于本文提出的频域分割-时域重排多子带LFM波形，主要计算量增加源于傅里叶变换/傅里叶逆变换，单脉冲生成复杂度约为$O(N\log N)$。已有频域多子带LFM波形构建方法同样包含频域变换及子带处理过程，计算复杂度与本文方法基本处于同一量级。需要指出的是，本文方法与已有频域多子带方法的主要区别在于进一步引入了子带时移重排及时移扰动操作，以增强脉间波形差异，从而进一步具备抗跨脉冲干扰和脉内移频干扰能力。虽然相比传统时域分割方法增加了一定计算量，但实际应用中可通过预设波形库、部分操作离线执行以及并行处理等方式降低在线计算负担，满足工程实现需求。

综上，本文所提的频域分割时域重排方法，以线性调频信号频谱的分割与子带时移调制，替代传统方法中的时域脉冲分割与子脉冲载频调制。该方法以牺牲波形时域恒模性为代价换取频谱包络平坦性，从而在一定程度的平均发射功率损失的条件下，实现目标栅瓣的有效抑制。

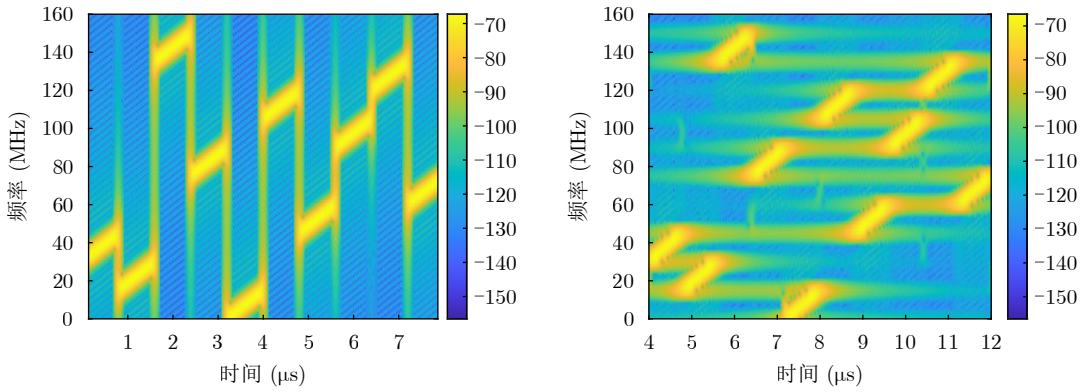
3　成像及抗干扰特性对比

3.1　距离向栅瓣特性对比

传统波形构建方法，其波形频谱包络可以近似建模为

$$|S_{\mathrm{T}}(f)|\approx|U(f)|*\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta\left(f-k\cdot\frac{B}{M}\right)\cdot|S_{\mathrm{LFM}}(f)| \tag{23}$$

其中，$U(f)$为时域基准子脉冲对应的频域子带；$\delta(f)$为频域冲激函数；$*$为卷积运算；$S_{\mathrm{LFM}}(f)$为子脉冲分割前宽带线性调频波形的频谱，起到限制带宽的作用。



(a) 传统方法
(a) Conventional method

(b) 本文所提方法
(b) The proposed method

图 5 两种构建方法波形时频图对比

Fig. 5 Comparison of waveform time-frequency diagrams between the two construction methods

表 1　多子带LFM波形算法流程及复杂度表

Tab. 1　Algorithm flow and computational complexity of multi-subband LFM waveforms

波形	波形生成流程	计算复杂度
传统时域分割载频调制多子带LFM	**Step 1:** 将宽带LFM信号在时间域划分为M个连续子脉冲。单步计算复杂度：$O(N)$。 **Step 2:** 对各子脉冲进行频率调制，使不同子脉冲对应不同频率子带。单步计算复杂度：$O(N)$。 **Step 3:** 根据预设捷变规则改变各子脉冲的时间排列顺序，实现脉间波形变化。单步计算复杂度：$O(N)$。 **Step 4:** 拼接各时域子脉冲，形成最终发射波形。单步计算复杂度：$O(N)$。	$O(N)$
本文频域分割时域重排多子带LFM	**Step 1:** 生成宽带LFM信号，并获得其频域表达。单步计算复杂度：$O(N\log N)$。 **Step 2:** 根据分段数M，将宽带LFM频谱划分为M个非重叠频域子带。单步计算复杂度：$O(N)$。 **Step 3:** 根据脉间捷变规则对子带进行重新排列，并对子带频谱施加对应线性时移相位项$\exp(-\mathrm{j}2\pi f\tau_m)$，实现频域子带时移重组。其中，随机扰动通过改变时移参数τ_m引入。单步计算复杂度：$O(N)$。 **Step 4:** 对重组后的频谱进行叠加，并通过傅里叶逆变换获得时域发射波形。单步计算复杂度：$O(N\log N)$。	$O(N\log N)$

式(23)波形频谱包络的建模，是以子带带宽$\Delta f = B/M$为周期，在线性调频波形带宽B范围内对基准子带包络进行周期延拓。

对多子带波形进行匹配滤波，输出结果为

$$\begin{aligned} s_{\mathrm{pc_T}}(t) &= \mathcal{F}^{-1}\{S_{\mathrm{T}}(f)\cdot S_{\mathrm{T}}^{*}(f)\} \\ &= \mathcal{F}^{-1}\{|S_{\mathrm{T}}(f)|^{2}\} \end{aligned} \tag{24}$$

根据式(23)，多子带波形频谱包络的平方可以展开为

$$\begin{aligned} |S_{\mathrm{T}}(f)|^{2} &= |U(f)|^{2} * \sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta\left(f-k\cdot\frac{B}{\mathrm{M}}\right) \\ &\quad\cdot|S_{\mathrm{LFM}}(f)|^{2} \\ &= U(f)\cdot U^{*}(f) * \sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta\left(f-k\cdot\frac{B}{M}\right) \\ &\quad\cdot S_{\mathrm{LFM}}(f)\cdot S_{\mathrm{LFM}}^{*}(f) \end{aligned} \tag{25}$$

将式(25)代入式(24)，得到

$$s_{\mathrm{pc_T}}(t) = r(t) * \sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta\left(t-k\cdot\frac{M}{B}\right)\cdot r_{\mathrm{sub}}(t) \tag{26}$$

其中，$r(t)$为宽带线性调频波形匹配滤波结果；$r_{\mathrm{sub}}(t)$为子脉冲匹配滤波结果；$\delta(t)$为时域冲激串。

由式(26)可见，传统方法构建的多子带波形，其频谱子带的周期延拓，将在匹配滤波后在时域产生周期冲激串，从而形成一系列栅瓣。图6示意了传统时域分割方法距离向栅瓣的产生原理。

由式(26)可知，栅瓣的包络为宽带线性调频波形匹配滤波结果的包络$|r(t)|$，表现为高分辨的辛格函数。而栅瓣的幅度则受子脉冲匹配滤波结果的包络$|r_{\mathrm{sub}}(t)|$调制，表现为展宽的辛格函数。栅瓣的周期与幅度均与分段数有关，第k阶栅瓣的幅度A_k、周期T_k可以表示为

$$\begin{aligned} A_k &= \left|r_{\mathrm{sub}}\left(k\cdot\frac{M}{B}\right)\right| \\ T_k &= k\cdot\frac{M}{B} \end{aligned} \tag{27}$$

对于子脉冲匹配滤波结果的包络$|r_{\mathrm{sub}}(t)|$，当分段数较少时，子脉冲仍满足大时宽带宽积条件，其匹配滤波结果包络可近似为辛格函数。此时，随着分段数增加，子脉冲带宽逐渐减小，辛格函数的主瓣随之展宽。然而，当分段数增大到一定程度后，子脉冲时宽和带宽显著变窄，不再满足时宽带宽积远大于1的条件，$|r_{\mathrm{sub}}(t)|$主瓣宽度与带宽倒数之间的近似关系不再成立，主瓣反而随分段数增加而变窄。当一阶及以上栅瓣的位置移出$|r_{\mathrm{sub}}(t)|$主瓣范围，离散强栅瓣将消失。然而截断效应产生的栅瓣能量并不会消失，而是会转化为噪声基底(见仿真分析3.1)，且噪声电平将随分段数增加不断抬高，同样会对成像质量造成明显影响。

而本文频域分割时域重排方法构建的波形，由于子带是通过对线性调频波形频谱进行理想截断得到的，相邻子带包络边缘理想对齐，叠加后得到的多子带波形频谱包络与分割前的宽带线性调频波形频谱包络吻合，表示为

$$\begin{aligned} |S_{\mathrm{F}}(f)| &= \sum_{m=1}^{M}\left|\mathrm{rect}\left[\frac{f-f_{c,m}}{\Delta f}\right]\cdot S_{\mathrm{LFM}}(f)\right| \\ &= |S_{\mathrm{LFM}}(f)| \end{aligned} \tag{28}$$

因此本文方法构建的波形匹配滤波结果为

$$\begin{aligned} S_{\mathrm{F}}(f)\cdot S_{\mathrm{F}}^{*}(f) &= |S_{\mathrm{F}}(f)|^{2} = |S_{\mathrm{LFM}}(f)|^{2} \\ &= S_{\mathrm{LFM}}(f)\cdot S_{\mathrm{LFM}}^{*}(f) \end{aligned} \tag{29}$$

由式(29)可以得到，本文频域分割时域重排方法构建的多子带波形与相同带宽的线性调频波形，在理想情况下具有一致的匹配滤波结果，因此成像后不存在距离向栅瓣。

综上，传统多子带波形构建方法因在时域进行子脉冲分割，截断效应不可避免地引入频谱周期性凹陷，导致匹配滤波后出现距离向栅瓣。而本文方法转换至频域进行子带分割，可保证频谱包络与分割前的宽带线性调频波形一致，因而避免了距离向栅瓣的产生。

3.2 抗干扰特性对比

3.2.1 抗跨脉冲转发干扰能力

由第2节分析得，两种方法构建的时域波形可

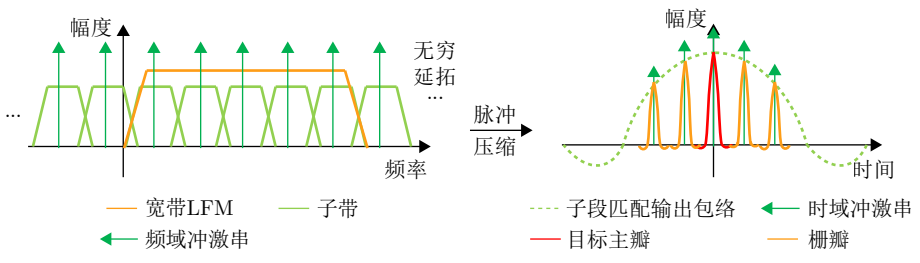


图 6 传统方法栅瓣产生原理示意图

Fig. 6 Illustration of grating lobe generation via conventional method

统一建模为时域基准子脉冲的复制搬移及载频调制。第q个脉冲发射的多子带波形可以表示为

$$s_q(t)=\sum_{m=1}^{M} w\left[t-(m-1)\mathrm{dt}\right] \cdot \exp(\mathrm{j}2\pi\Delta f(c_{q,m}-(M+1)/2)t) \tag{30}$$

其中，M为分段数；dt为重排时移间隔；传统方法一般取固定值$\mathrm{dt}=T/M$；$\Delta f=B/M$为子带间隔；$c_{q,m}$为第q个发射脉冲的第m个子脉冲对应的重排调频序号；$w(t)$为对时域基准子脉冲的统一表征，表示为

$$w(t)=A\left(\frac{t-T/2M}{T/M}\right)\exp(\mathrm{j}\pi K(t-T/2M)^2) \tag{31}$$

其中，$A(t)$为子脉冲包络。

对于传统方法，$A(t)$为标准矩形，而对于本文频域分割时域重排方法，$A(t)$为边缘衰落的近似矩形。

对式(30)做傅里叶变换，可以得到多子带波形的频域统一表达式：

$$S_q(f)=\sum_{n=1}^{M} W(f-f_n)\exp(-\mathrm{j}2\pi(f-f_n)a_{q,n}\mathrm{dt}) \tag{32}$$

其中，$W(f)$为频域基准子带的统一表征，通过对时域基准子脉冲$w(t)$做傅里叶变换得到；f_n为第n个子带的中心频率，表示为

$$f_n=(n-(M+1)/2)\cdot\Delta f \tag{33}$$

式(32)中a_q为重排调频序号c_q对应的重排时移序号，二者互为逆置换。带回到式(30)，多子带波形时域表达式可以等价为

$$s_q(t)=\sum_{n=1}^{M} w\left(t-a_{q,n}\cdot\mathrm{dt}\right)\cdot\exp(\mathrm{j}2\pi f_n t) \tag{34}$$

定义移频量为f_n的子脉冲基函数为

$$\psi_n(t)=w(t)\exp(\mathrm{j}2\pi f_n t) \tag{35}$$

载频为f_t的子脉冲基函数与载频为f_k子脉冲基函数做互相关，输出结果为

$$\begin{aligned} R_{l,k}(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty}\psi_l(t)\psi_k^*(t-\tau)\mathrm{dt} \\ &= \mathcal{F}^{-1}\{W(f-f_l)W^*(f-f_k)\} \end{aligned} \tag{36}$$

则对第q个回波脉冲按照第p个发射脉冲进行匹配滤波，输出结果为

$$y(t)=\sum_{l=1}^{M}\sum_{k=1}^{M} R_{ql,pk}\left[t-\tau_0-(a_{q,l}-a_{p,k})\cdot\mathrm{dt}\right] \tag{37}$$

其中，τ_0为脉冲前沿的回波延迟。

根据多子带波形构建原理，各子脉冲以子带带宽为间隔进行载频调制，使不同载频子脉冲在频域上相互分离并近似正交。因此，匹配滤波时仅同载频子脉冲之间产生显著互相关峰值，不同载频子脉冲的互相关输出可近似忽略。对于真实目标回波，其回波脉冲与匹配滤波脉冲具有一致的重排序列，即$a_q=a_q$。代入式(37)并忽略载频不同子脉冲之间的互相关输出，得

$$y_{\mathrm{r}}(t)=\sum_{n=1}^{M} R_{n,n}\left[t-\tau_0\right] \tag{38}$$

即真实回波各子脉冲匹配滤波结果在回波脉冲前沿处相参叠加，合成单个高分辨峰。而对于跨脉冲干扰，由于脉间捷变重排顺序，干扰脉冲与当前匹配滤波脉冲重排序列不同，匹配滤波输出为

$$y(t)=\sum_{n=1}^{M} R_{qn,pn}\left[t-\tau_0-(a_{q,n}-a_{p,n})\cdot\mathrm{dt}\right] \tag{39}$$

由上述分析可以得出，两种方法构建的波形得益于一致的时频分布，可以进行统一的时频域建模表达，从而具有相同的抗干扰原理：即利用不同载频子脉冲间的正交性，在脉间捷变子脉冲排列顺序，使得跨脉冲干扰不同子脉冲匹配滤波结果在距离向分散，从而无法在脉冲前沿处实现积累。由于干扰子脉冲失配后形成的干扰峰值个数与分段数相关，因此随着分段数增大，干扰能量显著分散，实现对跨脉冲干扰的抑制。图7展示了脉内多子带线性调频波形抗跨脉冲干扰原理。

两种方法的跨脉冲干扰输出差异在于，本文所提频域分割时域重排方法直接在线性调频信号频谱上进行子带划分，各子带边界由理想频域截断确定，因而相邻子带在频域上互不重叠，进而正交。表示为

$$W_{\mathrm{T}}(f-f_l)W_{\mathrm{T}}^*(f-f_k)=0,\ k\neq l \tag{40}$$

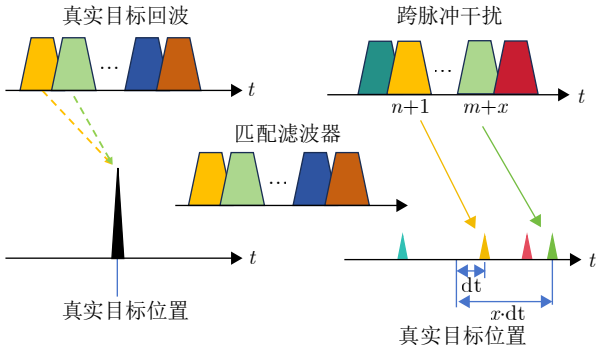


图 7 脉内多子带波形抗跨脉冲转发干扰原理图

Fig. 7 Illustration of intra-pulse multi-subband waveform against cross-pulse repeater jamming

而传统时域分割方法对子脉冲进行了时域截断，由此引入频谱展宽效应，使得各子带边缘出现扩展，相邻子带之间不可避免地产生频谱交叠。表示为

$$W_{\mathrm{T}}(f-f_l)W_{\mathrm{T}}^{*}(f-f_k)\neq 0,\ k=l\pm 1. \tag{41}$$

因此，频域分割方法对应的跨脉冲干扰经匹配滤波后，形成多个结构清晰的离散干扰主瓣；传统方法则因相邻子带非理想正交，在主瓣之外存在邻带互相关形成的干扰分量。图8对比了两种方法构建波形的跨脉冲干扰子脉冲匹配滤波结果。由于传统方法对应的邻带干扰分量十分微弱，干扰能量仍集中在干扰主瓣区域，因此，两种方法对跨脉冲干扰能量的分散效果无明显差异。

由式(39)可知，跨脉冲转发干扰的各子脉冲经匹配滤波后，其干扰主瓣将在距离向上离散分布，分布范围为$(M-1)dt$至$(1-M)$dt，共对应2M − 1个可能的离散距离单元。对于传统多子带波形构建方法，脉间时移间隔通常取固定值$\mathrm{dt}=T/M$，因此位于相同离散距离单元处的干扰主瓣能够在脉间处理中获得积累增益。当干信比较大时，跨脉冲转发干扰仍能形成等间隔分布的假目标串，从而保持较强的欺骗效果(详见仿真3.5)。

针对上述局限，本文在频域分割时域重排方法的基础上，进一步引入时移抖动机制，使干扰主瓣的距离向分布位置在不同脉冲间随机抖动。由此可破坏干扰能量在方位向上的聚焦，使跨脉冲转发干扰进一步退化为压制干扰。

具体来说，在传统方法的固定子脉冲间隔基础上，对各子脉冲相对时延位置施加一个脉间捷变的随机扰动。第q个脉冲中，第n个子脉冲的随机扰动量可表示为

$$\varepsilon_{q,n}=(\sigma\times\xi_{q,n})\times\frac{T}{M} \tag{42}$$

其中，T/M为传统方法的固定时移间隔；σ为随机抖动系数，表示时移抖动幅度相较于固定间隔的大小；ξ为随慢时间q捷变、各子脉冲不同，且服从[–1, 1]均匀分布的随机变量。

施加时移抖动后，式(39)变为

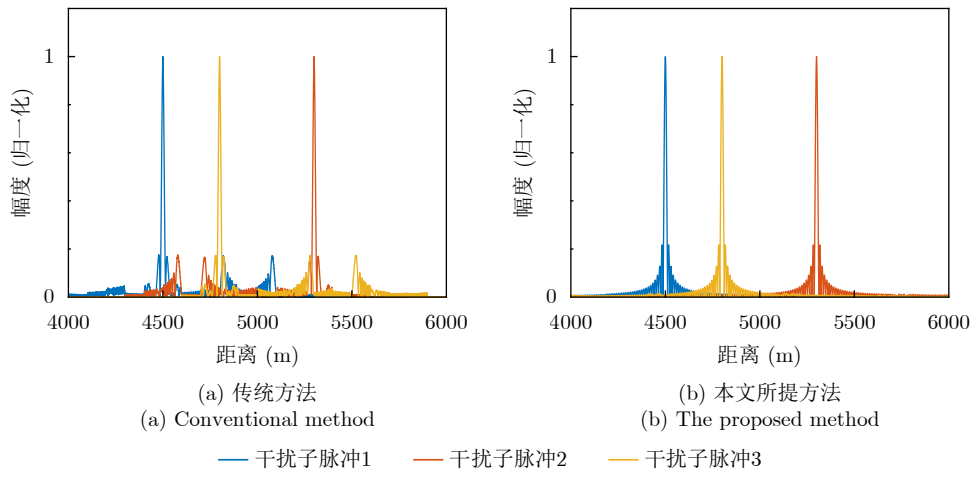
$$y(t)=\sum_{n=1}^{M}R_{qn,pn}\left[t-\tau_0-(a_{q,n}-a_{p,n})\cdot\frac{T}{M}-(\varepsilon_{q,n}-\varepsilon_{p,n})\right] \tag{43}$$

由式(43)可见，匹配滤波后，干扰各子脉冲均引入了随机且随慢时间捷变的时移扰动量$(\varepsilon_{q,n}-\varepsilon_{p,n})$，使其峰值位置偏离传统固定时移间隔所对应的离散距离单元，并随慢时间发生随机变化，因而难以在相同距离单元上形成稳定的相参积累，从而进一步破坏干扰能量的方位向聚焦。

随机抖动系数σ的取值将影响最终的抗干扰效果。时移抖动机制面向高干信比条件，其作用是使跨脉冲转发干扰在二维成像中由相参假目标退化为分布式压制干扰。据此，抗干扰效果由两个指标共同衡量：一是干扰峰值的散焦程度，即避免散焦不充分的突出干扰峰值造成的欺骗干扰效果；二是散焦后干扰能量沿距离向分布的均匀性，即避免散焦后的压制干扰能量分布不均匀造成局部强压制。二者分别对应随机抖动系数σ的两个下界。

(1) 干扰充分散焦条件

由于随机扰动量s服从均匀随机分布，其差值将服从支撑区间为$[-2\sigma\mathrm{dt},2\sigma\mathrm{dt}]$的三角分布。方位向相参积累中各子带的残余相干因子为对ε的差值取期望，表示为



(a) 传统方法
(a) Conventional method

(b) 本文所提方法
(b) The proposed method

图 8 跨脉冲转发干扰子脉冲匹配滤波结果对比

Fig. 8 Comparison of subpulse matched-filter outputs under cross-pulse repeater jamming

$$\gamma_n = \mathbb{E}\left[\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_n(\varepsilon_{q,n}-\varepsilon_{p,n})\right)\right] = \mathrm{sinc}^2\left(2\sigma \mathrm{d}t f_n\right) \tag{44}$$

对各子带取平均，可得峰值集中度(原峰值位置处的干扰幅度)的关联变量$\bar{\gamma}$：

$$\bar{\gamma}(u) = \frac{1}{u}\int_0^u \mathrm{sinc}^2(v)\mathrm{d}v \approx \frac{1}{2u} \tag{45}$$

其中，$u = \sigma B \mathrm{d}t = \sigma TB/M$为以距离分辨单元$1/B$为单位度量的抖动幅度。

随着抖动的增大，峰值散焦加剧，其幅度将显著下降。因此峰值的散焦程度可通过施加抖动前后的峰值幅度下降比，即$\bar{\gamma}$比值来度量。当$\sigma = 0$，即采用固定时移间隔时，式(45)为1。因此峰值幅度下降比可表示为

$$\frac{\overline{\gamma}(u)}{\overline{\gamma}(0)} = \frac{M}{2\sigma TB} \tag{46}$$

定义η为散焦所需最小峰值幅度下降比，代入式(46)可以求得满足峰值散焦条件的最小σ：

$$\sigma_{\min 1} = \frac{1}{2\eta B dt} = \frac{M}{2\eta TB} \tag{47}$$

以T=10 μs, B=150 MHz, TB=1500, η = 0.32峰值下降10 dB为例，分段数M=10～50对应最小抖动系数范围为$\sigma_{\min\ 1}$=0.011～0.053。可见破坏干扰峰的方位向相参积累仅需10^{-2}量级的极小抖动。

(2) 干扰能量均匀分布条件

峰值散焦后，干扰能量沿距离向的分布与3个因素有关：即原离散格点间隔($\mathrm{d}t = T/M$)、峰值抖动散布(半宽为$2\sigma \mathrm{d}t$的三角分布)，以及子脉冲干扰峰的主瓣宽度(M/B)。其中峰值抖动散布和主瓣宽度构成单个干扰峰的复合距离半宽$2\sigma \mathrm{d}t + M/B$。显然，要使能量分布连续且平坦，要求单个干扰峰复合距离半宽不小于格点间隔，即

$$2\sigma \mathrm{d}t + \frac{M}{B} \geq \mathrm{d}t \tag{48}$$

可以求得干扰能量均匀分布所需的最小抖动系数：

$$\sigma_{\min 2} = \max\left\{0, \frac{1}{2}\left(1 - \frac{M^2}{TB}\right)\right\} \tag{49}$$

由式(49)可知，存在临界分段数$M_z = \sqrt{TB}$。其对应物理含义为，当分段数大于临界值时，干扰子脉冲时宽及带宽均很小，脉压后形成的干扰峰值本身分辨率很宽，其峰值主瓣在距离向上基本连成一片。此时满足干扰峰值散焦条件后，散焦的能量已均匀分布，无需进一步增大抖动幅度。

(3) 抖动系数综合取值

由上述分析可知，随着抖动系数σ增大，干扰峰的散焦程度及散焦后干扰能量的分布均匀性均提升，并存在满足干扰峰值充分散焦及散焦后能量均匀分布要求的两个下界。考虑到抖动增大会进一步加剧波形时域非恒模性，实际应用中还需结合发射机PAPR约束确定其上界。

进一步分析高低干信比适用边界。由于子带重排序列服从均匀随机分布，且脉间相互独立，因此干扰与匹配滤波器的时隙差$d_n = a_{n,n} - a_{n,n}$在[1-M,M-1]内服从三角形分布$P(d) = M - |d|/M^2$，中心$d = 0$处概率最大，形成最强干扰峰，其功率为目标主瓣功率的$1/M^2$。因此，最强干扰峰与目标主瓣幅度比近似为$r_{\mathrm{i/s}} \approx \mathrm{JSR}_{\mathrm{dB}} - 20\lg M$。设可容忍目标干扰幅度比阈值为$r_{\mathrm{tol}}$，则临界干信比$\mathrm{JSR}_{\mathrm{c}} = 20\lg M + r_{\mathrm{tol}}$。当$\mathrm{JSR} > \mathrm{JSR}_{\mathrm{c}}$时，需引入时移抖动。

综上，由于具有一致的时频结构，本文方法与传统方法所构建波形在抗跨脉冲转发干扰机理上具有一致性：二者均可利用子段间的正交性，通过脉间对子段顺序进行重排，将单个干扰假目标在距离向分散为多个低幅度干扰峰。在此基础上，本文进一步引入时移抖动机制，使各干扰峰的位置随慢时间随机变化，从而破坏其方位向相干积累与聚焦条件，使距离向分散的多个干扰峰在二维成像过程中进一步散焦退化，进而显著增强对跨脉冲转发干扰的抑制能力。其中抖动系数σ存在满足最优抗干扰效果下的最小值，考虑抖动对波形时域非恒模性的加剧，工程上应取满足抗干扰条件的最小抖动系数。

3.2.2 抗脉内移频干扰能力

常规转发干扰之所以需要跨脉冲工作，原因在于其必须完成对雷达信号的全脉冲截获后才能转发，导致干扰信号相较真实回波至少滞后一个脉宽，所形成的假目标在距离向上出现显著滞后。移频干扰则利用线性调频信号的时频耦合效应，对截获信号施以附加频移后再行转发，能够使匹配滤波输出的峰值产生等效时延偏移：正频移对应峰值滞后，负频移对应峰值前导。负移频的前导效应可部分补偿全脉冲截获转发引入的接收时延，从而使移频干扰具备脉内干扰的潜力。对于脉内转发干扰，由于干扰信号与当前发射脉冲处于同一脉冲周期内，脉间波形捷变难以发挥作用，对抗效果需要结合波形及干扰的固有特性进行分析。

如图9(a)所示，线性调频波形的模糊函数呈“斜刀刃”状，即假目标前导距离与移频量一一对应，可以形成位置及幅度均可控的欺骗干扰。且模糊函数主瓣在时延-多普勒域上覆盖范围很宽，即波形的多普勒容限较大，可以实现较大范围的假目标前导。

对于传统方法构建的波形，子脉冲模糊函数表示为[15]

$$\begin{aligned}\chi_{u_{\mathrm{T}}}(\tau,\xi)=&\operatorname{rect}\left(\frac{\tau}{2T/M}\right)\\&\cdot\frac{\sin\left[\pi(K\tau+\xi)\left(T/M-|\tau|\right)\right]}{\pi(K\tau+\xi)}\\&\cdot\exp\left(\mathrm{j}\pi\xi(\tau+T/M)\right)\end{aligned}\tag{50}$$

式(50)模糊函数的包络为

$$\begin{aligned}|\chi_{u_{\mathrm{T}}}(\tau,\xi)|=&\operatorname{rect}\left(\frac{\tau}{2T/M}\right)\cdot\left(T/M-|\tau|\right)\\&\cdot\operatorname{sinc}\left[\pi(K\tau+\xi)\left(T/M-|\tau|\right)\right]\end{aligned}\tag{51}$$

对于本文所提频域分割时域重排方法，将式(12)频域基准子带表示式代入模糊函数的频域计算公式，得到子脉冲模糊函数：

$$\begin{aligned}\chi_{u_{\mathrm{F}}}(\tau,\xi)=&\exp\left(\mathrm{j}2\pi\xi\tau\right)\int V(f)V^{*}(f+\xi)\\&\cdot\exp\left(\mathrm{j}2\pi f\tau\right)\mathrm{d}f\\=&\operatorname{rect}\left(\frac{\xi}{2\Delta f}\right)\times\frac{\sin\left[\pi\left(\tau+\dfrac{\xi}{K}\right)\left(\Delta f-|\xi|\right)\right]}{\pi\left(\tau+\dfrac{\xi}{K}\right)}\\&\cdot\exp\left(\mathrm{j}\pi\xi\tau\right)\end{aligned}\tag{52}$$

式(52)模糊函数的包络为

$$\begin{aligned}|\chi_{u_{\mathrm{F}}}(\tau,\xi)|=&\operatorname{rect}\left(\frac{\xi}{2\Delta f}\right)\cdot\left(\Delta f-|\xi|\right)\\&\cdot\operatorname{sinc}\left[\pi\left(\tau+\frac{\xi}{K}\right)\left(\Delta f-|\xi|\right)\right]\end{aligned}\tag{53}$$

由式(50)和式(52)可知，虽然传统方法与本文所提方法的子脉冲包络形式不同，但二者的子脉冲本质上仍为线性调频信号，因此其模糊函数主脊均满足$Kr+\xi=0$，整体仍呈典型的“斜刀刃”形分布。由于单个子脉冲带宽由原始宽带线性调频信号的B降为$\Delta f=B/M$，其频移容忍范围和距离-频移耦合跨度也相应缩小为同带宽完整线性调频波形的$1/M$。

脉内多子带线性调频波形的模糊函数可以表示为[15]

$$\begin{aligned}\chi_{\mathrm{sub}}(\tau,\xi)=&\sum_{n=1}^{M}\sum_{m=1}^{M}\exp\left(\mathrm{j}2\pi\Delta f\left[c_m-\frac{M+1}{2}\right]\tau\right)\\&\cdot\exp\left(\mathrm{j}2\pi\left[\xi+\Delta f(c_n-c_m)\right]\frac{(n-1)T}{M}\right)\\&\cdot\chi_u\left(\tau-\frac{(m-n)T}{M},\xi-(c_m-c_n)\Delta f\right)\end{aligned}\tag{54}$$

其中，$\chi_u(\tau,\xi)$为子脉冲模糊函数的统一表示。

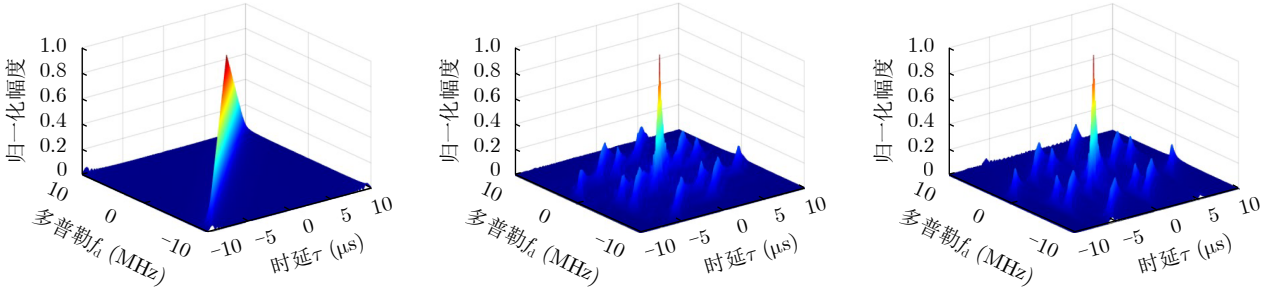
由式(54)可知，脉内多子带波形的模糊函数可分解为$m=n$的自模糊项和$m\neq n$的互模糊项两部分。当$m=n$时，各子脉冲的自模糊函数在相同位置叠加，形成模糊函数主瓣；当$m\neq n$时，对应项为不同子脉冲之间的互模糊函数。由于各子脉冲之间存在由重排序列决定的随机时延差和频率差，互模糊峰值将在时延-频移平面内离散分布，并随慢时间捷变，形成随机分布的模糊函数旁瓣。脉内多子带波形的模糊函数如图9(b)、图9(c)所示。随着分段数增大，子脉冲模糊函数多普勒容忍性将恶化，进而导致多子带波形模糊函数近似为“图钉”形。因此对于多子带波形，移频干扰对应的假目标距离前导量将显著受限。

对移频干扰效果进行具体分析。由式(30)可知两种方法构建的多子带波形可以进行统一建模。假定重排时移间隔设为固定值$\mathrm{d}t=\Delta t$，令第m段子脉冲的时移量为$t_m=\Delta t\cdot(m-1)$，载频调制量为$f_m=\Delta f\cdot(c_m-(M+1)/2)$，则式(30)可以简写为

$$s(t)=\sum_{m=1}^{M}u(t-t_m)\exp\left(\mathrm{j}2\pi f_m t\right)\tag{55}$$

若干扰机对截获信号施加移频Δf_1后转发，则干扰信号可以表示为

$$r_{\mathrm{J}}(t)=\beta s(t-\tau_0)\exp\left(\mathrm{j}2\pi\Delta f_{\mathrm{J}}t\right)\tag{56}$$



(a) 线性调频波形模糊函数
(a) LFM waveform

(b) 本文所提方法(M=5)
(b) The proposed method(M=5)

(c) 传统方法(M=5)
(c) Conventional method(M=5)

图 9 两种方法生成波形与线性调频波形模糊函数对比

Fig. 9 Comparison of ambiguity functions of waveforms generated by the two methods and the LFM waveform

其中，τ_0为干扰到达延时。

对干扰信号进行匹配滤波，结果为

$$y_{\mathrm{J}}(\tau)=\int r_{\mathrm{J}}(t)s^{*}(t-\tau)\mathrm{d}t \tag{57}$$

将式(55)、式(56)代入式(57)，可以求得第m个干扰子脉冲与第k个信号子脉冲的匹配滤波输出为

$$\begin{aligned}y_{m,k}(\tau)=&\exp\left(\mathrm{j}\Phi_{m,k}(\tau)\right)\chi_u\left(\tau-\tau_0-(t_m-t_k),\right.\\&\left.\Delta f_{\mathrm{J}}+f_m-f_k\right)\end{aligned} \tag{58}$$

其中，模糊函数部分为对子脉冲互模糊函数施加时延τ_0后，对应的移频量Δf_1处的时延向切片。

式(58)中相位项表示为

$$\begin{aligned}\Phi_{m,k}(\tau)=&2\pi\left[\left(\Delta f_{\mathrm{J}}+f_m-f_k\right)\left(\tau_0+t_m\right)\right.\\&\left.-f_m\tau_0+f_k\tau\right]\end{aligned} \tag{59}$$

当干扰移频量小于子带带宽Δf时，匹配滤波输出由自匹配分量和邻带匹配分量两部分组成。其中自匹配分量为序号相同的子带自匹配输出，邻带匹配分量则为移频后交叠的邻带互匹配输出。二者的关系如图10所示。

自匹配分量对应式(58)中$m=k$的部分，此时式(58)表示为

$$\begin{aligned}y_{m,m}(\tau)=&\exp\left(\mathrm{j}2\pi\left[\Delta f_{\mathrm{J}}(\tau_0+t_m)+f_m(\tau-\tau_0)\right]\right)\\&\chi_u\left(\tau-\tau_0,\Delta f_{\mathrm{J}}\right)\end{aligned} \tag{60}$$

由式(60)可知，自匹配分量的模糊函数部分为$\chi_u\left(\tau-\tau_0,\Delta f_1\right)$。该项与子脉冲编号$m$无关，各子脉冲的自匹配峰均位于$\tau=\tau_0-\Delta f_1/K$处。然而，式中的指数相位项包含由频率编码序列决定载频调制量f_m，故不同子脉冲的自匹配峰携带不同的残余相位。也就是说，尽管各自匹配峰在距离位置上对齐，但其相位并不一致，叠加过程为非相参叠加。因此，移频干扰的自匹配分量难以像真实目标回波那样形成稳定聚焦的单一假目标，而是在距离向表现为散焦带。进一步经过SAR方位匹配滤波后，该非相参散布能量无法在方位向形成点目标聚焦，最终在图像中表现为以$\tau=\tau_0-\Delta f_1/K$为中心、具有一定距离展宽的方位向压制条带。

对于邻带匹配分量，其对应式(58)中$m\neq k$且$|c_n-c_n|=1$的项。此时，第m个干扰子脉冲的移频频谱将与第k个相邻子带匹配，匹配峰位置由模糊函数项$\chi_u\left(\tau-\tau_0-(t_m-t_k),\Delta f_1+f_m-f_k\right)$决定。与自匹配分量不同，邻带匹配峰的位置不仅受移频量影响，还受频率编码序列决定的子脉冲重排关系控制，因此其距离位置呈随机分布。由于$t_m-t_k=(m-k)T/M$，邻带匹配峰将在距离向上以T/M为间隔离散分布。同时，由式(59)可知，邻带匹配分量的相位项中仍含有载频调制量f_m和f_k，而f_m、f_k均由频率编码序列决定。因此，落入相同距离单元的邻带干扰峰，同样发生非相参叠加。经过SAR方位匹配滤波后，该类邻带匹配分量将表现为以T/M为距离间隔、具有一定距离展宽的多条方位向压制条带。由于邻带匹配分量的能量分散至多个干扰条带，因此其单个压制条带的强度将显著弱于自匹配分量形成的中心压制条带。

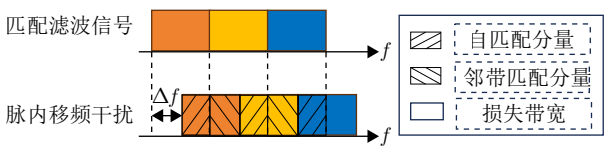


图 10 移频干扰匹配滤波示意图

Fig. 10 Illustration of matched filtering of frequency-shift jamming

当干扰移频量大于子带带宽Δf时，自匹配分量不再存在，中心压制条带随之消失。随着移频量进一步增大，干扰频谱与匹配滤波器的重叠带宽逐渐减小，匹配滤波增益下降，压制强度相应减弱。此外，由上述分析可知，邻带匹配分量峰值的随机分布受频率编码序列调控，其本质上与跨脉冲干扰的匹配具有一致的机理。因此进一步引入时移抖动机制后，可使得邻带匹配峰的位置在脉间抖动，从而使得散焦后的能量分布更加均匀，进而提升抗移频干扰效果。

综上所述，多子带线性调频波形能够有效抑制脉内固定移频干扰，其机理在于：移频后，子段的重排处理将会引入受随机编码调制的残余相位，从而破坏子段间的相参性，叠加后形成具有一定距离展宽的散焦峰，并在方位匹配滤波时散焦为条带状干扰。同时，移频后的干扰与匹配滤波器存在不同子带间的互匹配分量，表现为距离上等间距分布的多条方位干扰条带，进一步分散干扰能量。因此，脉内移频干扰无法形成聚焦稳定的欺骗假目标，只能退化为压制干扰使用。由于本文所提频域分割时域重排方法与传统方法均基于线性调频波形的子段分割与重排，二者具有一致的抗移频干扰能力。此外，引入时移抖动机制后，可使散焦后的干扰能量分布更加均匀，避免局部强压制，从而同样可以增强对移频干扰的抑制效果。

4　仿真分析

为了对本文所提方法的成像及抗干扰性能进行验证，设计6组仿真实验：(1)点目标成像仿真：对比两种波形构建方法真实目标回波成像的栅瓣情况；(2)波形时域特性分析：定量分析本文所提方法对波形时域恒模特性及有效脉宽的影响；(3)复

杂场景SAR成像仿真：验证本文所提波形在实际场景成像中的可行性；(4)固定时移间隔下跨脉冲转发干扰仿真：对比两种波形构建方法抗跨脉冲转发干扰能力；(5)时移抖动下跨脉冲转发干扰仿真：验证高干信比下，时移抖动机制对抗跨脉冲干扰效果的增强作用；(6)脉内固定移频干扰仿真：验证脉内多子带波形对脉内移频干扰的抑制作用。其中，抗干扰仿真均基于DRFM转发式干扰模型，分别考虑干扰机利用历史脉冲信号实施的跨脉冲转发干扰，以及针对当前脉冲实施的脉内移频干扰场景。基本仿真参数设置如表2所示。

4.1 点目标成像仿真

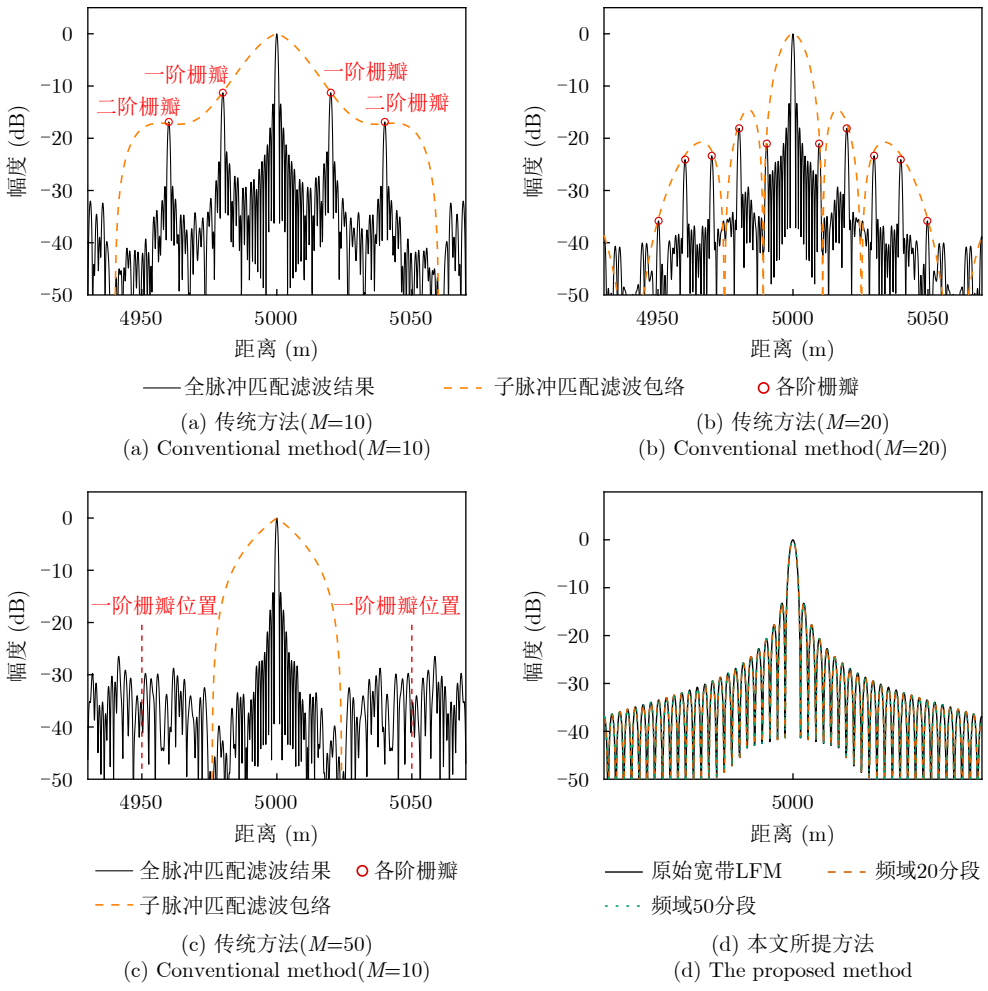
为验证两种波形构建方法的点目标成像性能，在不同分段数条件下开展点目标SAR成像仿真，目标位置设置为距离向5000 m，方位向0 m。仿真结果如图11和图12所示，其中图11为单脉冲距离向匹配滤波结果；图12为脉冲分段数为20时的二维SAR成像结果。

由图11(a)、图11(b)可见，当采用传统波形构建方法时，在脉冲分段数为10和20条件下，距离向均出现明显栅瓣。栅瓣间隔随分段数增加而增大，其幅度则受子脉冲脉压包络调制，栅瓣的间隔和幅度与式(27)分析一致。由于此时单个子脉冲仍具有较大的时宽带宽积，其脉压包络近似为sinc形，包络主瓣将随着分段数增大而展宽。落入主瓣范围内的栅瓣能够获得较高增益，因此脉冲分段数为20时的栅瓣比分段数为10时更加突出。

表 2 SAR成像仿真参数设置

Tab. 2 Parameter settings for SAR imaging simulation

参数	数值
脉宽	10 μs
带宽	150 MHz
载频	10 GHz
平台速度	200 (m/s)
景中心斜距	5 km
脉冲重复频率	546 Hz
天线实孔径	2 m



(a) 传统方法(M=10)
(a) Conventional method(M=10)

(b) 传统方法(M=20)
(b) Conventional method(M=20)

(c) 传统方法(M=50)
(c) Conventional method(M=10)

(d) 本文所提方法
(d) The proposed method

图 11 两种波形构建方法距离向栅瓣特性对比

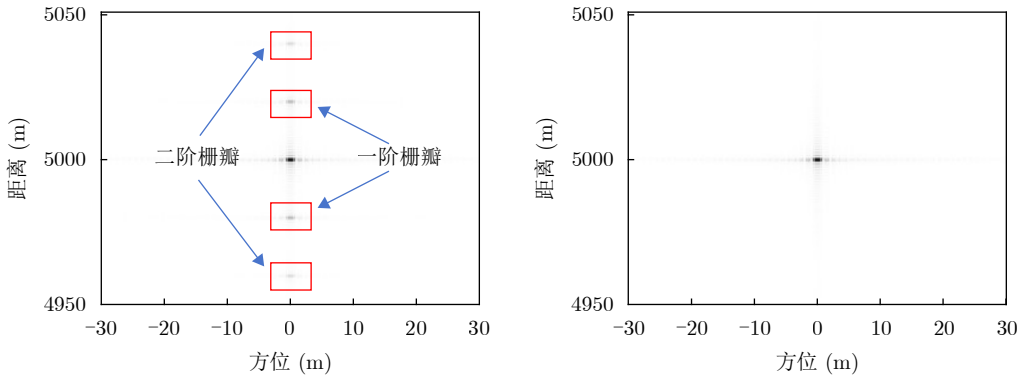
Fig. 11 Range grating lobe characteristics of the two waveform construction methods

当分段数进一步增大至50时，单个子脉冲的时宽和带宽均显著减小，时宽带宽积不再满足远大于1的条件，子脉冲匹配滤波响应由sinc形转变为有限宽且收缩的包络。由图11(c)可见，此时理论上的一阶栅瓣位置随分段数增大进一步远离主瓣，并已超出子脉冲匹配滤波包络的有效作用范围，因而不再形成突出的离散栅瓣。但由子带周期结构引入的栅瓣能量并未消失，而是分散在主瓣两侧的旁瓣区域中，表现为背景电平抬高，同样将造成成像质量的下降。随着分段数增大，噪声电平进一步抬升，对成像的影响将进一步加剧(见仿真3.2，图15)。

由图11(d)可见，本文频域分割时域重排方法在不同分段数下的距离向匹配滤波结果均与原始宽带LFM波形高度一致，未出现明显栅瓣。这是由于该方法直接在频域对宽带线性调频信号进行理想子带划分，从而避免了传统时域截断引起的频谱周期性凹陷。图12进一步给出了脉冲分段数为20下两种方法的SAR成像结果。可以看出，本文方法可以有效抑制传统方法在点目标两侧产生的明显距离向栅瓣，具有更高的成像质量。

为进一步考察脉间波形捷变对方位向基底的影响，在相同成像参数下，对传统多子带LFM波形(脉冲分段数为30)、本文方法多子带LFM波形(脉冲分段数为30)、随机调频及随机相位编码 LFM 波形进行对比，其中本文波形按1.05T进行时域截断，采用411个有效照射脉冲进行方位向积累。随机调频波形采用随机傅里叶级数生成脉内频率轨迹，随机相位编码LFM采用LFM载波叠加随机相位码片生成，两类波形均在脉间独立随机产生。图13(a)给出了目标所在距离单元的方位向切片，可以看出4类波形的主瓣及主要旁瓣基本重合。这是由于各脉冲均采用与本脉冲发射信号对应的匹配滤波器，目标距离主峰输出在慢时间上保持稳定，因此脉间波形变化本身不会明显恶化目标的方位聚焦性能。

图13(b)给出了最强距离旁瓣单元的方位向切片，图13(c)进一步给出了距离旁瓣区域积分能量的方

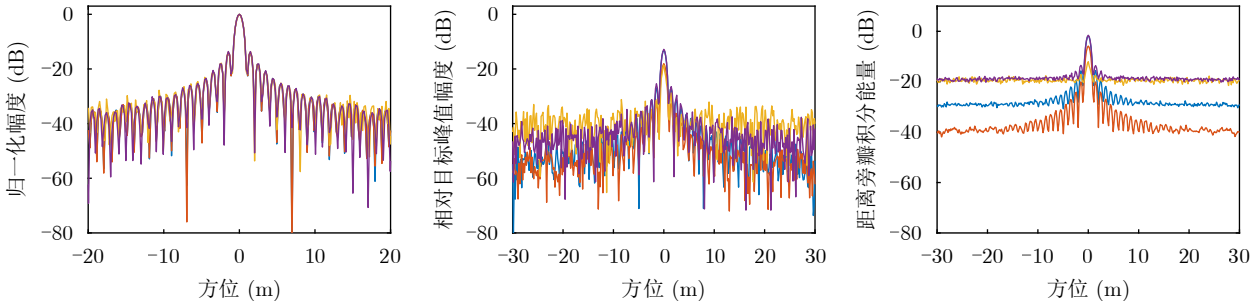


(a) 传统方法
(a) Conventional method

(b) 本文所提方法
(b) The proposed method

图 12 两种波形构建方法点目标SAR成像对比($M=20$)

Fig. 12 Point-target SAR imaging comparison of the two waveform construction methods($M=20$)



(a)目标距离单元的方位向切片
(a) Azimuth slice of the target range cell

(b)最强距离旁瓣单元的方位向切片
(b) Azimuth slice of the strongest range sidelobe cell

(c)旁瓣积分能量的方位向分布
(c) Azimuth distribution of integrated sidelobe energy

图 13 不同捷变波形的方位向响应对比

Fig. 13 Comparison of azimuth responses of different agile waveforms

位向分布。距离旁瓣随脉间波形变化会产生慢时间幅相调制，并在方位压缩后形成弥散背景，因此两者可分别从局部和整体角度反映方位向基底。结果表明，随机调频和随机相位编码波形的旁瓣脉间变化较强，方位背景较高；相比之下，两种多子带波形的背景明显较低，其中本文频域分割方法由于脉间频谱幅度及距离响应更加稳定，能够进一步减弱由距离旁瓣调制引起的方位向弥散基底。

综上，传统方法在中低分段数条件下容易产生显著距离向栅瓣；虽然提高分段数可在一定程度上缓解离散栅瓣，但会伴随频谱恶化及成像基底抬升。相比之下，本文所提频域分割时域重排波形构建方法依托频域理想分割，可有效避免频谱周期性凹陷引起的距离栅瓣；同时，其脉间距离响应具有较好的稳定性，不会因波形捷变而明显恶化目标方位聚焦，并能够减弱距离旁瓣慢时间调制形成的方位向弥散基底。因此，本文方法在兼顾波形捷变能力的同时，具有更优的二维点目标成像性能和更灵活的分段数选择范围。

4.2 波形时域特性分析

为定量表征频域分割时域重排方法对发射波形时域特性的影响，本文从时域展宽和恒模性损失两个方面进行分析，分别引入归一化99%能量有效持续时间与峰均功率比(PAPR)两个指标。前者用于描述频域理想截断引起的波形拖尾和有效时宽扩展，后者用于衡量多子带时域重叠造成的包络起伏及其对功率放大器效率的影响。

对于完整发射波形$s_{\mathrm{F}}(t)$，定义包含总能量99%的最短连续时间区间长度为99%能量有效持续时间T_{99}，表示为

$$T_{99}=\min_{t_1,t_2}\left\{t_2-t_1:\frac{\int_{t_1}^{t_2}\left|s_{\mathrm{F}}(t)\right|^2\mathrm{d}t}{\int_{-\infty}^{\infty}\left|s_{\mathrm{F}}(t)\right|^2\mathrm{d}t}\geq 0.99\right\} \tag{61}$$

为直观展示分段数变化对脉宽展宽的影响，以未分段波形($M=1$)的对应结果进行归一化，得到

$$k_{99}=\frac{T_{99}}{T_{99,M=1}} \tag{62}$$

其中，k_{99}越接近1，说明波形有效时宽越接近原始LFM波形；该值增大则表明更多能量分布到名义脉宽(原始LFM波形脉宽)之外，时域拖尾和展宽更加明显。

PAPR为波形最大瞬时功率与平均功率之比，即

$$\mathrm{PAPR}=\max_t\frac{\left|s_{\mathrm{F}}(t)\right|^2}{P_{\mathrm{avg}}} \tag{63}$$

其中，P_{wg}为波形的平均发射功率。

PAPR越大，说明发射波形包络起伏越明显，在相同功放峰值功率约束下可利用的平均发射功率越低，因此该指标可直接反映频域分割方法牺牲时域恒模性所带来的发射功率代价。

仿真参数设置分段数M由1逐步增加至100，重排时移间隔取T/M。对每个分段数生成频域分割时域重排波形，并计算完整波形的归一化99%能量有效持续时间。考虑PAPR还受到子带重排序列及瞬时相位关系影响，对不同重排序列得到的PAPR进行统计平均，以减弱单一编码带来的随机起伏。结果如图14所示。

由图14可见，随着分段数M增大，归一化99%能量有效持续时间k_{99}与PAPR均呈总体上升趋势。其中，k_{99}的增幅较为有限，在较小分段数下基本维持在1附近，随后随M增大缓慢上升；即使当$M=100$时，k_{99}也仅约为1.06，即波形99%主要能量所对应的有效持续时间相较原始脉宽的展宽不足10%。这表明，虽然频域分割会使波形时域包络产生一定程度的扩展，但其主要能量仍集中于原脉冲宽度附近，整体时域展宽并不显著，因而对波形有效时宽的影响基本可以忽略。相比之下，PAPR随分段数增加表现出更为明显的上升趋势，由较小分段数下的约2～3 dB逐渐增大至$M=100$时的约8～9 dB，说明频域分割对波形时宽影响较小，但会较为显著地破坏其时域恒模特性，从而导致峰均功率比升高，并可能降低功率放大器的平均输出功率及利用效率。

考虑99%能量截断会损失少量波形能量，并在一定程度上破坏原有频谱的恒模特性，为进一步评估工程应用中该截断操作对目标成像质量的影响，对不同分段数下各类波形的点目标脉冲压缩结果计

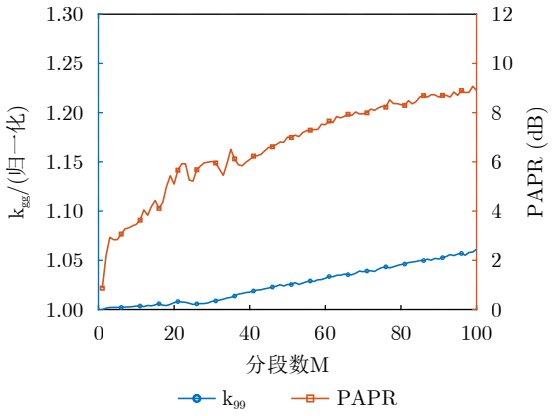


图 14 不同分段数下波形的归一化99%能量有效持续时间与PAPR

Fig. 14 Normalized 99% energy duration and PAPR versus the number of segments

算积分旁瓣比(ISLR)，结果如图15所示。其中，分别给出了宽带LFM波形、传统时域分割方法、本文频域分割方法理想波形以及经99%能量截断后的本文波形对应结果。

由图15可见，未进行时域截断时，本文频域分割方法的ISLR在不同分段数下基本保持稳定，且始终接近宽带LFM波形，说明理想频域分割能够较好保持原始宽带波形的脉压旁瓣特性。经99%能量截断后，ISLR出现小幅抬升，并伴随由不同重排序列引起的轻微波动，其数值总体维持在约–8.8 dB附近，相比理想频域分割方法仅恶化约0.6 dB。说明截断造成的少量时域能量损失虽然会轻微破坏频谱包络平坦性，但其影响较为有限，截断后的ISLR仍显著优于传统时域分割方法。尤其随着分段数增加，两者之间的性能差距逐渐扩大，表明本文方法对点目标旁瓣的抑制优势并未因99%能量截断而明显削弱。

相比之下，传统时域分割方法的ISLR随分段数增加总体呈恶化趋势。随着分段数增大，原有离散强栅瓣逐渐退化为类噪声基底；在栅瓣形态转变的临界区间，由于类噪声基底的积分能量低于离散强栅瓣，ISLR会出现短暂下降。随着分段数进一步增加，截断效应继续加剧，类噪声基底逐渐抬升，ISLR再次上升，成像质量总体进一步恶化。

综上，随着分段数的增加，本文方法构建波形的时域主要能量脉宽仅呈小幅增加，采用99%能量有效持续时间进行衡量时，即使在脉冲分段数为100时，其相对原始脉宽的展宽仍不足10%，表明频域分割对波形有效时宽的影响较小，时域展宽基本可以忽略。相比之下，PAPR随分段数增加呈现较为明显的上升趋势，说明频域分割在保持频谱包络平坦、抑制距离向栅瓣的同时，会以一定程度的平均发射功率降低为代价。因此，在实际波形设计中，主要需要综合考虑分段数、距离向栅瓣抑制效果与PAPR之间的权衡。

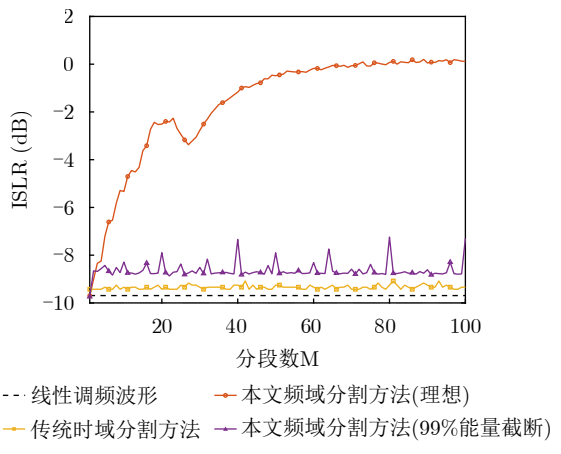


图 15 不同分段数下的积分旁瓣比

Fig. 15 Integrated sidelobe ratio versus the number of segments

4.3 复杂场景SAR成像仿真

为进一步验证本文所提波形在分布式目标及复杂散射场景下的成像性能，本节开展复杂场景SAR成像仿真。仿真选取包含建筑物、道路及分布式地物的SAR图像作为场景散射系数模板，将图像像素映射为成像区域内的离散散射单元；根据雷达平台与各散射单元之间的瞬时斜距，计算相应的双程时延及传播相位，并将各散射单元回波相干叠加，得到二维SAR原始回波，随后采用与前文一致的成像处理流程完成聚焦。

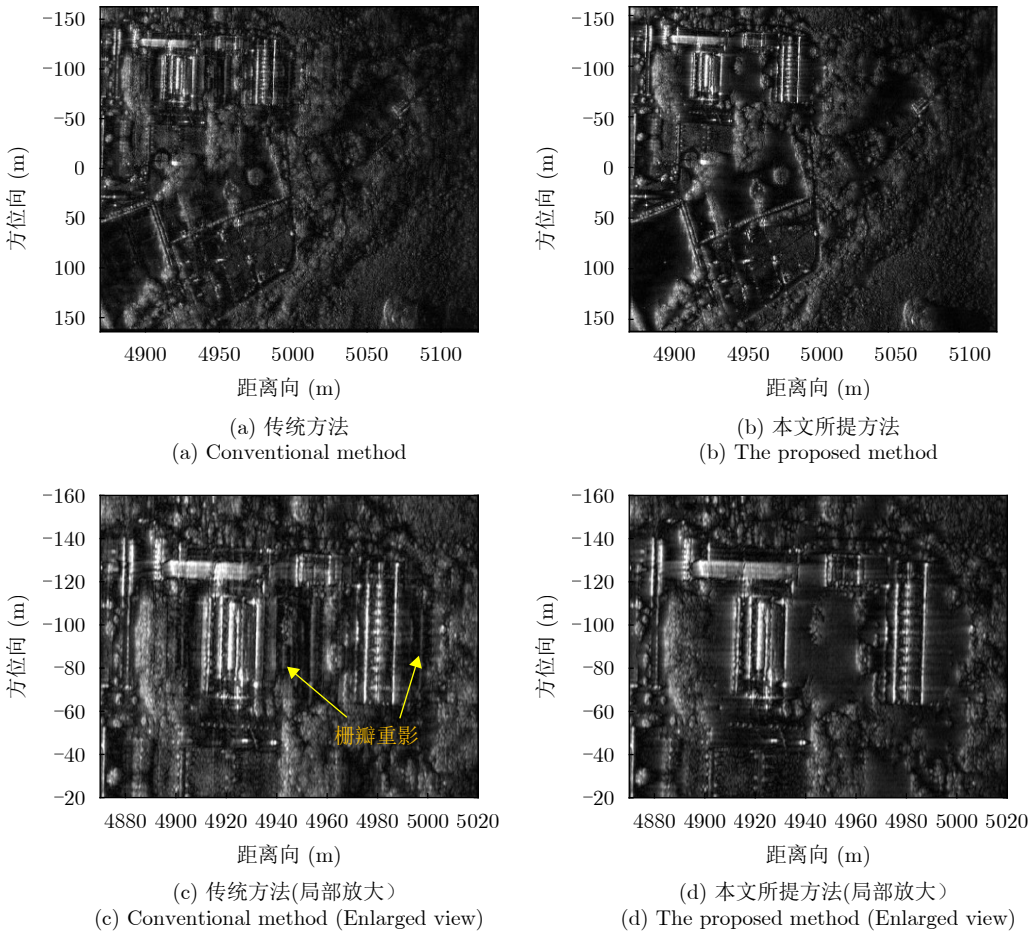
除特别说明外，仿真参数与表2保持一致，多子带波形分段数设置为$M=30$。首先将信号带宽设置为500 MHz，在相同场景、相同子带重排序列及相同成像处理条件下，对传统时域分割多子带LFM波形与本文频域分割时域重排波形进行对比，结果如图16所示。

由图16(d)的局部成像结果可以看出，本文所提方法能够显著抑制传统时域分割波形产生的周期性距离栅瓣，但直接采用匹配滤波成像时，与经典LFM波形类似，强散射目标两侧仍存在由脉压旁瓣引起的距离向拖尾。因此，有必要进一步考察距离向加窗对本文波形成像旁瓣的抑制效果。

与经典LFM波形不同，多子带波形经过子带重排后，原有连续的时频耦合关系被破坏，因而难以直接依据时间位置对不同频率分量实施等效的时域加权。为此，本文在频域进行距离向加窗：首先构造本文波形对应的频域匹配滤波器，在其总信号带宽内对匹配滤波器频响乘以Kaiser窗函数，再与回波频谱相乘完成距离向加权匹配滤波。Kaiser窗参数取$\beta=4.0$。考虑加窗在降低距离旁瓣的同时会造成脉压主瓣展宽、带来一定距离分辨率损失，进一步将信号带宽由500 MHz增大至800 MHz进行补偿，相应复杂场景成像结果如图17所示。

由图17可见，在加窗后，强散射目标附近的距离旁瓣和杂散响应得到进一步抑制；同时，通过适当增加信号带宽，可在一定程度上补偿加窗导致的主瓣展宽，使建筑物轮廓及邻近散射结构仍具有较好的分辨能力。该结果表明，对于本文所提波形，对匹配滤波器进行频域加窗，可有效实现距离拖尾的抑制。

综上，复杂场景成像结果进一步表明，本文所提频域分割时域重排方法能够有效抑制传统时域分割波形在强散射区域产生的周期性距离重影；进行



(a) 传统方法
(a) Conventional method

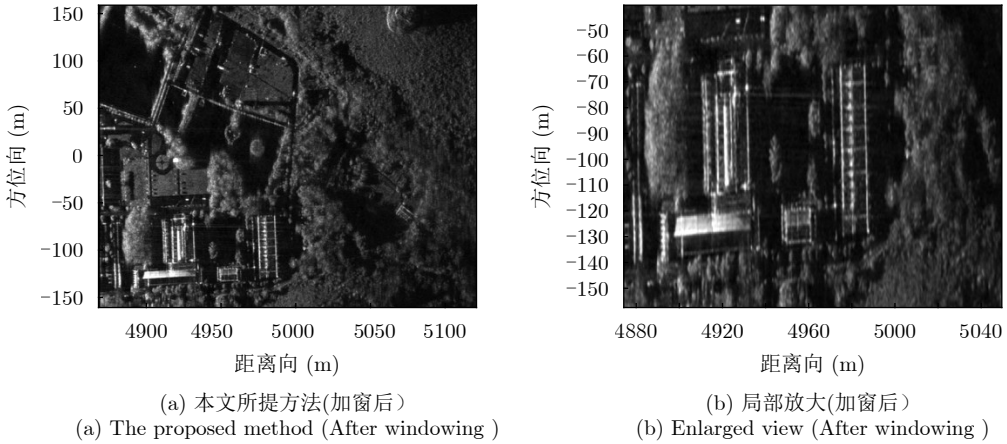
(b) 本文所提方法
(b) The proposed method

(c) 传统方法(局部放大)
(c) Conventional method (Enlarged view)

(d) 本文所提方法(局部放大)
(d) The proposed method (Enlarged view)

图 16 两种多子带LFM波形的复杂场景SAR成像结果对比

Fig. 16 Comparison of complex-scene SAR imaging results for two multi-subband LFM waveforms



(a) 本文所提方法(加窗后)
(a) The proposed method (After windowing)

(b) 局部放大(加窗后)
(b) Enlarged view (After windowing)

图 17 加窗后，本文所提波形的复杂场景SAR成像结果

Fig. 17 SAR imaging results of the proposed waveform in complex scenarios after windowing processing

匹配滤波器频域加窗后，可进一步抑制地物的距离向拖尾。

4.4 固定时移间隔下跨脉冲转发干扰仿真

为比较固定重排时移间隔条件下，两种多子带波形的抗跨脉冲转发干扰能力，本节对比跨脉冲转发干扰在两种波形下的失配效果，并给出抗干扰后图像相关系数的定量结果。

设置跨脉冲干扰回波前沿对应假目标位置为距离向5000 m，方位向0 m，重排时移间隔取固定值T/M。图18给出了不同分段数下跨脉冲干扰的距离向匹配滤波结果。由图18可见，常规LFM波

形体制下，跨脉冲转发干扰具有较高匹配程度，干扰能量能够形成幅度较高且聚焦明显的欺骗峰；采用脉内多子带波形后，由于不同脉冲间子带排列发生变化，干扰与当前脉冲匹配滤波器产生失配，形成多个距离向分布的低幅度干扰峰，其中两种波形对干扰的失配效果差值低于–30 dB，即对跨脉冲干扰具有基本一致的分散机理。随着分段数M增大，干扰峰值进一步降低并逐渐呈现噪声化分布。总体而言，传统时域分割方法与本文频域分割方法均能够有效破坏跨脉冲转发干扰的稳定聚焦，其抗干扰效果具有较好的一致性。

为进一步定量评价两种方法的抗干扰性能，本文引入图像相关系数进行评价。图像相关系数是低干信比条件下衡量欺骗干扰抑制效果的一类较为成熟的图像质量评价指标[28]。其基本思想是以无干扰条件下的SAR图像作为参考，通过衡量受干扰图像与参考图像之间的相似程度表征干扰对真实场景成像结果的影响。当干扰得到有效抑制时，受干扰图像中的真实目标及背景结构能够得到较好保持，其与无干扰参考图像之间应具有较高的相关性。

图像相关系数定义为

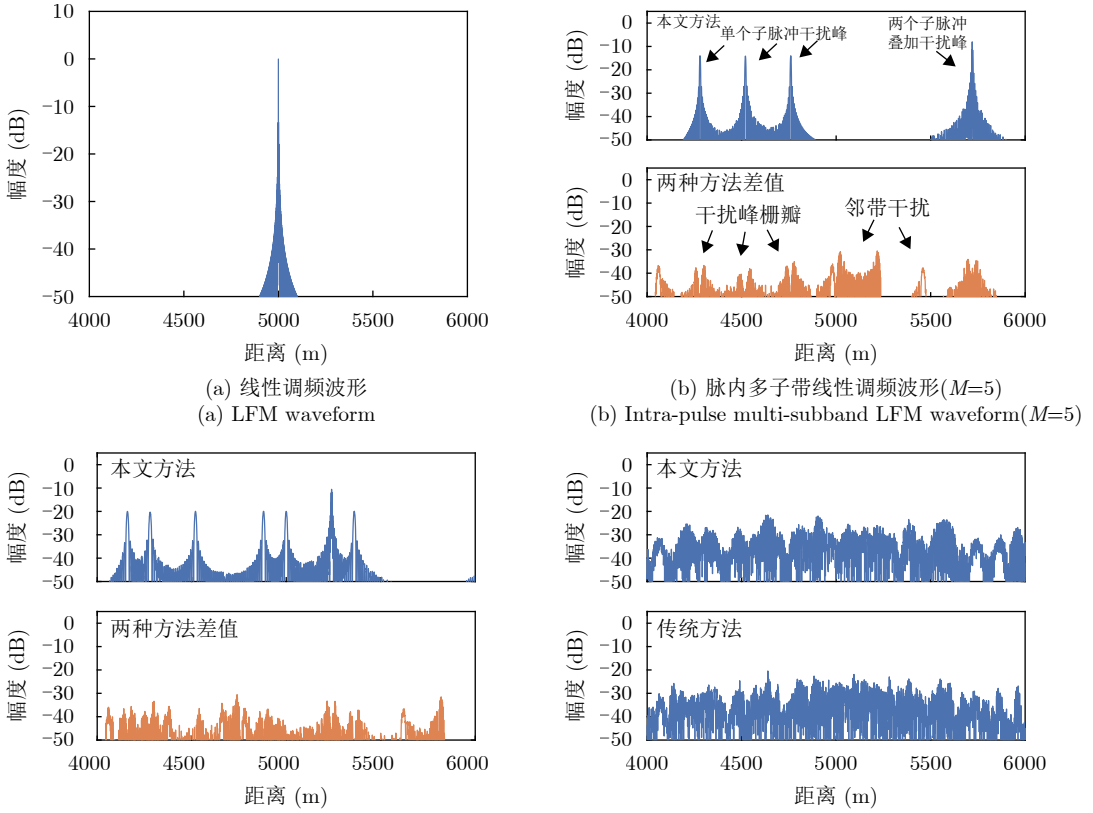
$$\rho=\frac{\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M}g_1(x_i,y_j)g_2(x_i,y_j)}{\left[\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M}g_1^2(x_i,y_j)\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M}g_2^2(x_i,y_j)\right]^{1/2}} \tag{64}$$

其中，$G_1=\{g_1(x_i,y_j)\}$为无干扰时的SAR图像；$G_2=\{g_2(x_i,y_j)\}$为加入跨脉冲转发干扰后的SAR图像。

由于图像幅度均为非负值，因此$0\le p\le 1$。ρ越接近1，说明受干扰图像与无干扰参考图像越相似，即跨脉冲转发干扰对真实场景成像结果的影响越小，波形的抗欺骗干扰能力越强。

设置单点目标位于场景中心，并设置3个跨脉冲转发干扰源，其相对于真实目标的位置分别为距离向20 m，方位向30 m；距离向–35 m，方位向20 m和距离向40 m，方位向10 m。3个干扰回波叠加后统一进行功率归一化，使总干信比为JSR=5 dB。

图19给出了不同分段数下传统方法与本文频域分割方法的图像相关系数。常规LFM波形对应$M=1$，其图像相关系数仅约为0.50，表明跨脉冲转发干扰在线性调频波形体制下具有较高的匹配程度，形成的聚焦欺骗干扰对原始成像结果产生了明显影响。



(a) 线性调频波形
(a) LFM waveform

(b) 脉内多子带线性调频波形(M=5)
(b) Intra-pulse multi-subband LFM waveform(M=5)

(c) 脉内多子带线性调频波形(M=10)
(c) Intra-pulse multi-subband LFM waveform(M=10)

(d) 脉内多子带线性调频波形(M=50)
(d) Intra-pulse multi-subband LFM waveform(M=50)

图 18 跨脉冲转发干扰距离向匹配滤波结果(固定时移间隔：$at=T/M$)

Fig. 18 Range matched-filter output under cross-pulse repeater jamming (fixed time shift step:$at=T/M$)

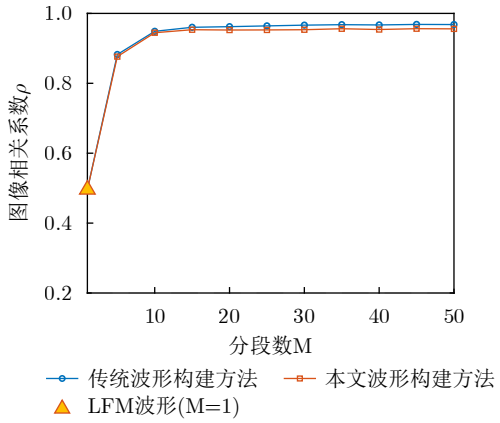


图 19 不同分段数下两种波形构建方法的图像相关系数(JSR = 5~dB)

Fig. 19 Image correlation coefficients of the two waveform construction methods with different numbers of subbands(JSR = 5~dB)

当采用脉内多子带波形后，图像相关系数随分段数迅速提高：当$M=5$时已提高至约0.88，当$M=10$时进一步提高至约 0.95；此后随着分段数继续增大，相关系数逐渐趋于稳定。这表明增加分段数能够有效增强子带重排所引起的脉间波形差异，从而降低转发干扰与当前匹配滤波器的匹配程度。

同时可以看出，在整个分段数变化范围内，传统波形构建方法与本文频域分割方法的图像相关系数曲线基本重合，仅存在很小差异。因此，两种波形构建方法对跨脉冲转发欺骗干扰具有基本一致的抑制能力。

需要注意的是，尽管分段数足够大时，干扰在距离向呈现噪声状，但其随机起伏主要源于相邻干扰峰旁瓣的非相参叠加。干扰峰的主瓣仍具有较稳定的相参关系，可以获得方位处理增益。因此若干扰方提升干扰功率，跨脉冲干扰的非相参叠加部分将在方位向散焦，干扰峰主瓣部分则可以聚焦形成多个假目标，依然具有欺骗效果(详见4.5节仿真)。此外，分段数的提高会使传统方法频谱质量恶化，也会造成本文时域发射波形的展宽和起伏加剧，因此增大分段数以提高抗干扰效果的方法具有较强局限性。

综上，本文所提频域分割时域重排方法与传统方法构建的多子带线性调频波形具有一致的抗跨脉冲干扰能力，均能将干扰在距离向分散，破坏干扰的可控性并削弱干扰峰值强度。然而，固定时移间隔下，多子带波形的抗干扰效果有限，无法有效应对高干信比跨脉冲干扰场景。

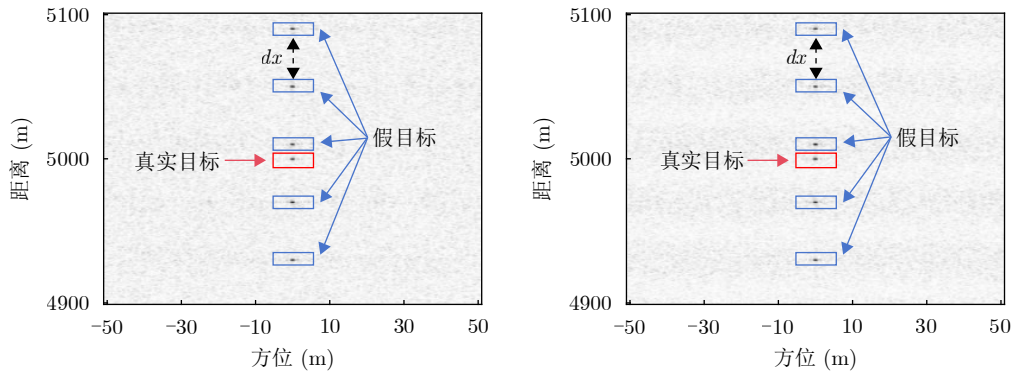
4.5 时移抖动下跨脉冲转发干扰仿真

为验证高干信比下，时移抖动机制对抗跨脉冲干扰效果的增强作用，设置真实目标位置为距离向5000 m，方位向0 m，干扰机中心位置为距离向5050 m，方位向0 m，干信比为JSR=30 dB。

图20给出了重排时移间隔固定为$dt=T/M$时的SAR成像结果。可以看出，当干信比较高时，仅依靠脉内多子带波形对干扰能量的距离向分散，已难以完成对跨脉冲转发干扰的有效抑制。传统方法与本文所提方法均出现等间隔分布的密集假目标，仍能形成显著欺骗效果。相邻假目标的距离间隔由固定重排时移间隔决定，即$dx=(c_0\cdot T/2M)$，其中c_0为光速。

根据3.2.1节分析，由于时移抖动机制面向高干信比条件，其作用是使跨脉冲转发干扰由相参假目标退化为分布式压制干扰。因此抗干扰效果需由两个方面共同衡量：干扰峰值的散焦程度与散焦后压制能量分布的均匀性。

对于干扰峰值的散焦程度，定义峰值集中度：



(a) 传统方法
(a) Conventional method

(b) 本文所提方法
(b) The proposed method

图 20 固定时移间隔，高干信比下跨脉冲转发干扰SAR成像结果(JSR = 30~dB，$M=30$)

Fig. 20 SAR imaging under cross-pulse repeater jamming: fixed time-shift step size, high JSR (JSR = 30~dB, $M=30$)

$$C_{\text{peak}} = \max P_{mn} \tag{65}$$

其中，P_{mn}为成像区域中第(m,n)个像素点对应的归一化干扰功率，满足$\sum p_{mn} = 1$。

峰值集中度C_{peak}直接反映干扰残余的最强像素是否仍具备被判读为目标的能力：干扰峰未充分散焦时，能量集中于少数像素，C_{peak}很高；随着σ增大，干扰峰在方位向失去相参积累条件，C_{peak}将下降至由非相干基底决定的下限，并不再随σ显著下降。因此峰值集中度是衡量离散干扰峰是否充分散焦的有效指标。

对于散焦后干扰能量分布的均匀性，定义归一化干扰能量弥散度

$$D_{\text{eff}} = \frac{1}{N_\Omega \sum p_{\text{mn}}^2} \tag{66}$$

其中，N_Ω为成像区域的总像素数。

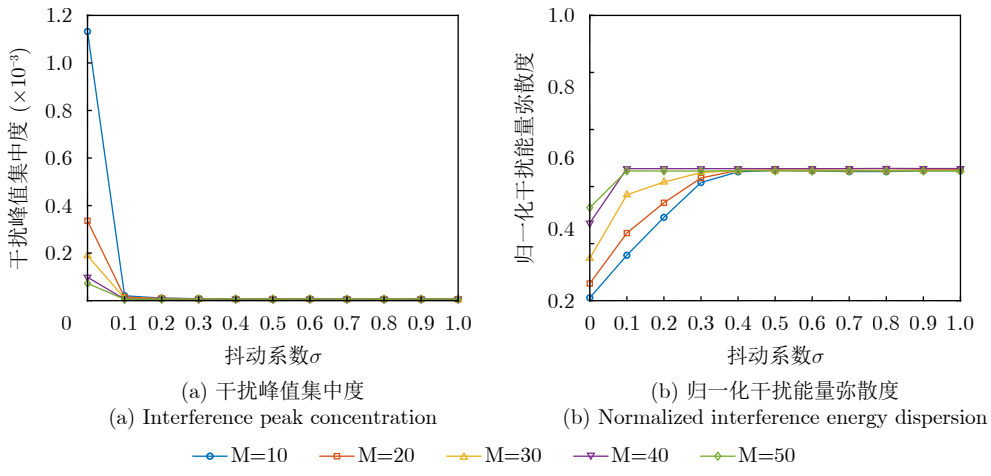
归一化干扰能量弥散度D_{eff}，其分母中的平方项使局部高幅值压制区受到较大惩罚，故D_{eff}越大表示压制能量分布越均匀。当随机抖动范围较小时，散焦后的干扰能量仍集中在原离散距离单元附近，形成局部强压制带，D_{eff}数值较低；随着σ增大，相邻干扰峰的弥散范围充分交叠并非相参叠加，能量分布趋于均匀，D_{eff}亦不再随σ显著提升。因此归一化干扰能量弥散度是衡量散焦后的干扰能量是否均匀分布的有效指标。需要说明的是，D_{eff}的理论上限并非为1：干扰充分散焦后在图像域呈复高斯随机场，其功率服从指数分布，故D_{eff}的饱和值约为0.5。

图21给出了不同分段数下两项抗干扰指标随随机抖动系数σ的变化曲线。二者呈现出相同的规律：随σ增大，指标先快速改善，随后进入饱和平台而不再显著变化，即两项指标均存在各自的抖动系数最小值。但二者的敏感度差异显著：峰值集中度在极小的抖动量下即完成下降，而能量弥散度的饱和拐点在低分段数下明显后移，且随分段数增大而左移。

由图21(a)可见，峰值集中度在$\sigma = 0$时随分段数增大而降低，反映出干扰能量被离散为2M − 1个假目标峰后单峰能量的下降；施加抖动后，各分段数对应的曲线在$\sigma = 0.1$处即一致塌落至同一低值，此后不再随σ显著下降，表明此时干扰峰的相干性已被充分破坏。由图21(b)可见，能量弥散度在$\sigma = 0$时同样随分段数增大而升高，各曲线均单调上升并饱和于约0.43。其饱和拐点随分段数增大而显著左移：以脉冲分段数为10时为例，需σ增至0.4以上方进入饱和，而当分段数增至30以上时，曲线自$\sigma = 0.1$起便已处于饱和状态。

上述结果与 3.2.1 节的解析分析一致。其一，在所设参数下，破坏干扰峰方位向相参积累所需的抖动量为10^{-4}量级，故$\sigma = 0.1$即可对全部分段数满足峰值散焦要求。其二，能量均匀分布所需的抖动量随分段数增大而减小，且存在临界分段数$M_{\text{c}} = \sqrt{TB}$(本仿真参数下约为 39)：当$M \geq M_{\text{c}}$时，干扰主瓣本身即在距离向连成一片，一个较小的抖动即可使干扰散焦并均匀分散。其三，当分段数低于临界值时，干扰能量的均匀分布构成决定σ取值的主导约束。

图22给出了不同分段数下波形峰均功率比(PAPR)及方位向基底随随机抖动系数的变化规律。图22(a)PAPR随抖动系数的变化表明：峰均功率比随σ增大而单调抬升。这是由于随机时移抖动使相邻子脉冲之间产生交叠，交叠区内多个子脉冲相干叠加造成瞬时包络起伏，抖动幅度越大交叠越



(a) 干扰峰值集中度　(b) 归一化干扰能量弥散度

(a) Interference peak concentration　(b) Normalized interference energy dispersion

图 21 抗干扰性能指标随随机抖动系数的变化曲线

Fig. 21 Anti-jamming performance metrics versus the random jitter coefficient

严重，波形的恒模特性退化越明显。由此可见，抖动系数的增大在改善抗干扰指标的同时，以牺牲波形时域恒模性为代价，二者之间存在明确的折中关系。综合上述分析，可进一步给出抖动系数的设计准则：σ需满足由峰值散焦和能量均匀分布确定的下界$\sigma_{\min}$，同时受子脉冲交叠和PAPR约束，其上界记为$\sigma_{\max}$，由发射机PAPR容忍度确定。工程上应在$\sigma_{\min}\le\sigma\le\sigma_{\max}$内联合选取分段数与抖动系数。在本文仿真参数下，$20\le M\le 30$, $0.1\le\sigma\le 0.3$可取得较好的折中。对于机载、弹载等资源受限平台，PAPR容忍度较低，应优先满足发射机 PAPR约束，取满足峰值散焦条件的最小σ，初步实现假目标散焦即可。

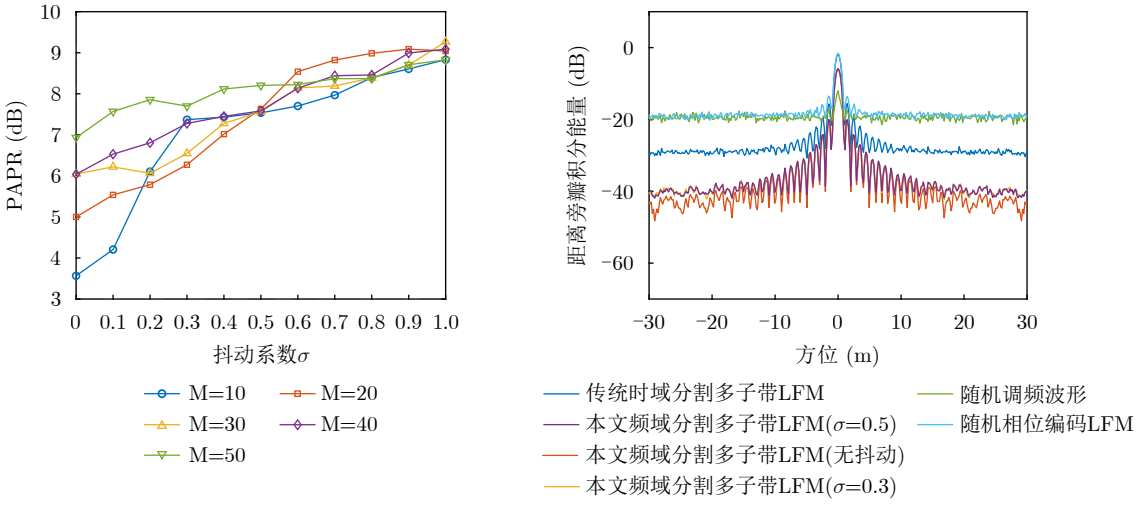
图22(b)进一步给出了施加时移抖动后不同抖动系数下旁瓣积分能量的方位向分布。可以看出，随着抖动系数增加，本文频域分割多子带LFM波形的方位向基底相比未施加抖动情况存在一定程度抬升。该现象主要来源于有限脉冲截断条件下边缘子脉冲截断差异的增加：在相同脉冲截断长度(1.05倍等效脉宽)条件下，时移抖动导致不同脉冲间边缘子脉冲保留范围产生变化，使距离旁瓣响应在慢时间维产生轻微差异，从而造成旁瓣积分能量在方位向分布略有扩散。需要指出的是，该变化并非由于频域分割结构优势被破坏，而是实际截断条件引起的有限影响。由图22(b)可知，施加时移抖动后，本文方法的方位向基底仍显著低于传统时域分割多子带LFM方法以及随机调频、随机相位编码LFM等典型捷变波形，说明施加时移抖动措施后，所提方法原有的成像优势仍然保持。

图23给出了4组典型参数下跨脉冲转发干扰的SAR成像结果，其干扰形态与图21中两项指标所刻画的状态相吻合。其中在脉冲分段数为10下，无抖动时(图23(a))，跨脉冲转发干扰形成一串沿距离向等间隔分布、方位向良好聚焦的假目标，峰值幅度突出，欺骗效果显著；施加$\sigma=0.1$的极小抖动后(图23(b))，不再存在突出峰值；但干扰能量仍聚集为若干条平行于方位向的清晰条带，呈现为局部强压制，同样使得真实目标难以检测。此即峰值集中度已降至底限、而能量弥散度仍处于较低水平的典型状态，说明仅实现峰值散焦并不足以获得理想的抗干扰效果；当抖动系数增至0.5时(图23(c))，局部强压制消失，干扰能量在整个成像区域内充分弥散，真实目标得以较好检测；而当分段数增至40时(图23(d))，仅施加$\sigma=0.1$的极小抖动即可获得与图23(c)相当的抗干扰效果。

综上，时移抖动可进一步破坏跨脉冲干扰在方位向的匹配关系，提升波形在高干信比条件下的抗干扰能力。随着抖动系数增大，干扰假目标逐渐充分散焦，其能量在二维成像平面内趋于均匀分散，抗干扰效果进一步增强；但与此同时，波形时域恒模特性也会受到更明显的破坏。因此，抖动系数应在满足最优抗干扰性能的前提下尽可能取较小值，以兼顾干扰抑制效果与波形特性。

4.6 脉内固定移频干扰仿真

为验证多子带线性调频波形对脉内移频干扰的抑制能力，开展脉内固定移频干扰仿真。定义脉内直接转发干扰为对干扰机截获信号在同脉冲内的直

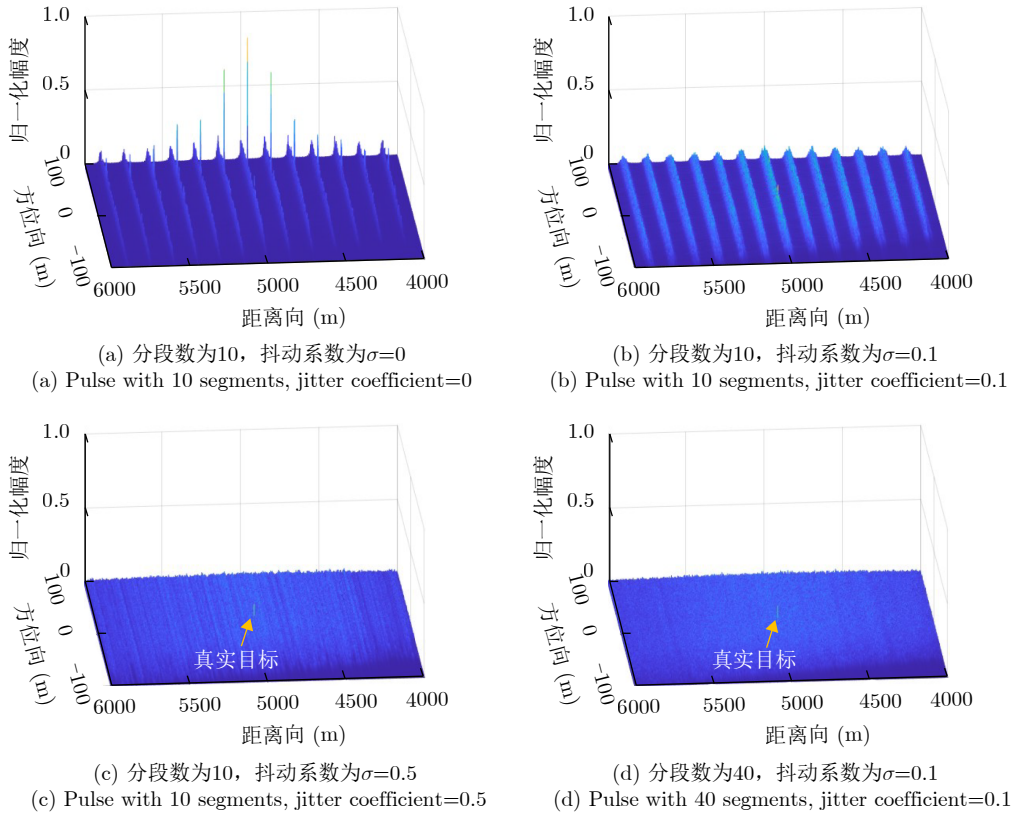


(a) 波形峰均功率比随随机抖动系数的变化曲线
(a) Variation of waveform PAPR with random jitter coefficient

(b) 旁瓣积分能量的方位向分布(施加抖动后)
(b) Azimuth distribution of integrated sidelobe energy (after applying jitter)

图 22 时移抖动措施对PAPR与成像方位向基底的影响

Fig. 22 Effects of time-shift jitter on PAPR and azimuth pedestal



(a) 分段数为10，抖动系数为σ=0
(a) Pulse with 10 segments, jitter coefficient=0

(b) 分段数为10，抖动系数为σ=0.1
(b) Pulse with 10 segments, jitter coefficient=0.1

(c) 分段数为10，抖动系数为σ=0.5
(c) Pulse with 10 segments, jitter coefficient=0.5

(d) 分段数为40，抖动系数为σ=0.1
(d) Pulse with 40 segments, jitter coefficient=0.1

图 23 典型随机抖动系数下跨脉冲转发干扰 SAR 成像结果(JSR=30 dB)

Fig. 23 SAR imaging results under cross-pulse repeater jamming with typical random jitter coefficients (JSR=30 dB)

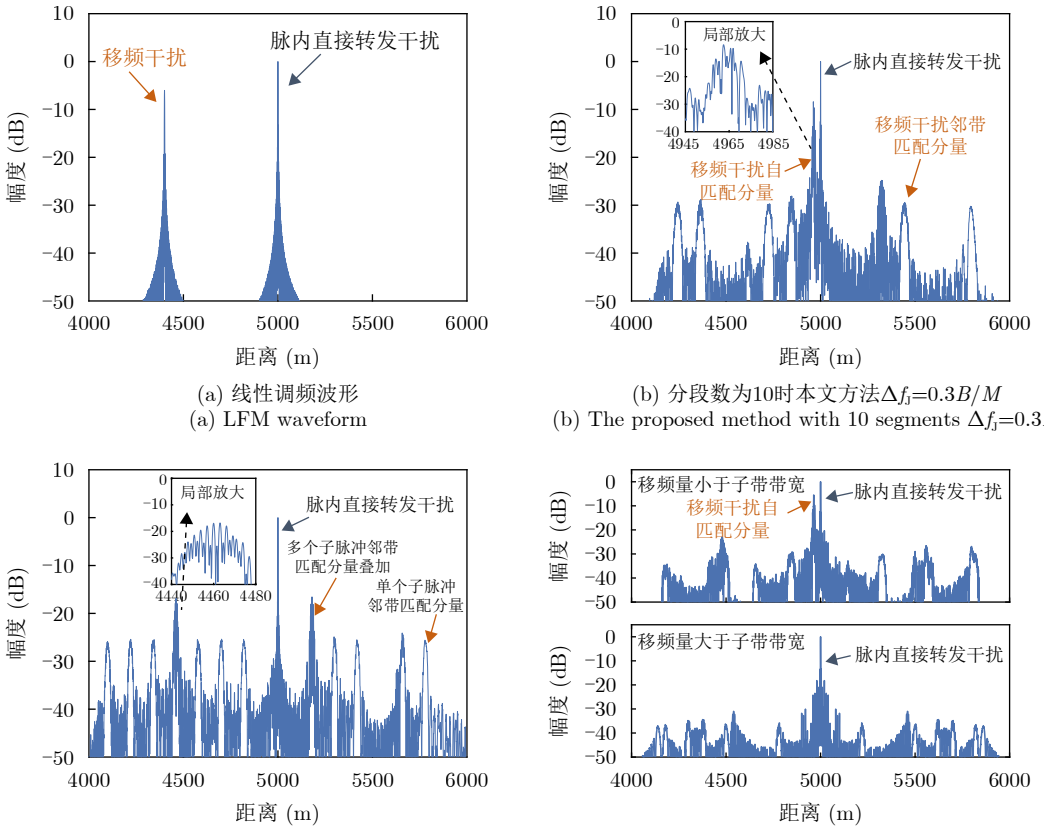
接转发，用于指示固定移频干扰的相对位置。显然，脉内直接转发干扰具有与真实目标一致的聚焦性能，且由于存在信号接收延时，其产生的假目标位置将显著滞后于干扰机实际位置。设置脉内直接转发干扰假目标位置为距离向5000 m，方位向0 m。

图24给出了脉内固定移频干扰下的单个脉冲匹配滤波结果，其中Δf_J为干扰移频量。由图24(a)可见，对于常规线性调频波形，移频干扰可以生成位置可控、聚焦良好的单个欺骗假目标。且假目标前导范围很大，可以大幅补偿干扰机接收延迟，实现脉内转发干扰。

对于多子带线性调频波形，当移频量小于子带带宽时，如图24(b)所示，移频干扰输出主要由两类分量组成：一类是各子脉冲的自匹配分量，另一类是邻带匹配分量。对于自匹配分量，各子脉冲的自匹配峰位于相同距离单元，但由于移频引入的残余相位在不同子脉冲间不一致，峰值叠加表现为非相参积累，因此不能形成与直接转发干扰相同的相干聚焦假目标；对于邻带匹配分量，其距离向分布受子带间重排顺序差异影响，具有类似跨脉冲干扰的随机分布特征。且由于移频后邻带交叉部分带宽很小，单个邻带匹配峰将显著展宽。即使部分邻带匹配峰出现在相同距离单元，也会因随机残余相位而无法相干叠加，最终表现为多个低幅、分散的匹配峰。需要注意的是，随着多子带的脉间捷变处理，相同距离单元处的干扰峰在慢时间同样表现为非相参叠加，并最终在方位向散焦为条带状。

当移频量大于子带带宽时，如图24(c)所示，移频后各子脉冲自匹配分量显著减弱甚至消失，输出主要由邻带匹配或跨子脉冲匹配分量构成，不再出现很强的中心压制峰。图24(d)给出了传统多子带构造方法在相同条件下的匹配滤波结果。可以看出，传统方法表现出与本文方法一致的抗移频干扰特性：移频小于子带带宽时，同时存在单一自匹配强压制峰与随机分布的邻带匹配峰；移频量大于子带带宽时，自匹配峰消失，邻带匹配峰分布更加均匀。由此可以得出，本文方法与传统方法具有相同的抗脉内移频干扰能力，移频干扰子带间相参积累条件将被破坏，从而无法形成聚焦假目标，只能退化为压制干扰使用。

图25给出了脉内固定移频干扰下的SAR成像结果。对于常规LFM波形，设置移频干扰干信比JSR=0 dB；对于脉内多子带波形，为体现其抗移频干扰能力，设置移频干扰干信比JSR=30 dB，即多子带波形是在干扰能量更强的条件下进行仿真。由图25(a)可见，LFM波形下移频干扰可形成单个可控的前



(a) 线性调频波形
(a) LFM waveform

(b) 分段数为10时本文方法Δf_{J}=0.3B/M
(b) The proposed method with 10 segments Δf_{J}=0.3B/M

(c) 分段数为10时本文方法Δf_{J}=1.6B/M
(c) The proposed method with 10 segments Δf_{J}=1.6B/M

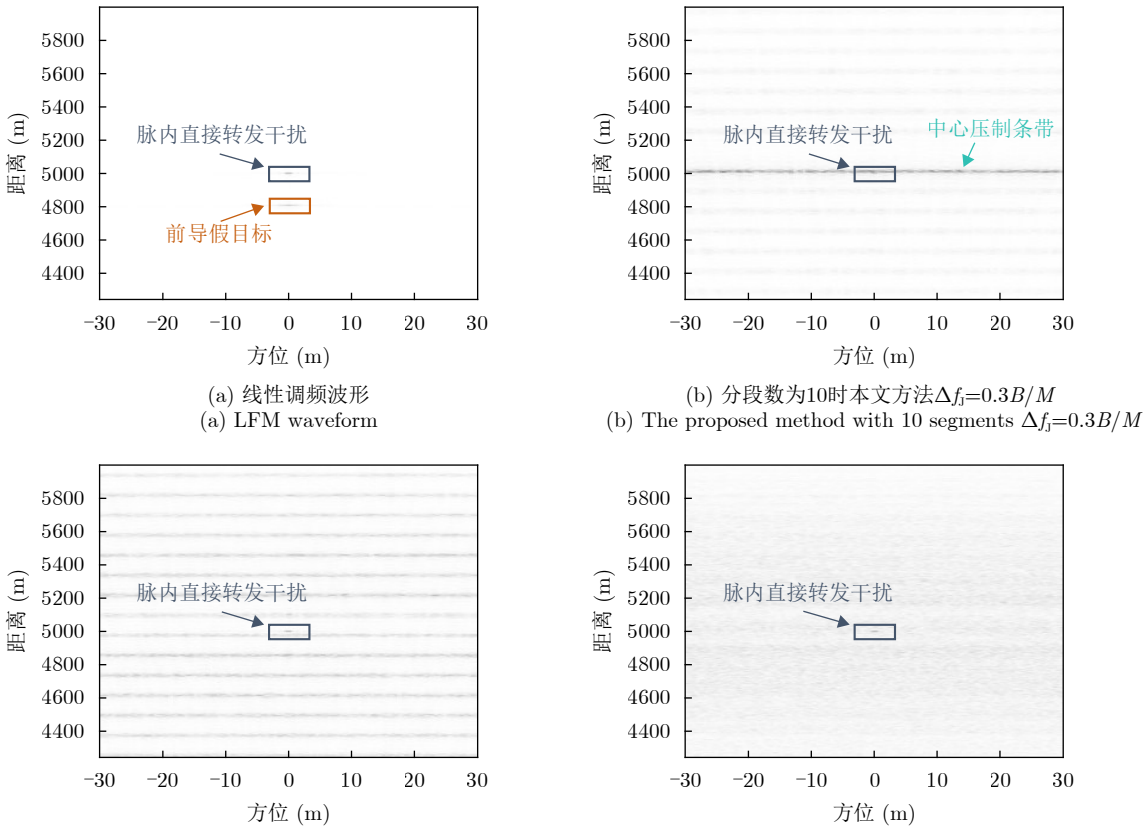
(d) 分段数为10时传统方法
(d) Conventional method with 10 segments

图 24 脉内移频干扰单个脉冲匹配滤波结果

Fig. 24 Matched filtering result of a single pulse under intra-pulse frequency-shift jamming

导假目标，且聚焦清晰。由图25(b)—图25(d)可见，多子带波形下移频干扰难以形成聚焦假目标。当移频量小于子带带宽时，干扰输出中仍存在子脉冲自匹配分量，并在二维成像结果中形成能量较强的中心压制条带，但该条带位置受移频量限制，难以实现有效前导，显著滞后于干扰机实际位置，因而难以实际应用；当移频量大于子带带宽时，自匹配分量消失，干扰主要由邻带匹配分量构成，在距离向形成等间隔压制条带，虽然前导范围较大，但干扰能量被分散到多个条带中，单个条带压制强度明显降低；进一步引入时移抖动机制后，如图25(d)所示，原有等间隔压制条带被打散，干扰能量进一步向二维平面扩散，局部强压制现象减弱，抗移频干扰效果得到进一步提升。

为进一步定量验证不同波形对脉内移频干扰的抑制能力，采用干扰峰值集中度C_{peak}和归一化干扰能量弥散度D_{eff}分别衡量干扰峰聚焦程度及散焦后干扰能量的空间分布均匀性。需要说明的是，根据仿真4.5节中的定义，二者均在不包含真实目标的情况下计算，衡量的是移频干扰相对于不移频情况下的散焦程度，且计算时已对干扰能量归一化，因此与干信比无关，可在不同干扰能量设置下定量比较波形的散焦能力。分别考察干扰移频量为0.13,0.3B,0.63(B为波形总带宽)，并比较LFM波形、固定时移间隔下传统多子带波形与本文所提多子带波形，以及时移抖动下本文波形的抗干扰性能。由表3可见，在线性调频体制下，随着移频量增大，C_{peak}由$3.8\times10^{-\frac{1}{2}}$降低至$2.7\times10^{-4}$，表明移频量增大本身会降低干扰峰值，这是移频干扰的固有特性；相比之下，多子带波形下的干扰峰值集中度进一步显著降低，例如在$\Delta f_{\mathrm{J}}=0.1B$时，分段数为10时传统方法和本文方法的$C_{\mathrm{peadk}}$分别约为$1.1\times10^{-1}$和$1.0\times10^{-1}$，较LFM降低约15 dB，说明多子带波形能够有效破坏移频干扰的距离向相干聚焦，使其难以形成高峰值欺骗目标。进一步比较相同分段数下传统方法与本文方法可以看出，在未引入时移抖动时，两者的C_{peak}和D_{eff}均高度接近，例如分段数为10、$\Delta f_{\mathrm{J}}=0.3B$时，两种方法的$C_{\mathrm{peak}}$分别为$6.8\times10^{-4}$和$7.2\times10^{-4}$，表明本文波形构建方法与传统方法具有基本一致的抗移频干扰能力。另一方面，引入时移抖动后，干扰峰值集中度仍保持在较低水平，而归一化干扰能量弥散度明显提



(a) 线性调频波形
(a) LFM waveform

(b) 分段数为10时本文方法$\Delta f_{\mathrm{j}}=0.3B/M$
(b) The proposed method with 10 segments $\Delta f_{\mathrm{j}}=0.3B/M$

(c) 分段数为10时本文方法$\Delta f_{\mathrm{j}}=1.6B/M$
(c) The proposed method with 10 segments $\Delta f_{\mathrm{j}}=1.6B/M$ t

(d) 引入时移抖动机制$\Delta f_{\mathrm{j}}=1.6B/M$
(d) With the time-shift jitter mechanism $\Delta f_{\mathrm{j}}=1.6B/M$

图 25 脉内移频干扰SAR成像结果

Fig. 25 SAR imaging results under intra-pulse frequency-shift jamming

表 3　不同移频量及波形参数下的抗移频干扰性能

Tab. 3　Anti-frequency-shift jamming performance under different frequency shifts and waveform parameters

参数	线性调频波形	传统方法 M=10	本文方法 M=10 σ=0	传统方法 M=20	本文方法 M=20 σ=0	本文方法 M=10 σ=0.3
$C'_{\mathrm{pask}}\ (\Delta f_1=0.1B)$	3.8×10^{-2}	1.1×10^{-3}	1.0×10^{-3}	1.5×10^{-5}	1.7×10^{-5}	9.2×10^{-6}
$C'_{\mathrm{pask}}\ (\Delta f_1=0.3B)$	9.1×10^{-3}	6.8×10^{-4}	7.2×10^{-4}	1.6×10^{-5}	1.8×10^{-5}	9.1×10^{-6}
$C'_{\mathrm{pask}}\ (\Delta f_1=0.6B)$	2.7×10^{-3}	4.5×10^{-4}	4.6×10^{-4}	1.4×10^{-4}	1.5×10^{-4}	8.1×10^{-6}
$D_{\mathrm{eff}}\ (\Delta f_1=0.1B)$	2.2×10^{-5}	7.8×10^{-3}	1.0×10^{-2}	2.2×10^{-1}	1.7×10^{-1}	3.7×10^{-1}
$D_{\mathrm{eff}}\ (\Delta f_1=0.3B)$	8.0×10^{-5}	1.5×10^{-2}	1.3×10^{-2}	2.2×10^{-1}	1.7×10^{-1}	3.7×10^{-1}
$D_{\mathrm{eff}}\ (\Delta f_1=0.6B)$	2.6×10^{-4}	2.0×10^{-2}	1.7×10^{-2}	1.2×10^{-1}	9.4×10^{-2}	3.6×10^{-1}

高。以分段数为10时为例，当抖动系数由$\sigma=0$增大至$\sigma=0.3$时，D_{eff}提高一个量级，说明对于移频干扰，时移抖动同样能使退化为压制形态的能量在二维成像区域内更加均匀分散，从而进一步增强高干信比条件下的抗移频干扰效果。

综上所述，多子带线性调频波形对脉内固定移频干扰具有显著的抑制效果。移频干扰无法在固定位置处聚焦，只能退化为压制干扰使用。当移频量小于子带带宽时，存在中心强压制条带，但该条带显著滞后于干扰机，有效限制了干扰方的使用场景；当移频量大于子带带宽时，表现为等间隔分布的多条干扰条带，单个条带能量分散，对目标的压制效果有限。进一步引入时移抖动机制，可使干扰能量均匀分散，提升抗干扰效果。得益于一致的波形捷变机理，本文方法与传统方法表现出相同的抗移频干扰能力。

5　结语

本文针对传统时域分割多子带线性调频波形构建方法中，频谱非恒模导致的距离向栅瓣问题，将

频域子带处理思想引入对抗场景下的多子带抗干扰波形设计，提出了一种基于频域分割时域重排的脉内多子带抗干扰波形构建方法。该方法在保持多子带波形捷变抗干扰机理不变的前提下，能够维持波形频谱包络平坦性，有效消除目标距离向栅瓣，以一定程度的时域恒模性下降为代价提升了SAR成像质量。本文从时频域包络特性、距离脉压性能及抗转发式干扰能力等方面，对两种波形构建方法进行了定量对比，为对抗场景下多子带波形构建方式及参数选择提供了理论依据。

针对高干信比跨脉冲转发干扰，理论分析表明，密集假目标源于失配后多个干扰峰主瓣仍能稳定相参叠加并参与方位向匹配。为此，本文提出在固定子脉冲基准间隔上施加随机扰动的时移抖动机制，从干扰峰值充分散焦和散焦后能量均匀分布两方面推导了抖动系数下界，并结合波形恒模性能代价给出了设计准则。仿真表明，该方法可使跨脉冲干扰由聚焦假目标退化为分布式压制干扰，显著提升抗干扰能力。

针对脉内固定移频干扰，理论分析表明，子段重排引入的随机残余相位会破坏干扰子段间的相参叠加，使移频干扰仅能退化为散焦干扰条带。仿真验证了本文方法与传统方法具有一致的抗脉内移频干扰能力，且引入时移抖动机制后可使干扰能量分布更加均匀，进一步提升抗干扰效果。后续研究将重点围绕两个方面展开：一是研究多子带波形的PAPR优化方法，在保持抗干扰能力的同时降低峰均功率比，提升资源受限平台下的工程适用性；二是开展外场实测验证，结合实测数据进一步评估所提波形在实际雷达系统中的成像质量与抗干扰性能。

利益冲突 所有作者均声明不存在利益冲突

Conflict of Interests The authors declare that there is no conflict of interests

参 考 文 献

[1] SHI H X, XU Z Q, LI G Z, *et al*. An SAR Deceptive Jamming Suppression Method Based on PRI Variation Design and Multichannel Principle[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2025, 63: 1–17.

[2] SUN Dianxing, LI Ao, DING Hao, *et al*. Detection of DRFM deception jamming based on diagonal integral bispectrum[J]. *Remote Sensing*, 2025, 17(11): 1957. doi: 10.3390/rs17111957.

[3] LV Qinzhe, FAN Hanxin, LIU Junliang, *et al*. Multilabel deep learning-based lightweight radar compound jamming recognition method[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2024, 73: 2521115. doi: 10.1109/TIM.2024.3400337.

[4] ZHANG Jiale, HUANG Wenqiang, LU Wei, *et al*. An anti-2D deceptive jamming method for bistatic SAR based on jammer localization[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2026, 19: 4457–4471. doi: 10.1109/JSTARS.2025.3650120.

[5] LI Mengliang, WU Minghua, SONG Dan, *et al*. Joint design of receive and transmit against velocity deception jamming for interpulse polarization-modulated radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2025, 61(4): 9202–9219. doi: 10.1109/TAES.2025.3544592.

[6] 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. doi: 10.3969/j.issn.1674-7259.2006.08.007.

WANG Xuesong, LIU Jiancheng, ZHANG Wenming, *et al*. Mathematic principles of interrupted-sampling repeater jamming (ISRJ)[J]. Science in China Series F: Information Sciences, 2007, 50(1): 113–123. doi: 10.1007/s11432-007-2017-y. doi: 10.3969/j.issn.1674-7259.2006.08.007.

[7] 潘小义, 刘晓斌, 陈吉源, 等. 间歇采样转发干扰技术研究述评[J]. 系统工程与电子技术, 2024, 46(9): 2887–2901. doi: 10.12305/j.issn.1001-506X.2024.09.01.

PAN Xiaoyi, LIU Xiaobin, CHEN Jiyuan, *et al*. Overview of intermittent sampling repeater jamming technology[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2024, 46(9): 2887–2901. doi: 10.12305/j.issn.1001-506X.2024.09.01.

[8] LI Kang, JIU Bo, WANG Penghui, *et al*. Radar active antagonism through deep reinforcement learning: A way to address the challenge of mainlobe jamming[J]. *Signal Processing*, 2021, 186: 108130. doi: 10.1016/j.sigpro.2021.108130.

[9] WANG Shanshan, LIU Zheng, XIE Rong, *et al*. Reinforcement learning for compressed-sensing based frequency agile radar in the presence of active interference[J]. *Remote Sensing*, 2022, 14(4): 968. doi: 10.3390/rs14040968.

[10] 史海旭, 刘天趣, 徐仲秋, 等. 基于相位编码CP-OFDM正交波形的SAR抗干扰研究[J]. 信号处理, 2026, 42(2): 208–220. doi: 10.12466/xhcl.2026.02.008.

SHI Haixu, LIU Tianqu, XU Zhongqiu, *et al*. An anti-jamming SAR method based on phase-coded CP-OFDM orthogonal waveforms[J]. *Journal of Signal Processing*, 2026, 42(2): 208–220. doi: 10.12466/xhcl.2026.02.008.

[11] XIE Qinyu, LIU Chenyu, MO Zhenwei, *et al*. A novel pulse-agile waveform design based on random FM waveforms for range sidelobe suppression and range ambiguity mitigation[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2023, 61: 5110612. doi: 10.1109/TGRS.

2023.3326840.

[12] TANG Zhouyang, DENG Yunkai, WANG R, *et al*. Intermittent sampling deceptive jamming suppression for SAR based on azimuth phase coding[C]. 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Yokohama, Japan, 2019: 513–516. doi: 10.1109/IGARSS.2019.8898658.

[13] 董淑仙, 全英汇, 沙明辉, 等. 捷变频雷达联合脉内频率编码抗间歇采样干扰[J]. 系统工程与电子技术, 2022, 44(11): 3371–3379. doi: 10.12305/j.issn.1001-506X.2022.11.11.

DONG Shuxian, QUAN Yinghui, SHA Minghui, *et al*. Frequency agile radar combined with intra-pulse frequency coding to resist intermittent sampling jamming[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2022, 44(11): 3371–3379. doi: 10.12305/j.issn.1001-506X.2022.11.11.

[14] 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. doi: 10.12000/JR22001.

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. doi: 10.12000/JR22001.

[15] 张建中, 穆贺强, 文树梁, 等. 基于脉内LFM-Costas频率步进的抗间歇采样干扰方法[J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(10): 2170–2177. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2019.10.03.

ZHANG Jianzhong, MU Heqiang, WEN Shuliang, *et al*. Anti-intermittent sampling jamming method based on intra-pulse LFM-Costas frequency stepping[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2019, 41(10): 2170–2177. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2019.10.03.

[16] 刘冬利, 王英杰, 兰慧. 基于脉冲切片编码的反欺骗干扰波形设计[J]. 现代雷达, 2021, 43(8): 22–27. doi: 10.16592/j.cnki.1004-7859.2021.08.004.

LIU Dongli, WANG Yingjie, and LAN Hui. Waveform design against deception interference based on pulse slice coding[J]. *Modern Radar*, 2021, 43(8): 22–27. doi: 10.16592/j.cnki.1004-7859.2021.08.004.

[17] 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. doi: 10.12000/JR21205.

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. doi: 10.12000/JR21205.

[18] WANG Wenqin. MIMO SAR OFDM chirp waveform diversity design with random matrix modulation[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2015, 53(3): 1615–1625. doi: 10.1109/TGRS.2014.2346478.

[19] 高宇航, 张凯翔, 范花玉, 等. 基于脉间码型捷变波形的距离-多普勒二维干扰重构算法[J]. 雷达学报(中英文), 2024, 13(1): 187–199. doi: 10.12000/JR23196.

GAO Yuhang, ZHANG Kaixiang, FAN Huayu, *et al*. Range-Doppler two-dimensional jamming reconstruction algorithm based on interpulse code agile waveform[J]. *Journal of Radars*, 2024, 13(1): 187–199. doi: 10.12000/JR23196.

[20] 王晓戈, 李槟槟, 陈辉, 等. 基于脉内频率编码联合调频斜率捷变波形的ISRJ对抗方法[J]. 雷达学报(中英文), 2024, 13(5): 1019–1036. doi: 10.12000/JR24046.

WANG Xiaoge, LI Binbin, CHEN Hui, *et al*. Anti-ISRJ method based on intrapulse frequency-coded joint frequency modulation slope agile radar waveform[J]. *Journal of Radars*, 2024, 13(5): 1019–1036. doi: 10.12000/JR24046.

[21] 张建中, 穆贺强, 文树梁, 等. 基于LFM分段脉冲压缩的抗间歇采样转发干扰方法[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(7): 1712–1720. doi: 10.11999/JEIT180851.

ZHANG Jianzhong, MU Heqiang, WEN Shuliang, *et al*. Anti-intermittent sampling repeater jamming method based on LFM segmented pulse compression[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(7): 1712–1720. doi: 10.11999/JEIT180851.

[22] 龙腾, 丁泽刚, 肖枫, 等. 星载高分辨频率步进SAR成像技术[J]. 雷达学报, 2019, 8(6): 782–792. doi: 10.12000/JR19076.

LONG Teng, DING Zegang, XIAO Feng, *et al*. Spaceborne high-resolution stepped-frequency SAR imaging technology[J]. *Journal of Radars*, 2019, 8(6): 782–792. doi: 10.12000/JR19076.

[23] 匡辉, 于海锋, 高贺利, 等. 超高分辨率星载SAR系统多子带信号处理技术研究[J]. 信号处理, 2022, 38(4): 879–888. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.04.023.

KUANG Hui, YU Haifeng, GAO Heli, *et al*. Research on multi-subband signal processing technology of ultra-highresolution spaceborne SAR system[J]. *Journal of Signal Processing*, 2022, 38(4): 879–888. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.04.023.

[24] 彭岁阳, 卢大威, 张军, 等. 基于合成带宽技术提高距离分辨率的新方法[J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(2): 235–238.

PENG Suiyang, LU Dawei, ZHANG Jun, *et al*. New method for increasing the range resolution based on synthesized bandwidth technique[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(2): 235–238.

[25] 肖靖, 杨文军. 线性调频-Costas频率步进信号分析及宽带合成处理[J]. 现代雷达, 2015, 37(3): 11–14. doi: 10.3969/j.issn.1004-7859.2015.03.004.

XIAO Jing and YANG Wenjun. Analysis and synthetic wideband processing of Costas-coded chirp-subpulse stepped frequency radar signal[J]. *Modern Radar*, 2015, 37(3): 11–14. doi: 10.3969/j.issn.1004-7859.2015.03.004.

[26] 罗美方, 郝志梅, 王强. LFM-频率编码复合低截获波形信号处理方法[J]. 电子科技大学学报, 2017, 46(2): 335–339. doi: 10.3969/j.issn.1001-0548.2017.02.003.
LUO Meifang, HAO Zhimei, and WANG Qiang. Signal processing technique for LFM/FSK hybrid LPI waveform[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2017, 46(2): 335–339. doi: 10.3969/j.issn.1001-0548.2017.02.003.

[27] 王柯祎, 许京伟, 廖桂生, 等. 基于子带搬移的FDA-SAR多分辨率成像方法[J]. 雷达学报(中英文), 2025, 14(3): 697–711. doi: 10.12000/JR25006.
WANG Keyi, XU Jingwei, LIAO Guisheng, *et al*. Multiresolution FDA-SAR imaging method based on sub-band shifting[J]. *Journal of Radars*, 2025, 14(3): 697–711. doi: 10.12000/JR25006.

[28] 王李瑞. 基于波形设计的SAR抗干扰研究[D]. [硕士论文], 国防科技大学, 2021. doi: 10.27052/d.cnki.gzjgu.2021.001371.
WANG Lirui. SAR anti-jamming research based on waveform design[D]. [Master dissertation], National University of Defense Technology, 2021. doi: 10.27052/d.cnki.gzjgu.2021.001371.

[29] CUMMING I G and WONG F H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation[M]. Boston: Artech House, 2005: 72–76.

作 者 简 介

胡巧晔，硕士，主要研究方向为新体制雷达与智能电子对抗。

邢世其，副研究员，主要研究方向为雷达天线阵列设计、极化SAR数据校准、SAR层析成像和干涉SAR信号处理。

纪朋徽，助理研究员，主要研究方向为合成孔径雷达信号处理和对抗。

全斯农，副研究员，主要研究方向为遥感信息处理、模式识别、机器学习等。

(责任编辑：于青)