

一种离散谱掩护信号波形设计与生成方法

唐江澜 刘甲磊* 马佳智 施龙飞 关一夫

(国防科技大学电子科学学院CEMEE国家重点实验室 长沙 410073)

摘要: 射频掩护是最早的雷达主动抗干扰措施之一, 其通过在雷达脉冲信号之前发射不同频率的掩护脉冲来诱导敌方干扰机, 实现抗干扰。近年来, 随着抗干扰需求更加迫切, 射频掩护技术进一步发展, 最具代表性的是采用非连续谱信号作为掩护信号, 但掩护信号的能量利用率仍存在提升空间。针对此问题, 该文在非连续谱掩护信号基础上提出了一种离散谱掩护信号, 建立了恒模和频谱幅度联合约束下的波形设计优化问题, 通过交替向量乘法以及频谱塑形算法求解, 生成频谱离散、能量聚集的掩护信号。仿真结果表明, 在能量和带宽相同的情况下, 离散谱掩护信号相比于非连续谱掩护信号具有更高的频谱幅度, 提升5~12 dB; 在能量相同, 频谱幅度接近的情况下, 离散谱掩护信号能覆盖更大的频谱范围, 实现了更好的抗干扰掩护效果。

关键词: 射频掩护; 非连续谱信号; 抗干扰; 波形设计; 交替向量乘法(ADMM)

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2023)06-1275-15

DOI: [10.12000/JR23137](https://doi.org/10.12000/JR23137)

引用格式: 唐江澜, 刘甲磊, 马佳智, 等. 一种离散谱掩护信号波形设计与生成方法[J]. 雷达学报, 2023, 12(6): 1275-1289. doi: [10.12000/JR23137](https://doi.org/10.12000/JR23137).

Reference format: TANG Jianglan, LIU Jialei, MA Jiazhi, *et al.* Discrete spectrum cover signal waveform design and generation method[J]. *Journal of Radars*, 2023, 12(6): 1275-1289. doi: [10.12000/JR23137](https://doi.org/10.12000/JR23137).

Discrete Spectrum cover Signal Waveform Design and Generation Method

TANG Jianglan LIU Jialei* MA Jiazhi SHI Longfei GUAN Yifu

(State Key laboratory of Complex Electromagnetic Environmental Effects on Electronics and Information System, College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Radio Frequency-screen is one of the earliest radar active antijamming measures. It achieves antijamming by transmitting cover pulses of different frequencies before the radar pulse signal to induce enemy jammers. As the demand for antijamming measures has become increasingly urgent in recent years, Radio Frequency-screen technology has been further developed. The most representative is the use of discontinuous spectrum signals as a cover signal. However, energy utilization for sending the cover signal can be improved further. To address this problem, this paper proposes a discrete spectrum cover signal based on the discontinuous spectrum cover signal and establishes the waveform design function under the joint constraint of constant modulus and spectral amplitude. The cover signal with discrete spectrum and energy aggregation is generated using the Alternating Direction Method of Multipliers (ADMM) and spectrum shaping algorithm solution. The simulation results show that the discrete spectrum cover signal has a higher spectral amplitude of approximately 5~12 dB than the discontinuous-spectrum cover signal for the same energy and bandwidth. Moreover, the discrete spectrum cover signal can cover a larger spectral range with the same energy and close spectral amplitude, realizing a better antijamming cover effect.

Key words: Radio frequency-screen; Discontinuous spectrum signal; Antijamming; Waveform design; Alternating Direction Method of Multipliers (ADMM)

收稿日期: 2023-07-28; 改回日期: 2023-10-12; 网络出版: 2023-11-09

*通信作者: 刘甲磊 liujialei@nudt.edu.cn *Corresponding Author: LIU Jialei, liujialei@nudt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62171447)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (62171447)

责任主编: 崔国龙 Corresponding Editor: CUI Guolong

1 引言

射频掩护是一种雷达主动抗干扰技术,通过在雷达脉冲信号之前发射掩护信号欺骗敌方的干扰引导,使其难以干扰到真正的探测信号。射频掩护技术自发明以来,已被广泛应用于雷达抗干扰设计中,并不断发展、完善。

文献[1]提出了“脉宽相同、频率不同的掩护信号+探测信号”掩护模式,能够有效误导干扰频率;文献[2]针对转发式欺骗干扰设计了掩护信号,能对干扰侦测系统进行有效诱导,使干扰频率、波形锁定掩护信号,有效保护雷达跟踪信号;文献[3]针对瞬时测频(Instantaneous Frequency Measurement, IFM)接收机在一次采样时间内只能给出一个测频结果的特点,提出了使用连续波射频掩护信号干扰IFM接收机测频工作的方法;文献[4]为了提高现有雷达射频掩护抗干扰的时效性与智能化程度,将认知技术引入到射频掩护抗干扰中,使得射频掩护系统能够通过感知分析干扰环境及当前雷达系统自身的工作状态,自动实时调整射频掩护系统参数,通过快速的频率切换达到抗干扰的目的,始终保持雷达的灵活主动性。文献[5]采用基于射频掩护的方法和基于脉内频率正交与分段脉压的方法进行抗干扰雷达波形设计与实现的研究,对间歇采样转发干扰实现了有效的对抗效果。

现代电子战中,雷达面临的往往是多种干扰并存的场景,单部雷达受限于抗干扰自由度,难以应对多域复杂干扰。近年来,分布式雷达在时间同步、信息融合方面取得了突破,为分布式雷达抗干扰带来了新的契机:文献[6]针对目前先进雷达的性能及发展趋势设计有源诱饵信号,产生接近真实目标的复杂信号,能够使敌方雷达产生误判,防止己方平台被雷达跟踪或被制导武器击中。文献[7]提出了一种基于多站波束融合的抗干扰方法,解决了空域强相关的目标与干扰同时被抑制的问题,可以同时抑制两个及以上主瓣干扰。文献[8]提出了利用双基地雷达联合单基地雷达对抗欺骗干扰的方法,能够在对抗距离波门拖引、速度波门拖引的同时对目标进行定位。

随着雷达干扰机智能化处理水平不断提升,仅在探测脉冲前、后端设置射频掩护脉冲,往往能够被先进干扰机识别。近年来,非连续谱信号发展成为一种新型的射频掩护信号。非连续谱信号最早用于干扰在工作频段密集分布的场景,文献[9]提出了一种频谱拥挤环境下的波形设计算法,能够同时应对同频干扰以及高距离旁瓣问题;文献[10]提出了频谱拥挤环境下的PCFM (Polyphase-Code Fre-

quency Modulation)波形、脉间分集波形、频率捷变波形的优化方案,并对波形的距离分辨率和距离旁瓣水平进行了分析。

将非连续谱信号用作掩护信号的方法最早由文献[11]公开发表,即雷达发射窄带探测信号,掩护站发射对应频谱置零的非连续谱掩护信号,从而能够更为隐蔽地欺骗干扰机,更为有效地消耗干扰资源。相比于频率捷变技术,采用非连续谱信号作为掩护信号能够对抗大瞬时带宽的干扰机,具有更稳定的抗干扰效果,此外,相比于雷达自身施放射频掩护信号,利用外部辅助平台施放非连续谱等掩护信号,也能够更好地起到综合掩护探测的效果。

然而,现有非连续谱掩护信号存在着对信号能量利用率较低的问题,制约着掩护效能的发挥。因此,需要研究如何进一步利用掩护信号能量,实现更好的抗干扰效果。

本文在现有非连续谱掩护信号基础上,提出了一种离散谱掩护信号设计与生成方法,提高了掩护信号的频谱功率利用率,能够在能量相同的情况下,获得更好的掩护效果。仿真验证表明,该波形相比于现有非连续谱掩护信号,在频谱幅度、频谱覆盖范围方面显著更优,典型干扰背景下,消耗干扰资源更多、掩护性能更优。

2 离散谱掩护信号

当前,非连续谱掩护信号一般与窄带探测信号进行联合设计,通过非连续谱掩护信号对窄带探测信号在频域进行掩护,可降低探测信号从频域被识别出的概率,可有效抵抗敌方干扰。文献[11]提出了一种基于两部短基线收发分置系统的频域协同波形设计方法,如图1所示,其基本思想为分别设计具有局部良好自相关电平的窄带探测信号和非连续谱掩护信号,利用两个发射节点分别将窄带与宽带信号进行协同发射,实现对窄带信号的频域掩护。

然而,由于掩护信号为宽带信号,若要在频域对探测信号实现有效掩护,则要求掩护信号的频谱幅度足够高,覆盖范围足够宽。而现有的非连续谱掩护信号其频谱幅度不够高,覆盖范围不宽,无法消耗更多的干扰资源。

针对此问题,本文提出一种离散谱掩护信号,其基本思想是:离散谱掩护信号频谱通带由多根谱线构成,通过将连续的频谱拆分为多根谱线,使得信号能量更集中于有限根谱线上。如图2所示,一方面,离散谱掩护信号具有更高的频谱幅度,即 $A_{fw1} > A_{fw}$; 另一方面,离散谱掩护信号能够覆盖更大的带宽,即 $B_{x1} > B_x$ 。

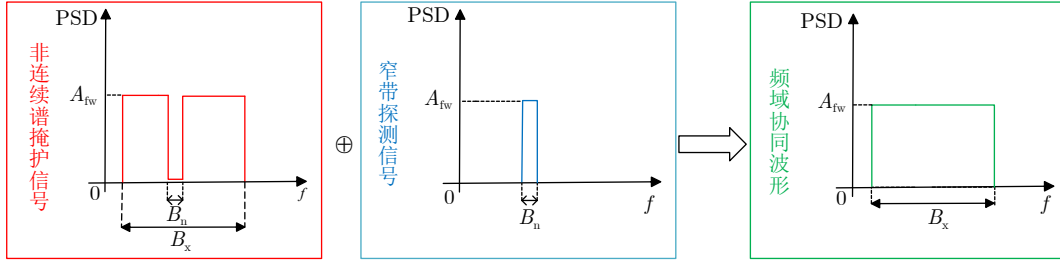


图1 频域协同波形功率配置原理示意图

Fig. 1 Schematic of frequency domain cooperative waveform power configuration principle

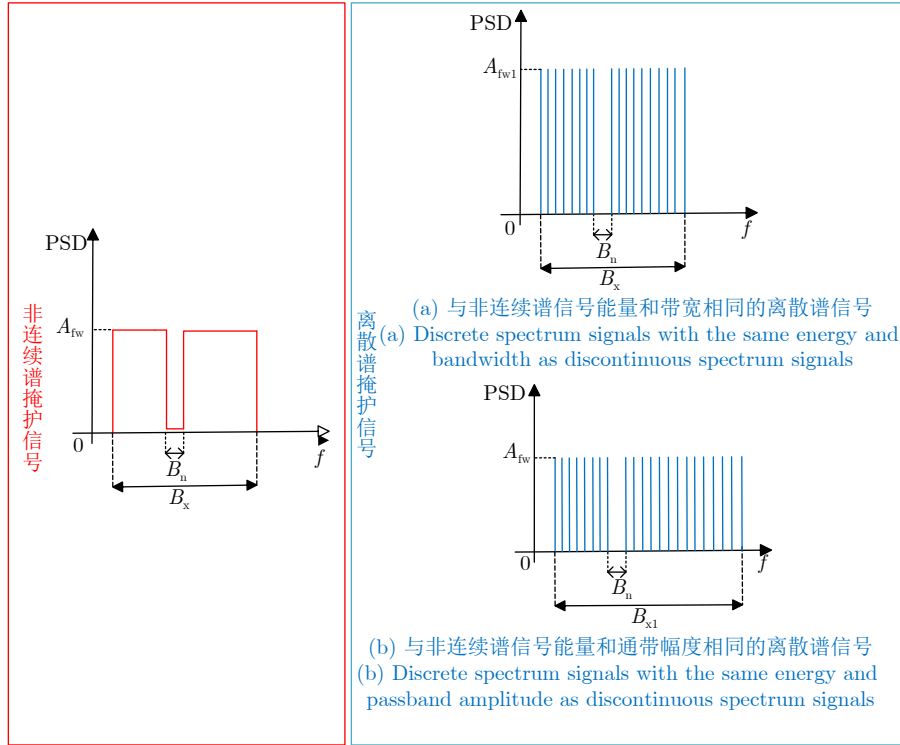


图2 非连续谱掩护信号与离散谱掩护信号对比图

Fig. 2 Comparison of discontinuous spectrum cover signal and discrete spectrum cover signal

3 信号波形设计与生成

本节提出了离散谱掩护信号的信号模型，并对离散谱掩护信号进行优化设计。

3.1 信号模型

由于离散谱掩护信号频谱由谱线构成，故可采用频谱同样由谱线构成的多载波信号作为初始信号。假设有 N 个子载波，频率从 F_0 开始，载波之间间隔为 Δf ，信号脉冲宽度为 T 。发射波形可以表示为^[12]

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t)e^{j2\pi(F_0+n\Delta f)t}, t \in (0, T] \quad (1)$$

其中， $s_n(t)$ 为第 n 个子载波上的加权调制波形。用 $a_n(t) \in \mathbb{C}$ 表示第 n 个子载波上的调制信号，并假设 $p(t)$ 为宽度为 T ，幅度为1的矩形脉冲， $s_n(t)$ 可以表示为

$$s_n(t) = a_n(t)p(t), t \in (0, T] \quad (2)$$

假设每个脉冲被采样 K 次，则采样间隔为 $t_s = T/K$ ，可以定义 \mathbf{v}_n 为

$$\mathbf{v}_n = \left(1 e^{j2\pi(F_0+n\Delta f)t_s} \dots e^{j2\pi(F_0+n\Delta f)(K-1)t_s} \right)^T \quad (3)$$

发射信号 $x(t)$ 可以离散化表示为

$$\mathbf{x} = (x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{K-1})^T \quad (4)$$

定义 $\mathbf{a} = (a_0 \ a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{N-1})$ ，则发射信号可以用矩阵表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{V}\mathbf{a} \quad (5)$$

其中，矩阵 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{K \times N}$ 定义为

$$\mathbf{V} = (\mathbf{v}_0 \ \mathbf{v}_1 \ \dots \ \mathbf{v}_{N-1}) \quad (6)$$

设 $\tilde{\mathbf{x}}$ 和 $\tilde{\mathbf{v}}_n$ 为 \mathbf{x} 和 \mathbf{v}_n 的离散傅里叶变换，定义 $\tilde{\mathbf{V}} = (\tilde{\mathbf{v}}_0 \ \tilde{\mathbf{v}}_1 \ \dots \ \tilde{\mathbf{v}}_n)$ ，则有

$$\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{V}} \mathbf{a} \quad (7)$$

将信号频谱分为两个集合： Ω_0 和 Ω_1 ，分别代表阻带频率集和通带频率集。设 $X(f)$ 为信号的傅里叶变换，则 Ω_0 和 Ω_1 内的发射能量分别为 $\int_{\Omega_0} |X(f)|^2 df$ 和 $\int_{\Omega_1} |X(f)|^2 df$ 。

定义 L_0 和 L_1 为对应于 Ω_0 和 Ω_1 的离散频率集， $\tilde{\mathbf{v}}$ 的每行对应一个离散频率。定义 $\tilde{\mathbf{V}}_0$ 为一个由 $\tilde{\mathbf{v}}$ 修改的矩阵，将 $\tilde{\mathbf{v}}$ 中所有行复制到 $\tilde{\mathbf{V}}_0$ ，并将对应于 L_1 的行置零。类似地，通过将 $\tilde{\mathbf{v}}$ 中对应于 L_0 的行置零来创建矩阵 $\tilde{\mathbf{V}}_1$ 。则阻带和通带上的能量可以分别表示为 $\mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{V}}_0^H \tilde{\mathbf{V}}_0 \mathbf{a}$ 和 $\mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{V}}_1^H \tilde{\mathbf{V}}_1 \mathbf{a}$ 。信号频谱被划分为通带和阻带，而多载波信号的频谱由多根谱线构成，假设通带内谱线共有 P 根，则通带内谱线幅度可表示为： $\mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{v}}_p^H \tilde{\mathbf{v}}_p \mathbf{a}$, $p = 1, 2, \dots, P$ 。其中 $\tilde{\mathbf{v}}_p$ 为 $\tilde{\mathbf{V}}$ 中对应谱线频率的行向量。

3.2 优化问题

由前文可知，所需的离散谱掩护波形除频谱由谱线构成之外，还需要频谱在窄带探测信号所在带宽处形成凹口，以减少掩护信号对探测信号的干扰^[3]；此外，通带谱线处的幅度起伏应尽量平缓，使其具有低截获特性；最后，为了保证发射端功放的效率^[4]，所设计离散谱掩护信号时域应当是恒模的。

针对上述结论，令优化问题的目标函数为阻带能量，约束条件为通带内谱线幅度起伏以及恒模约束，则具体问题模型表示为

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{a}} \mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{V}}_0^H \tilde{\mathbf{V}}_0 \mathbf{a} \\ \text{s.t. } |x_k| = 1, k = 0, 1, 2, \dots, K-1 \\ \frac{U+L}{2} - r \leq \mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{v}}_p^H \tilde{\mathbf{v}}_p \mathbf{a} \leq \frac{U+L}{2} + r, p = 1, 2, \dots, P \\ \mathbf{x} = \mathbf{V} \mathbf{a} \end{cases} \quad (8)$$

其中， x_k 为信号时域序列 \mathbf{x} 中第 k 个元素， r 为频谱波纹起伏控制项， U 和 L 分别为频谱通带谱线处幅度的最大值和最小值。

令 $\mathbf{R} = \tilde{\mathbf{V}}_0^H \tilde{\mathbf{V}}_0$ ， $\mathbf{f}_p = \tilde{\mathbf{v}}_p \mathbf{a}$ ，式(8)重写为

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{a}} \mathbf{a}^H \mathbf{R} \mathbf{a} \\ \text{s.t. } |x_k| = 1, k = 0, 1, 2, \dots, K-1 \\ \frac{U+L}{2} - r \leq \mathbf{f}_p^H \mathbf{f}_p \leq \frac{U+L}{2} + r, p = 1, 2, \dots, P \\ \mathbf{x} = \mathbf{V} \mathbf{a} \\ \mathbf{f}_p = \tilde{\mathbf{v}}_p \mathbf{a} \end{cases} \quad (9)$$

3.3 问题求解

由于存在恒模约束，式(9)是一个非凸优化问

题。本文采用交替向量乘法(Alternating Direction Method of Multipliers, ADMM)^[15,16]对问题进行求解，将问题分解为多个较容易求解的子问题^[17]，并通过协调子问题的解获得原问题的解，为了使用ADMM算法，将式(9)转化为实数优化问题：

$$\begin{cases} \min_{\bar{\mathbf{a}}} \bar{\mathbf{a}}^T \bar{\mathbf{R}} \bar{\mathbf{a}} \\ \text{s.t. } \bar{x}_k + \bar{x}_{k+K} = 1, k = 0, 1, \dots, K-1 \\ \frac{U+L}{2} - r \leq \|\bar{\mathbf{f}}_p\|_2^2 \leq \frac{U+L}{2} + r, p = 1, 2, \dots, P \\ \bar{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}} \\ \bar{\mathbf{f}}_p = \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}} \end{cases} \quad (10)$$

其中

$$\bar{\mathbf{V}} = \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{V}\} & -\Im\{\mathbf{V}\} \\ \Im\{\mathbf{V}\} & \Re\{\mathbf{V}\} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\bar{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{R}\} & -\Im\{\mathbf{R}\} \\ \Im\{\mathbf{R}\} & \Re\{\mathbf{R}\} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\bar{\mathbf{v}}_p = \begin{bmatrix} \Re\{\tilde{\mathbf{v}}_p\} & -\Im\{\tilde{\mathbf{v}}_p\} \\ \Im\{\tilde{\mathbf{v}}_p\} & \Re\{\tilde{\mathbf{v}}_p\} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\bar{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{a}\}^T & \Im\{\mathbf{a}\}^T \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

$$\bar{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{x}\}^T & \Im\{\mathbf{x}\}^T \end{bmatrix}^T \quad (15)$$

$$\bar{\mathbf{f}}_p = \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{f}_p\}^T & \Im\{\mathbf{f}_p\}^T \end{bmatrix}^T \quad (16)$$

上式中，运算符 $\Re\{\cdot\}$ 表示取实部， $\Im\{\cdot\}$ 表示取虚部。

式(10)中约束条件 $\bar{x}_k + \bar{x}_{k+K} = 1, k = 0, 1, \dots, K-1$ 和 $(U+L)/2 - r \leq \|\bar{\mathbf{f}}_p\|_2^2 \leq (U+L)/2 + r, p = 1, 2, \dots, P$ 只在优化 $\bar{\mathbf{x}}$ 和 $\bar{\mathbf{f}}_p$ 的子问题中起到约束作用，因此，本文给出上述优化问题的增广拉格朗日函数：

$$\begin{aligned} L_p(\bar{\mathbf{a}}, \bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{f}}_p, \lambda_1, \lambda_{2,p}) = & \bar{\mathbf{a}}^T \bar{\mathbf{R}} \bar{\mathbf{a}} + \lambda_1^T (\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}}) \\ & + \frac{\rho}{2} \|\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}}\|^2 \\ & + \sum_{p=1}^P \lambda_{2,p}^T (\bar{\mathbf{f}}_p - \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}}) \\ & + \sum_{p=1}^P \frac{\rho}{2} \|\bar{\mathbf{f}}_p - \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}}\|^2 \end{aligned} \quad (17)$$

其中， $\lambda_1 \in \mathbb{R}^{2K+1}$ ， $\lambda_{2,p} \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ 为拉格朗日乘子， ρ 为惩罚因子。

根据ADMM方法的分解-协调(Decomposition-Coordination)过程，通过迭代的方法确定 $\{\bar{\mathbf{a}}, \bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{f}}_p, \lambda_1, \lambda_{2,p}\}$ ，设第 t 次迭代得到 $\{\bar{\mathbf{x}}(t), \bar{\mathbf{f}}_p(t), \lambda_1(t), \lambda_{2,p}(t)\}$ ，则第 $(t+1)$ 次迭代步骤如下。

步骤1 给定 $\{\bar{\mathbf{x}}(t), \bar{\mathbf{f}}_p(t), \boldsymbol{\lambda}_1(t), \boldsymbol{\lambda}_{2,p}(t)\}$, 更新 $\bar{\mathbf{a}}(t+1)$:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{a}}(t+1) &= \arg \min_{\bar{\mathbf{a}}} L_{\rho}(\bar{\mathbf{a}}, \bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{f}}_p, \boldsymbol{\lambda}_1, \boldsymbol{\lambda}_{2,p}) \\ &= \bar{\mathbf{a}}^T \bar{\mathbf{R}} \bar{\mathbf{a}} + \boldsymbol{\lambda}_1^T (\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}}) + \frac{\rho}{2} \|\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}}\|^2 \\ &\quad + \sum_{p=1}^P \boldsymbol{\lambda}_{2,p}^T (\bar{\mathbf{f}}_p - \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}}) + \sum_{p=1}^P \frac{\rho}{2} \|\bar{\mathbf{f}}_p - \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}}\|^2 \end{aligned} \quad (18)$$

忽略与 $\bar{\mathbf{a}}$ 无关的项后, 可以简化为

$$\min_{\bar{\mathbf{a}}} \bar{\mathbf{a}}^T \mathbf{R}_1 \bar{\mathbf{a}} + \mathbf{d}_1^T(t+1) \bar{\mathbf{a}} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{R}_1 = \mathbf{R} + \frac{\rho}{2} \bar{\mathbf{V}}^T \bar{\mathbf{V}} + \sum_{p=1}^P \bar{\mathbf{f}}_p^T \bar{\mathbf{f}}_p$, $\mathbf{d}_1^T(t+1) = -\bar{\mathbf{V}} \boldsymbol{\lambda}_1 + \rho \bar{\mathbf{V}}^T \bar{\mathbf{x}} + \sum_{p=1}^P (-\bar{\mathbf{f}}_p^T \boldsymbol{\lambda}_{2,p}^T - \rho \bar{\mathbf{f}}_p^T \bar{\mathbf{v}}_p)$.

上述优化问题为一个无约束的二次规划问题, 该问题的解为

$$\bar{\mathbf{a}}(t+1) = -\frac{1}{2} \mathbf{R}_1^{-1} \mathbf{d}_1(t+1) \quad (20)$$

步骤2 给定 $\{\bar{\mathbf{a}}(t+1), \bar{\mathbf{f}}_p(t), \boldsymbol{\lambda}_1(t), \boldsymbol{\lambda}_{2,p}(t)\}$, 更新 $\bar{\mathbf{x}}(t+1)$:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}(t+1) &= \arg \min_{\bar{\mathbf{x}}} L_{\rho}(\bar{\mathbf{a}}, \bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{f}}_p, \boldsymbol{\lambda}_1, \boldsymbol{\lambda}_{2,p}) \\ &= \bar{\mathbf{a}}^T \bar{\mathbf{R}} \bar{\mathbf{a}} + \boldsymbol{\lambda}_1^T (\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}}) + \frac{\rho}{2} \|\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}}\|^2 \\ &\quad + \sum_{p=1}^P \boldsymbol{\lambda}_{2,p}^T (\bar{\mathbf{f}}_p - \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}}) + \sum_{p=1}^P \frac{\rho}{2} \|\bar{\mathbf{f}}_p - \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}}\|^2 \end{aligned} \quad (21)$$

忽略与 $\bar{\mathbf{x}}$ 和无关的项后, 可以简化为

$$\begin{cases} \min_{\bar{\mathbf{x}}} \mathbf{d}_2^T(t+1) \bar{\mathbf{x}} \\ \text{s.t. } \bar{x}_k + \bar{x}_{k+K} = 1, k = 0, 1, \dots, K-1 \end{cases} \quad (22)$$

$$\bar{\mathbf{f}}_p(t+1) = \begin{cases} \frac{\sqrt{(U+L)/2+r}}{\|\widehat{\mathbf{f}}_p(t+1)\|} \widehat{\mathbf{f}}_p(t+1), & \|\widehat{\mathbf{f}}_p(t+1)\| \geq \sqrt{(U+L)/2+r} \\ \frac{\sqrt{(U+L)/2-r}}{\|\widehat{\mathbf{f}}_p(t+1)\|} \widehat{\mathbf{f}}_p(t+1), & \|\widehat{\mathbf{f}}_p(t+1)\| \leq \sqrt{(U+L)/2-r} \\ \widehat{\mathbf{f}}_p(t+1), & \sqrt{(U+L)/2-r} < \|\widehat{\mathbf{f}}_p(t+1)\| < \sqrt{(U+L)/2+r} \end{cases} \quad (27)$$

步骤4 给定 $\{\bar{\mathbf{a}}(t+1), \bar{\mathbf{x}}(t+1), \bar{\mathbf{f}}_p(t+1)\}$, 更新 $\boldsymbol{\lambda}_1(t+1), \boldsymbol{\lambda}_{2,p}(t+1)$:

$$\boldsymbol{\lambda}_1(t+1) = \boldsymbol{\lambda}_1(t) + \rho(\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}}) \quad (28)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{2,p}(t+1) = \boldsymbol{\lambda}_{2,p}(t) + \rho(\bar{\mathbf{f}}_p - \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}}), p = 1, 2, \dots, P \quad (29)$$

重复上述步骤直到满足收敛条件, 收敛条件为算法迭代次数超过预设的最大次数或满足 $\|\bar{\mathbf{x}}(t+1) - \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}}(t+1)\| < \delta_1$, $\|\bar{\mathbf{f}}_p(t+1) - \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}}(t+1)\| < \delta_2$, 其中 δ_1, δ_2 为预先设定的公差参数。

其中, $\mathbf{d}_2^T(t+1) = \boldsymbol{\lambda}_1 - \rho \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}}$.

将式(22)分解为 K 个子问题, 每个子问题的优化变量为 $\{\bar{x}_k, \bar{x}_{k+K}\}, k = 0, 1, \dots, K-1$, 子问题的表达式为

$$\begin{cases} \min_{\bar{x}_k, \bar{x}_{k+K}} d_{2,k}(t+1) \bar{x}_k + d_{2,k+K}(t+1) \bar{x}_{k+K} \\ \text{s.t. } \bar{x}_k + \bar{x}_{k+K} = 1, k = 0, 1, \dots, K-1 \end{cases} \quad (23)$$

其中, $d_{2,k}(t+1)$ 和 $d_{2,k+K}(t+1)$ 分别为 $\mathbf{d}_2(t+1)$ 中第 k 个和第 $k+K$ 个元素, 上述优化问题的解为

$$\begin{bmatrix} \bar{x}_k \\ \bar{x}_{k+K} \end{bmatrix} = -\frac{\begin{bmatrix} d_{2,k}(t+1) \\ d_{2,k+K}(t+1) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} d_{2,k}(t+1) \\ d_{2,k+K}(t+1) \end{bmatrix}}, k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (24)$$

步骤3 给定 $\{\bar{\mathbf{a}}(t+1), \bar{\mathbf{x}}(t+1), \boldsymbol{\lambda}_1(t), \boldsymbol{\lambda}_{2,p}(t)\}$, 更新 $\bar{\mathbf{f}}_p(t+1)$:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{f}}_p(t+1) &= \arg \min_{\bar{\mathbf{f}}_p} L_{\rho}(\bar{\mathbf{a}}, \bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{f}}_p, \boldsymbol{\lambda}_1, \boldsymbol{\lambda}_{2,p}) \\ &= \bar{\mathbf{a}}^T \bar{\mathbf{R}} \bar{\mathbf{a}} + \boldsymbol{\lambda}_1^T (\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}}) + \frac{\rho}{2} \|\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{a}}\|^2 \\ &\quad + \sum_{p=1}^P \boldsymbol{\lambda}_{2,p}^T (\bar{\mathbf{f}}_p - \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}}) + \sum_{p=1}^P \frac{\rho}{2} \|\bar{\mathbf{f}}_p - \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}}\|^2 \end{aligned} \quad (25)$$

忽略和 $\bar{\mathbf{f}}_p$ 无关的项后, 可以简化为

$$\begin{cases} \min_{\bar{\mathbf{f}}_p} \sum_{p=1}^P \|\bar{\mathbf{f}}_p - \widehat{\mathbf{f}}_p(t+1)\|^2 \\ \text{s.t. } \frac{U+L}{2} - r \leq \|\bar{\mathbf{f}}_p\|^2 \leq \frac{U+L}{2} + r, p = 1, 2, \dots, P \end{cases} \quad (26)$$

其中, $\widehat{\mathbf{f}}_p(t+1) = \bar{\mathbf{v}}_p \bar{\mathbf{a}} - (1/\rho) \boldsymbol{\lambda}_{2,p}$, 则 $\bar{\mathbf{f}}_p(t+1)$ 可以由式(27)给出:

3.4 频谱塑形

3.2节所提出算法其目标函数为阻带能量, 对频谱阻带的形状无约束。如图3所示, 实际使用掩护波形时, 为进一步降低频谱阻带内和带宽外功率, 使频谱阻带功率小于 L_r , 可以对3.3节生成的离散谱信号进行频谱塑形

为了进一步优化频谱形状, 考虑最小化信号频谱与期望频谱之间的差值, 优化问题可以描述为

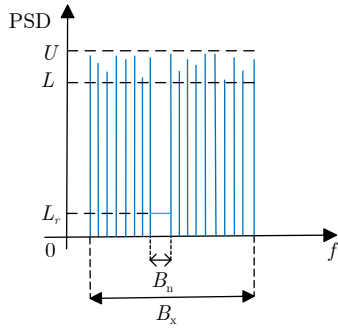


图 3 离散谱掩护波形频谱示意图

Fig. 3 Schematic diagram of the discrete spectrum cover waveform spectrum

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}} \|\mathbf{F}^H \mathbf{x} - \mathbf{y} e^{j\boldsymbol{\theta}}\|_2^2 \\ \text{s.t. } |x_k|^2 = 1, k = 0, 1, 2, \dots, K-1 \end{cases} \quad (30)$$

其中, \mathbf{y} 为期望的频谱幅度, $\boldsymbol{\theta}$ 为期望的频谱的相位, \mathbf{x} 为信号时域序列, \mathbf{F} 为 DFT 向量, $\mathbf{F} = [\mathbf{f}_0 \ \mathbf{f}_1 \ \mathbf{f}_2 \ \dots \ \mathbf{f}_{K-1}] \in \mathbb{C}^{K \times K}$, $\mathbf{f}_n = \left[1 \ e^{-\frac{j2\pi}{K}} \ e^{-\frac{j4\pi}{K}} \ \dots \ e^{-\frac{j2\pi(K-1)}{K}} \right] \in \mathbb{C}^{1 \times K}$.

该问题可以容易地用迭代方式解决, 假设已经进行了 t 次迭代, 则第 $(t+1)$ 次迭代的步骤为
步骤1

$$\boldsymbol{\theta}(t+1) = \arg\{\mathbf{F}^H \mathbf{x}\} \quad (31)$$

步骤2

$$\mathbf{x}(t+1) = e^{j \arg(\mathbf{F} \mathbf{y} e^{j\boldsymbol{\theta}})} \quad (32)$$

其收敛条件为 $\|\mathbf{F}^H \mathbf{x} - \mathbf{y} e^{j\boldsymbol{\theta}}\|_2^2 < \delta_3$ 或迭代次数超过预设的最大次数, 其中 δ_3 为预设的公差参数. 图4给出不同带宽离散谱信号塑形前后的示意图.

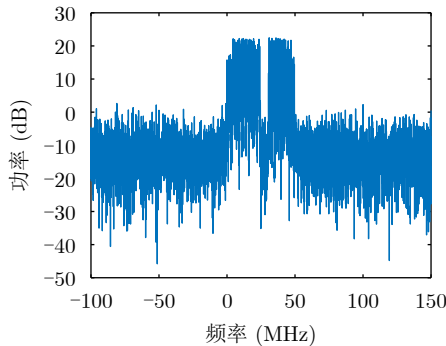
由图4可以看出, 经过频谱塑形后的离散谱信号, 频谱阻带以及带宽外的功率进一步降低, 但同时也使得离散谱谱通带内谱线起伏度略有增大.

算法1总结了所提出的优化步骤.

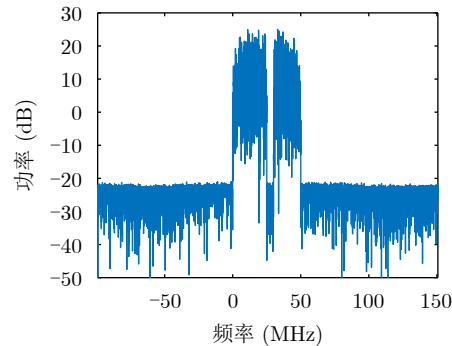
3.5 评价指标

如表1所示, 掩护信号的评价指标主要有通带平均幅度 A_{fw} 、阻带最大幅度 ϵ_1 、通带起伏度 σ^2 以及消耗干扰资源比例 η .

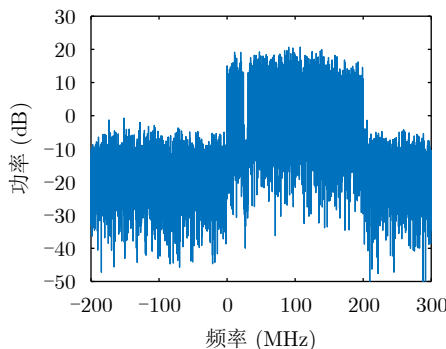
本文所提出的离散谱掩护信号由于其频谱由多根离散谱线构成, 故统计其通带频谱平均幅度 A_{fw} 时采用通带内谱线幅度 $\|f_p\|$ 的平均值作为其通带平均幅度; 阻带最大幅度 ϵ_1 则为阻带内谱线幅度所组成的序列的最大元素; 通带起伏度 σ^2 采用通带内谱线的幅度方差来衡量; 消耗干扰资源比例为



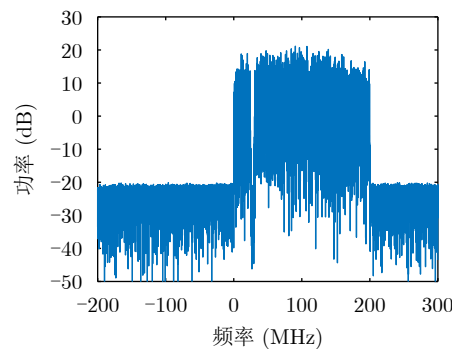
(a) Spectrogram before spectrum shaping (bandwidth 50 MHz)



(b) Spectrogram after spectrum shaping (bandwidth 50 MHz)



(c) Spectrogram before spectrum shaping (bandwidth 200 MHz)



(d) Spectrogram after spectrum shaping (bandwidth 200 MHz)

图 4 离散谱信号频谱塑形

Fig. 4 Discrete spectrum signal spectrum shaping

算法1 恒模约束下离散谱波形设计算法

Alg. 1 Discrete spectrum waveform design algorithm under constant modulus constraint

输入: \mathbf{R}, \mathbf{y}

初始化: $\bar{\mathbf{a}}(0), \bar{\mathbf{x}}(0), \bar{\mathbf{f}}_p(0), \lambda_1(0), \lambda_{2,p}(0)$

1: for $t = 0, 1, \dots, N_{\text{iter}}$, 其中 N_{iter} 为预先设定的最大迭代次数。

2: 更新 $\bar{\mathbf{a}}(t+1)$: $\bar{\mathbf{a}}(t+1) = -\frac{1}{2} \mathbf{R}_1^{-1} \mathbf{d}_1(t+1)$

3: 更新 $\bar{\mathbf{x}}(t+1)$: $\begin{bmatrix} \bar{x}_k \\ \bar{x}_{k+K} \end{bmatrix} = -\frac{\begin{bmatrix} d_{2,k}(t+1) \\ d_{2,k+K}(t+1) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} d_{2,k}(t+1) \\ d_{2,k+K}(t+1) \end{bmatrix}}, k = 0, 1, \dots, K-1$

4: 更新 $\bar{\mathbf{f}}_p(t+1)$: $\bar{\mathbf{f}}_p(t+1) = \begin{cases} \frac{\sqrt{(U+L)/2+r}}{\|\hat{\mathbf{f}}_p(t+1)\|} \hat{\mathbf{f}}_p(t+1), & \|\hat{\mathbf{f}}_p(t+1)\| \geq \sqrt{(U+L)/2+r} \\ \frac{\sqrt{(U+L)/2-r}}{\|\hat{\mathbf{f}}_p(t+1)\|} \hat{\mathbf{f}}_p(t+1), & \|\hat{\mathbf{f}}_p(t+1)\| \leq \sqrt{(U+L)/2-r} \\ \hat{\mathbf{f}}_p(t+1), & \sqrt{(U+L)/2-r} < \|\hat{\mathbf{f}}_p(t+1)\| < \sqrt{(U+L)/2+r} \end{cases}$

5: 更新 $\lambda_1(t+1), \lambda_{2,p}(t+1)$: $\lambda_1(t+1) = \lambda_1(t) + \rho(\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{V}}\bar{\mathbf{a}})$
 $\lambda_{2,p}(t+1) = \lambda_{2,p}(t) + \rho(\bar{\mathbf{f}}_p - \bar{\mathbf{v}}_p\bar{\mathbf{a}}), p = 1, 2, \dots, P$

6: end 当 $t = N_{\text{iter}}$ 或同时满足 $\|\bar{\mathbf{x}}(t+1) - \bar{\mathbf{V}}\bar{\mathbf{a}}(t+1)\| < \delta_1, \|\bar{\mathbf{f}}_p(t+1) - \bar{\mathbf{v}}_p\bar{\mathbf{a}}(t+1)\| < \delta_2$

7: 对得到的时域序列 $\bar{\mathbf{x}}$ 进行频谱塑形

8: for $t = 0, 1, \dots, N_{\text{iter}}$, 其中 N_{iter} 为预先设定的最大迭代次数

9: 更新 $\boldsymbol{\theta}(t+1)$: $\boldsymbol{\theta}(t+1) = \arg\{\mathbf{F}^H \bar{\mathbf{x}}\}$

10: 更新 $\mathbf{x}(t+1)$: $\mathbf{x}(t+1) = e^{j \arg(\mathbf{F} \mathbf{y} e^{j\boldsymbol{\theta}})}$

11: end 当 $t = N_{\text{iter}}$ 或 $\|\mathbf{F}^H \mathbf{x} - \mathbf{y} e^{j\boldsymbol{\theta}}\|_2^2 < \delta_3$ 时, 获得波形序列 \mathbf{x}

表1 评价指标

Tab. 1 Evaluation Indicators

指标	符号	计算公式
通带平均幅度	A_{fw}	$A_{\text{fw}} = \sum_{p=1}^P \ \mathbf{f}_p\ / P$
阻带最大幅度	ϵ_1	$\epsilon_1 = \max_s \ f_s\ $
通带起伏度	σ^2	$\sigma^2 = \sum_{p=1}^P (\ \mathbf{f}_p\ - A_{\text{fw}})^2 / P$
消耗干扰资源比例	η	$\eta = W_{\text{waste}} / W_{\text{all}}$

η , 定义消耗干扰能量为 W_{waste} , 总干扰能量为 W_{all} , 则干扰资源稀释比例 η 表征为消耗干扰能量 W_{waste} 与总干扰能量 W_{all} 的比值, 即 $\eta = W_{\text{waste}} / W_{\text{all}}$ 。下面针对噪声调频干扰和切片转发两种干扰样式进行分析, 讨论掩护信号对两种干扰的资源消耗比例情况。

(1) 噪声调频干扰。噪声调频干扰频谱如图5所示, 假设干扰信号平均功率为 P_J , 在通带带宽 B_n 内平均功率为 P_n , 则有 $W_{\text{all}} = B_J \cdot P_J, W_{\text{waste}} = W_{\text{all}} - B_n \cdot P_n$, 消耗干扰资源比例可表示为

$$\eta = \frac{W_{\text{waste}}}{W_{\text{all}}} = \frac{B_J \cdot P_J - B_n \cdot P_n}{B_J \cdot P_J} \quad (33)$$

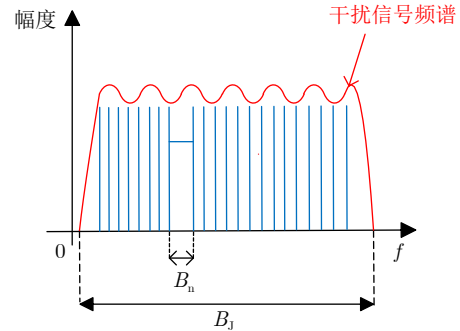


图5 干扰信号频谱分布示意图

Fig. 5 Schematic of the interference signal spectrum distribution

(2) 灵巧噪声干扰。灵巧噪声干扰通过噪声调频干扰乘雷达切片转发干扰信号产生, 其中噪声调频干扰带宽是固定的, 故对切片转发干扰进行分析, 切片转发干扰的具体表达式为

$$J_{\text{CI}}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \text{rect}\left(\frac{t - \alpha(m,n)T_j}{T_j}\right) s(t) \quad (34)$$

其中, M 为切片个数, N 为每个切片的转发次数, T_j 为切片时长, $\alpha(m,n) = (m-1)(N+1) + n$ 为第 m 次切片进行第 n 次转发对应的时延系数, $s(t)$ 为切

片转发的信号, 对于干扰机而言, $s(t)$ 为所截获的探测信号和掩护信号之和, 假设探测信号为 $s_1(t)$, 掩护信号为 $s_2(t)$, 则切片转发干扰信号可进一步表示为

$$J_{CI}(t) = ks_1(t) + ks_2(t) \quad (35)$$

其中, $k = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \text{rect}[(t - \alpha(m, n)T_J)/T_J]$, 将切片干扰信号用离散形式 $J_{CI}(n)$ 进行表示, 则切片干扰信号的功率可表示为

$$\begin{aligned} P_J &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [|J_{CI}(n)|^2] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (ks_1(n) + ks_2(n))(ks_1(n) + ks_2(n))^* \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [k^2 |s_1(n)|^2 \\ &\quad + k^2 |s_2(n)|^2 + 2k^2 \Re\{s_1^*(n)s_2(n)\}] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N k^2 |s_1(n)|^2 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N k^2 |s_2(n)|^2 \\ &\quad + \frac{2k^2}{N} \Re \left[\sum_{n=1}^N s_1^*(n)s_2(n) \right] \end{aligned} \quad (36)$$

而探测信号 $s_1(n)$ 和掩护信号 $s_2(n)$ 的互相关函数为

$$\begin{aligned} R(m) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s_1^*(n)s_2(n+m) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_1^*(w)S_2(w)e^{jwm} dw \end{aligned} \quad (37)$$

由于掩护信号频谱避开了探测信号所在频带, 则有

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} s_1^*(n)s_2(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_1^*(w)S_2(w)dw \approx 0 \quad (38)$$

故切片干扰信号的功率可表示为

$$P_J \approx \frac{k^2}{N} \sum_{n=1}^N |s_1(n)|^2 + \frac{k^2}{N} \sum_{n=1}^N |s_2(n)|^2 = k^2 P_1 + k^2 P_2 \quad (39)$$

其中, P_1 和 P_2 为探测信号和掩护信号的功率。实际干扰机发射干扰信号时, 其发射功率 P_J 是固定的, 则消耗干扰资源比例可表示为

$$\eta = \frac{W_{\text{waste}}}{W_{\text{all}}} = \frac{k^2 P_2}{P_J} = \frac{k^2 P_2}{k^2 P_1 + k^2 P_2} = \frac{1}{1 + P_1/P_2} \quad (40)$$

可以看出, 当干扰样式为切片转发干扰时, 消

耗干扰资源比例取决于探测信号与掩护信号功率之比。

通带平均幅度越高代表能掩护更高能量的探测信号; 阻带最大幅度则代表了对探测信号的影响程度, 为保证掩护信号对探测信号影响程度尽量小, 阻带最大幅度应尽可能小; 通带起伏度则影响信号的低截获特性; 消耗干扰资源比例则代表了掩护效果的好坏。

4 仿真实验

4.1 波形频谱分析

本节对所提算法进行仿真实验, 并对比非连续谱信号设计算法。此类算法常用于设计频谱拥挤环境下的发射信号^[17-19], 本文选取典型SHAPE算法^[20]与所提算法进行对比。假设窄带探测信号所在频谱区域为 25~30 MHz, 其信号时域脉冲宽度为 $T = 25 \mu\text{s}$ 。

进行两个离散谱掩护信号的仿真以及SHAPE算法所设计的非连续谱掩护信号的仿真, 其参数如表2所示。其余参数设置为: 惩罚参数设置 $\rho = 1$, 最大循环次数设置 $N_{\text{iter}} = 2000$, 公差参数设置 $\delta_1 = \delta_2 = \delta_3 = 0.1$, 波纹控制项 $r = 2$ 。

图6为带宽相同时由本文算法和SHAPE算法生

表 2 掩护信号参数
Tab. 2 Cover signal parameters

参数	数值
离散谱掩护信号带宽(MHz)	[50 200]
离散谱掩护信号时宽(μs)	25
离散谱掩护信号阻带区域(MHz)	25~30
离散谱掩护信号谱线间隔(MHz)	0.5
非连续谱掩护信号带宽(MHz)	50
非连续谱掩护信号时宽(μs)	25
非连续谱掩护信号阻带区域(MHz)	25~30
采样率(MHz)	600

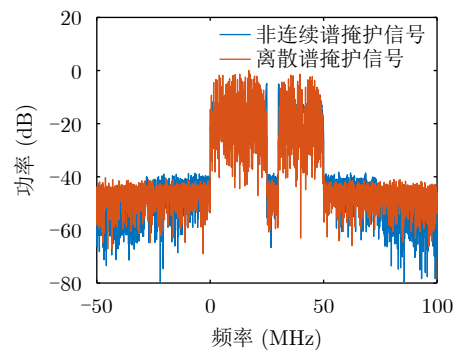


图 6 带宽相同时两信号频谱对比

Fig. 6 Comparison of two signal spectra at the same bandwidth

成的波形频谱，由于本文算法生成的波形的频谱由多根离散谱线构成，故在阻带凹陷程度近似的情况下，其通带内大部分频点具有更高的幅度，统计其通带谱线处的平均幅度为-5.4578 dB(归一化)，而SHAPE算法生成的波形的通带平均幅度为-14.3410 dB(归一化)。

图7为带宽不同时由本文算法和SHAPE算法生成的波形频谱。SHAPE算法生成带宽为50 MHz的波形，其通带平均幅度为-12.8022 dB(归一化)，本文算法生成带宽为200 MHz的波形，其通带谱线处的平均幅度为-10.3732 dB(归一化)。故在信号能量相同，通带平均幅度接近时，本文算法生成的波形能占据更大的带宽。

图8为离散谱掩护信号与非连续谱掩护信号频谱通带平均功率的差值随谱线间隔占带宽百分比的变化趋势。定义离散谱掩护信号频谱通带平均功率为通带内谱线处频谱平均功率，而谱线间隔占带宽百分比越高代表谱线间间隔越宽，其能量更加集中于通带谱线处，故随着百分比提高，离散谱掩护信号的通带平均功率与非连续谱掩护信号的通带平均功率差值增大。

图9为离散谱掩护信号通带起伏方差随波纹控制

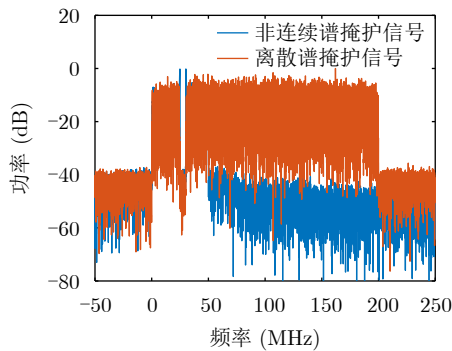


图7 带宽不同时两信号频谱对比

Fig. 7 Comparison of two signal spectra with different bandwidths

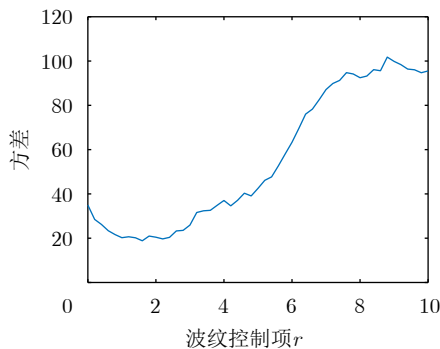


图9 离散谱掩护信号通带起伏方差随波纹控制项变化趋势

Fig. 9 Trend of discrete spectrum cover signal passband undulation with ripple control term

制项变化的曲线，由图9可以看出，随着波纹控制项不断减小，离散谱通带起伏方差逐渐减小；当波纹控制项接近零的时候，离散谱通带起伏方差几乎不变。图10为离散谱掩护信号通带内平均幅度随波纹控制项变化的曲线，当波纹控制项接近零时，平均幅度会有所降低，而当波纹控制项较大时，频谱通带不仅平坦度会下降，其平均幅度也会下降。当 $r = 2$ 时，频谱通带起伏较小，且通带平均幅度较高，故本文选择 $r = 2$ 作为最佳波纹控制项参数。

4.2 掩护能力分析

本节分析所设计离散谱掩护信号掩护效果，并与常规的非连续谱掩护信号对比。同时发射掩护信号与雷达探测信号，信号参数如表3所示。

由4.1节所述，能量相同条件下，带宽为50 MHz的非连续谱掩护信号与带宽为200 MHz的离散谱掩护信号通带平均幅度接近，故选择这两种掩护信号进行对比。根据窄带探测信号的带宽设置掩护信号的阻带区域为25~30 MHz，图11展示了窄带探测信号和宽带掩护信号的对应关系，此时探测信号与掩护信号有效辐射功率之比为1:4。

将上述参数中离散谱掩护信号带宽修改为

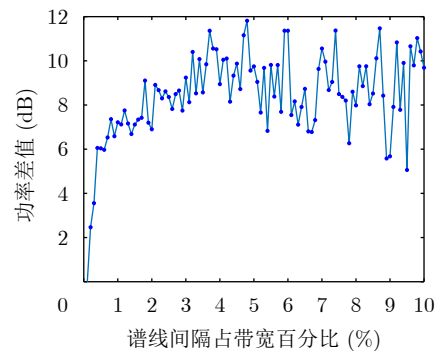


图8 通带内频谱功率差值随谱线间隔占带宽百分比的变化趋势

Fig. 8 Trend of spectral power difference in the passband with the percentage of spectral line spacing over the bandwidth

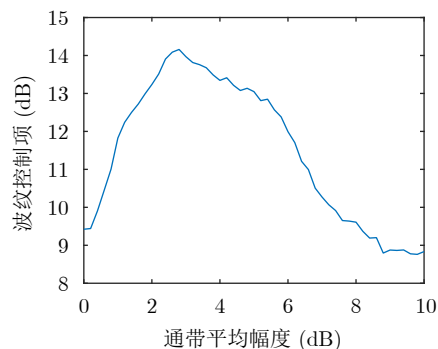


图10 离散谱掩护信号通带平均幅度随波纹控制项变化趋势

Fig. 10 Trend of discrete spectrum cover signal passband average amplitude with ripple control term

50 MHz, 探测信号与掩护信号有效辐射功率之比修改为1:1, 其余参数保持不变, 图12为该条件下窄带探测信号和宽带掩护信号的对应关系。

由图12可以看出, 当探测信号与掩护信号有

表 3 发射信号参数
Tab. 3 Transmit signal parameters

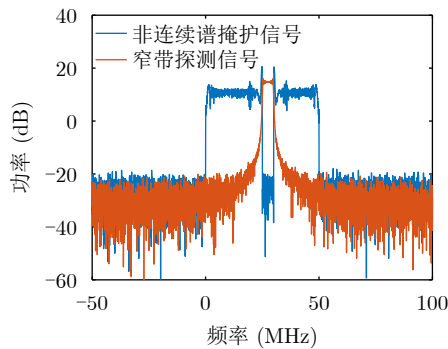
参数	数值
载频(GHz)	1
时宽(μs)	25
脉冲重复间隔(μs)	100
采样率(MHz)	600
脉冲个数	50
离散谱掩护信号带宽(MHz)	200
非连续谱掩护信号带宽(MHz)	50
窄带信号带宽(MHz)	5
探测信号与掩护信号有效辐射功率之比	1:4

效辐射功率之比为1:1时, 带宽为50 MHz的非连续谱信号频谱通带幅度已经低于探测信号频谱幅度8.6505 dB, 此时探测信号存在着被识别出的风险; 而离散谱信号频谱通带仍然有许多谱线幅度与探测信号频谱幅度接近, 降低了探测信号被识别的风险。

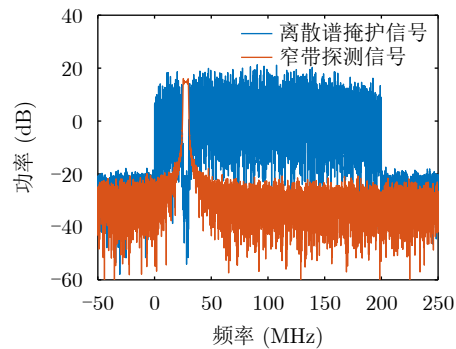
由上述分析可知, 掩护信号功率需要足够大才能防止探测信号频谱在频谱上过于突出而被识别, 而离散谱信号对于功率的要求显然低于非连续谱信号; 功率、带宽相同的情况下, 离散谱信号能掩护能量更大的探测信号; 功率相同时, 离散谱信号能在更大带宽范围实现掩护效果。

4.2.1 针对噪声调频干扰的掩护能力分析

噪声调频干扰具有宽的干扰带宽和较大的噪声功率, 是目前对雷达进行干扰中常用的干扰样式, 噪声调频干扰信号的时域表达式为^[21]



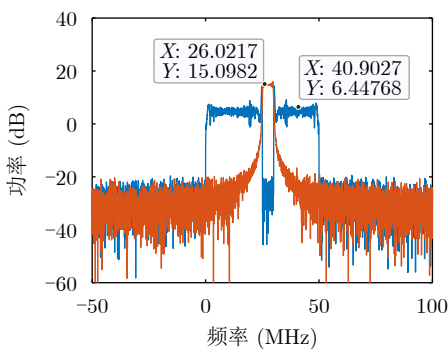
(a) 非连续谱掩护信号与窄带探测信号频谱对应关系
(a) Discontinuous spectrum cover signal and narrowband detection probe signal spectrum correspondence



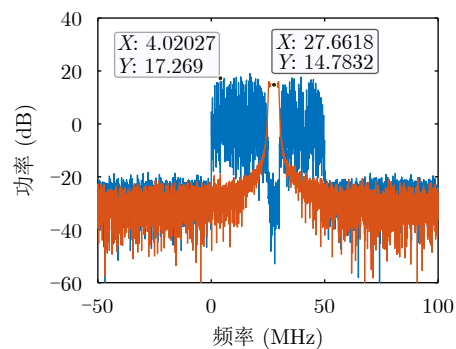
(b) 离散谱掩护信号与窄带探测信号频谱对应关系
(b) Discrete spectrum cover signal and narrowband detection probe signal spectrum correspondence

图 11 窄带探测信号和宽带掩护信号的频谱对应关系(探测信号与掩护信号有效辐射功率之比为1:4)

Fig. 11 Spectral correspondence of narrowband detection signal and broadband cover signal (the ratio of detection signal to cover signal power is 1:4)



(a) 非连续谱掩护信号(带宽50 MHz)与窄带探测信号频谱
(a) Discontinuous spectrum cover signal (bandwidth 50 MHz) and narrowband detection probe signal spectrum correspondence



(b) 离散谱掩护信号(带宽50 MHz)与窄带探测信号频谱
(b) Discrete spectrum cover signal (bandwidth 50 MHz) and narrowband detection probe signal spectrum correspondence

图 12 窄带探测信号和宽带掩护信号的频谱对应关系(探测信号与掩护信号有效辐射功率之比为1:1)

Fig. 12 Spectral correspondence of narrowband detection signal and broadband cover signal (the ratio of detection signal to cover signal power is 1:1)

$$J_{\text{NFM}}(t) = U_J \exp\left(1j \left(2\pi f_j t + 2\pi K_{\text{FM}} \int_0^t u(t') dt' + \phi_j\right)\right) \quad (41)$$

其中， U_J 为干扰信号幅度， f_j 为干扰信号载频， K_{FM} 为干扰信号的调频斜率， $u(t)$ 是均值为0、方差为 σ_n^2 、带宽为 ΔF 的带限高斯白噪声， ϕ_j 为在 $[0, 2\pi)$ 上均匀分布的随机变量。

当只发射雷达窄带探测信号(无掩护信号)时，干扰机可以准确测量出雷达信号的频率和带宽，将发射与窄带信号对应频率和带宽的噪声调频干扰信号；当同时发射雷达探测信号和宽带掩护信号时(探测信号与掩护信号有效辐射功率之比为1:4)，干扰机测量为宽带掩护信号叠加窄带雷达信号的带宽，其将发射与掩护信号带宽相同的噪声调频干扰信号。仿真验证上述两种情况，仿真参数如表4所示。

图13所示为噪声调频干扰频谱图。图13(a)为无掩护信号时噪声干扰频谱图，由于此时无掩护信号，噪声调频干扰信号可以对准雷达探测信号，能量集中于窄带雷达探测信号所在带宽内，干扰信号频谱功率最大值为48.777 dB。图13(b)为掩护信号为非连续谱掩护信号时噪声干扰频谱图，此时由于干扰方无法准确判断探测信号所在频率和带宽，故发射带宽为50 MHz的噪声调频干扰，干扰信号能量更加分散，干扰信号频谱功率最大值为40.7229 dB，

消耗干扰资源比例为81.62%。图13(c)为掩护信号能量相同下，使用离散谱掩护信号时噪声干扰频谱图，此时干扰信号能量进一步被稀释，干扰信号频谱功率最大值为34.8193 dB，消耗干扰资源比例为94.43%。

图14所示为干扰机发射噪声调频干扰下，抗干扰效果图。图14(a)、图14(d)为无掩护信号时雷达探测信号回波R-D图及侧视图，此时目标被完全淹没在干扰中无法检测。图14(b)、图14(e)为掩护信号为非连续谱掩护信号时回波R-D图及侧视图，此时干扰信号能量被稀释，输出信干比为15.5899 dB，虽然可以检测出目标，但由于干扰信号能量仍较大，虚警概率会提高。图14(c)、图14(f)为掩护信号能量相同下，使用离散谱掩护信号时R-D图以及侧视图，由于探测信号带宽内干扰能量分布进一步减少，输出信干比23.0663 dB，相比非连续谱掩护场景提升约7 dB，目标距离速度可实现检测，抗瞄准噪声干扰效果较好。

4.2.2 抗典型组合干扰性能分析

随着雷达抗干扰技术不断发展，单一干扰措施效果往往不佳，而组合干扰将多种干扰措施组合，可以形成复杂多变的干扰信号，产生更好的干扰效果。为了进一步分析掩护能力，选取灵巧噪声干扰^[2]与噪声调频干扰进行组合，其具体表达式为

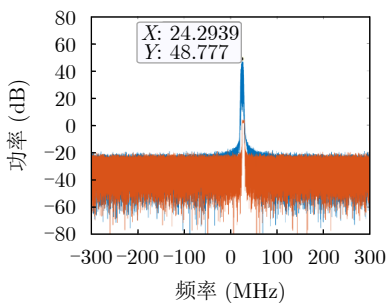
$$J(t) = J_{\text{NFM}}(t) + J_{\text{SNJ}}(t) \quad (42)$$

其中， $J_{\text{NFM}}(t)$ 为噪声调频干扰， $J_{\text{SNJ}}(t)$ 表示典型灵巧噪声干扰。灵巧噪声是干扰通过噪声调频干扰乘雷达切片转发干扰信号产生，本文中切片转发干扰相乘的噪声调频干扰带宽为10 MHz，其具体表达式可以写为

表 4 抗干扰场景参数

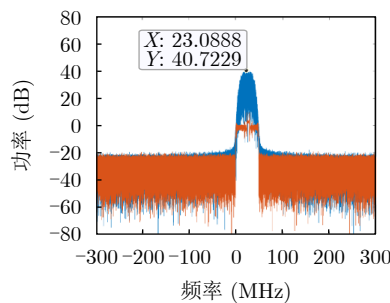
Tab. 4 Anti-interference scene parameters

参数	数值
目标距离(km)	10
目标速度(m/s)	60
干信比(dB)	45



(a) 无掩护信号时干扰频谱

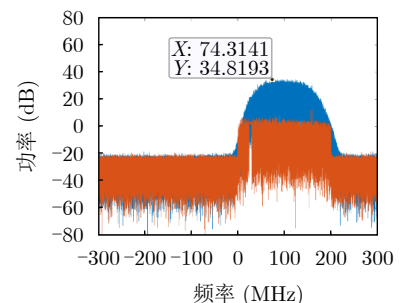
(a) Interference spectrum when there is no cover signal



— 干扰信号频谱 — 发射信号频谱

(b) 掩护信号为非连续谱信号时干扰频谱 (掩护信号能量不变)

(b) Interference spectrum when the cover signal is a discontinuous spectrum signal (the cover signal energy does not change)



(c) 掩护信号为离散谱信号时干扰频谱 (掩护信号能量不变)

(c) Interference spectrum when the cover signal is a discrete spectrum signal (the cover signal energy does not change)

图 13 噪声调频干扰频谱图

Fig. 13 Noise FM jamming spectrum diagram

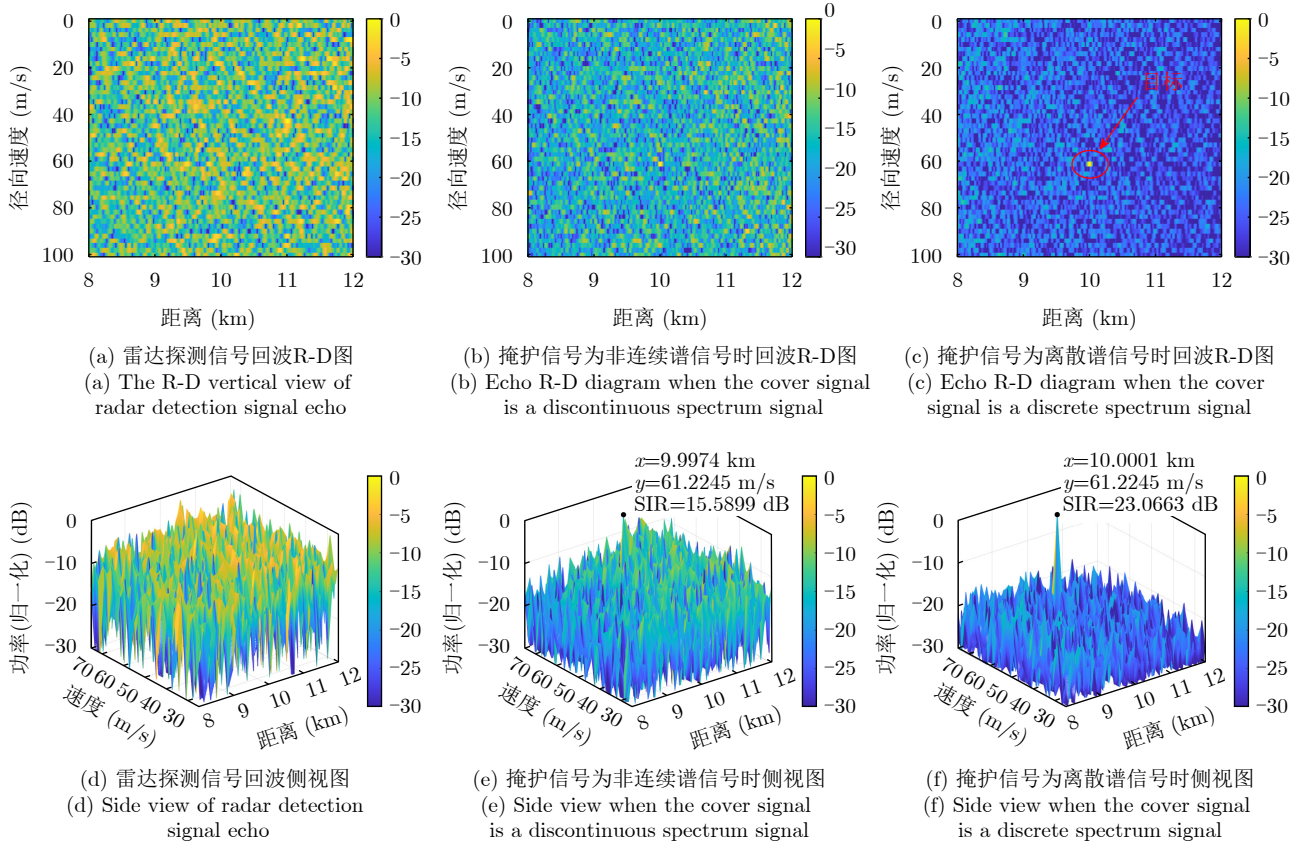


图 14 噪声调频干扰场景下R-D图对比

Fig. 14 Comparison of R-D diagram under noise FM jamming scenarios

$$J_{SNJ}(t) = J_{NFM}(t) \cdot J_{CI}(t) \quad (43)$$

切片转发干扰信号具体表达式为

$$J_{CI}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \text{rect} \left(\frac{t - \alpha(m,n)T_j}{T_j} \right) s(t) \quad (44)$$

其中, M 为切片个数, N 为每个切片的转发次数, T_j 为切片时长, $\alpha(m,n) = (m-1)(N+1) + n$ 为第 m 次切片进行第 n 次转发对应的时延系数, $s(t)$ 为切片转发的信号。

为了验证掩护波形抗切片转发干扰的性能,对比无掩护波形的雷达探测信号,仿真参数如表5所示。

图15所示为组合干扰频谱图。图15(a)为无掩护信号时干扰频谱,此时噪声调频干扰和灵巧噪声干扰的能量均集中于探测信号所在带宽,干扰信号频谱功率最大值为52.1506 dB;图15(b)为掩护信号为非连续谱信号时干扰信号频谱,此时干扰信号功率的最大值为46.6233 dB,根据3.5节中消耗干扰资源比例的定义,分别计算对噪声调频干扰和灵巧噪声干扰的消耗干扰资源比例为81.62%和85.72%,根据组合干扰场景下各自干扰能量占比,则计算总的消耗干扰资源比例为83.67%;图15(c)为掩护信号为离散谱掩护信号时干扰频谱,此时噪

表 5 抗干扰场景参数

Tab. 5 Anti-interference scene parameters

参数	数值
目标距离(km)	10
目标速度(m/s)	60
干扰假目标距离(km)	9.8
干扰假目标速度(m/s)	62
切片时长(μ s)	1
转发次数	5
干信比(dB)	30
灵巧干扰中噪声信号带宽(MHz)	10

声调频干扰信号被进一步稀释,干扰信号功率的最大值为44.8022 dB,分别计算对噪声调频干扰和灵巧噪声干扰的消耗干扰资源比例为94.53%和86.50%,总的消耗干扰资源比例为90.51%,干扰对探测信号的影响减小。

在对抗灵巧噪声干扰时,离散谱信号与非连续谱信号两种信号作为掩护信号功率相同,由消耗干扰资源比例公式(39)可知,此时消耗干扰资源比例相同,因此在仿真实验时出现改善效果持平的现象(分别为86.50%和85.72%)。

图16所示为组合干扰场景下抗干扰效果图。图16(a)和图16(d)为雷达探测信号回波R-D图及侧视图，从图中可以看出雷达探测信号回波经信号处理后被组合干扰完全淹没，无法检测出真实目标；图16(b)和图16(e)为掩护信号为非连续谱信号时回波R-D图及侧视图，此时由于干扰信号能量仍较强，输出信干比为15.4890 dB，对于目标检测有较大影响，检测虚警明显偏高；图16(c)和图16(f)为掩护

信号为离散谱掩护信号时回波R-D图及侧视图，此时干扰信号对目标检测影响减小，输出信干比为18.7110 dB，雷达探测信号经回波处理后可以组合干扰的影响下检测出真实目标。

5 总结与展望

非连续谱信号作为掩护信号取得了较好的抗干扰效果，但是其能量利用率仍存在提升空间，本文

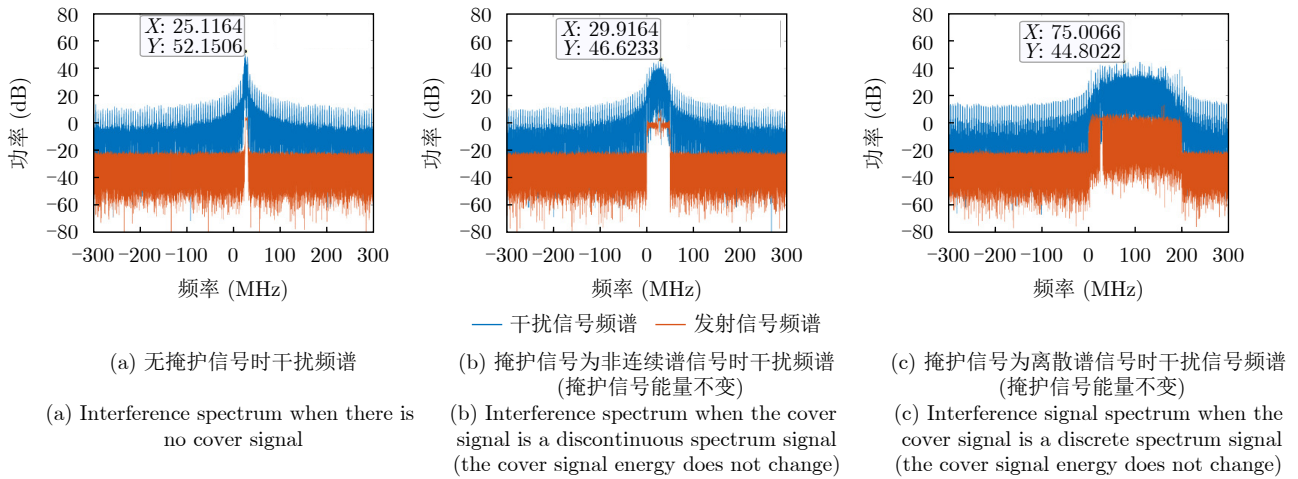


图 15 组合干扰频谱图

Fig. 15 Combined interference spectrum diagram

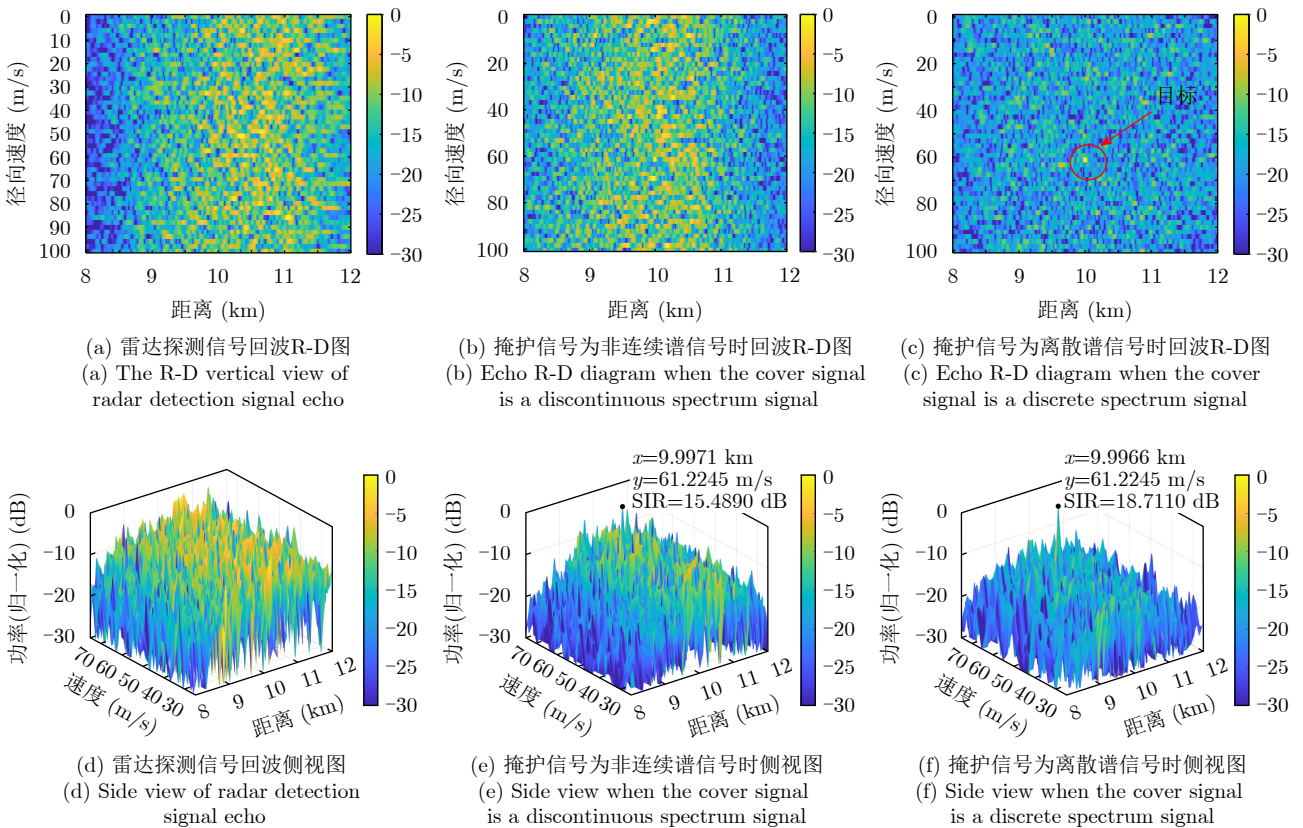


图 16 组合干扰场景下R-D图对比

Fig. 16 Comparison of R-D diagram under combined interference scenarios

在非连续谱掩护信号基础上提出了一种离散谱掩护信号波形设计与生成方法,建立了恒模和频谱联合约束下的掩护信号设计目标函数,基于ADMM优化算法推导了波形迭代解,将复杂优化问题转化为几个简单迭代求解过程,进一步通过频谱塑形算法对其频谱形状进行了优化。相比现有非连续谱掩护信号,本文所设计信号在能量相同的情况下,具有更高的频谱幅度和更宽的频域覆盖,可大幅提升消耗干扰资源的能力,提升了掩护信号能量利用效率。仿真验证了算法在噪声调频干扰以及噪声调频和灵巧噪声干扰组合干扰两种场景下的掩护效果,结果表明,本文提出的离散谱掩护信号掩护效果优于现有的非连续谱掩护信号。

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] 金珊珊,王春阳,邱程,等. 对抗应答式干扰的射频掩护脉冲设计[J]. 中国电子科学研究院学报, 2014, 9(4): 377–381. doi: [10.3969/j.issn.1673-5692.2014.04.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-5692.2014.04.010).
JIN Shanshan, WANG Chunyang, QIU Cheng, et al. Design of RF protecting signal for transponder jamming suppression[J]. *Journal of CAEIT*, 2014, 9(4): 377–381. doi: [10.3969/j.issn.1673-5692.2014.04.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-5692.2014.04.010).
- [2] 张昭建,谢军伟,杨春晓,等. 掩护脉冲信号抗转发式欺骗干扰性能分析[J]. 弹箭与制导学报, 2016, 36(4): 149–152, 156. doi: [10.15892/j.cnki.djzdx.2016.04.039](https://doi.org/10.15892/j.cnki.djzdx.2016.04.039).
ZHANG Zhaojian, XIE Junwei, YANG Chunxiao, et al. Performance analysis of screening pulse signal confronts to deception jamming[J]. *Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance*, 2016, 36(4): 149–152, 156. doi: [10.15892/j.cnki.djzdx.2016.04.039](https://doi.org/10.15892/j.cnki.djzdx.2016.04.039).
- [3] 丁爽,尚朝轩,韩壮志,等. 连续波掩护信号技术研究[J]. 现代防御技术, 2018, 46(1): 190–194. doi: [10.3969/j.issn.1009-086x.2018.01.030](https://doi.org/10.3969/j.issn.1009-086x.2018.01.030).
DING Shuang, SHANG Chaoxuan, HAN Zhuangzhi, et al. Continuous wave radio frequency-screen signal[J]. *Modern Defense Technology*, 2018, 46(1): 190–194. doi: [10.3969/j.issn.1009-086x.2018.01.030](https://doi.org/10.3969/j.issn.1009-086x.2018.01.030).
- [4] 杨娟. 雷达射频掩护的认知抗干扰技术研究[D]. [硕士学位论文], 西安电子科技大学, 2018.
YANG Juan. Research on the cognitive anti-jamming technology of radar radio frequency-screen[D]. [Master dissertation], Xidian University, 2018.
- [5] 李尔康. 基于干扰认知的雷达反干扰波形设计与实现[D]. [硕士学位论文], 电子科技大学, 2022.
LI Erkang. Design and implementation of radar anti-jamming waveform based on jamming cognition[D]. [Master dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2022.
- [6] 杨超,蒋卫锋. 雷达有源诱饵设计考虑因素[J]. 舰船电子工程, 2016, 36(5): 81–82, 95. doi: [10.3969/j.issn.1672-9730.2016.05.021](https://doi.org/10.3969/j.issn.1672-9730.2016.05.021).
YANG Chao and JIANG Weifeng. Considerations for radar active decoy design[J]. *Ship Electronic Engineering*, 2016, 36(5): 81–82, 95. doi: [10.3969/j.issn.1672-9730.2016.05.021](https://doi.org/10.3969/j.issn.1672-9730.2016.05.021).
- [7] 陈新竹. 多功能数字阵列雷达空域抗有源干扰方法研究[D]. [博士论文], 上海交通大学, 2020. doi: [10.27307/d.cnki.gsjtu.2020.000627](https://doi.org/10.27307/d.cnki.gsjtu.2020.000627).
CHEN Xinzhu. Research on spatial jamming cancellation in multifunction digital array radar[D]. [Ph.D. dissertation], Shanghai Jiao Tong University, 2020. doi: [10.27307/d.cnki.gsjtu.2020.000627](https://doi.org/10.27307/d.cnki.gsjtu.2020.000627).
- [8] BUTT F A, NAQVI I H, and NAJAM A I. Radar ECCM against deception jamming: A novel approach using bi-static and mono-static radars[C]. 2012 15th International Multitopic Conference (INMIC), Islamabad, Pakistan, 2012: 137–141. doi: [10.1109/INMIC.2012.6511482](https://doi.org/10.1109/INMIC.2012.6511482).
- [9] ZHAO Dehua, WEI Yinsheng, and LIU Yongtan. Hopped-frequency waveform design for range sidelobe suppression in spectral congestion[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2018, 12(1): 87–94. doi: [10.1049/iet-rsn.2017.0232](https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2017.0232).
- [10] 赵德华. 频谱拥堵环境下的自适应雷达波形设计研究[D]. [博士论文], 哈尔滨工业大学, 2018.
ZHAO Dehua. Research on waveform design for adaptive radar in spectrum congested environment[D]. [Ph.D. dissertation], Harbin Institute of Technology, 2018.
- [11] 余显祥,路晴辉,杨婧,等. 短基线收发分置频域协同波形设计方法[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 227–239. doi: [10.12000/JR22014](https://doi.org/10.12000/JR22014).
YU Xianxiang, LU Qinghui, YANG Jing, et al. Frequency domain cooperative waveform design method for short baseline transceiver[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 227–239. doi: [10.12000/JR22014](https://doi.org/10.12000/JR22014).
- [12] TERRY Guo and ROBERT Qiu. OFDM waveform design compromising spectral nulling, side-lobe suppression and range resolution[C]. 2014 IEEE Radar Conference, Cincinnati, USA, 2014: 1424–1429. doi: [10.1109/RADAR.2014.6875823](https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.6875823).
- [13] 位寅生,徐朝阳. 非连续谱雷达信号设计综述[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 183–197. doi: [10.12000/JR22023](https://doi.org/10.12000/JR22023).
WEI Yinsheng and XU Zhaoyang. Review of signal design for discontinuous spectrum radar[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 183–197. doi: [10.12000/JR22023](https://doi.org/10.12000/JR22023).
- [14] LI Xiaodong and CIMINI L J. Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM[C]. 1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion, Phoenix, USA, 1997: 1634–1638. doi: [10.1109/VETEC.1997.605835](https://doi.org/10.1109/VETEC.1997.605835).

- [15] BOYD S, PARIKH N, CHU E, *et al.* Distributed optimization and statistical learning via the alternating direction method of multipliers[J]. *Foundations and Trends[®] in Machine Learning*, 2010, 3(1): 1–122. doi: [10.1561/22000000016](https://doi.org/10.1561/22000000016).
- [16] TANG Bo, LI Jian, and LIANG Junli. Alternating direction method of multipliers for radar waveform design in spectrally crowded environments[J]. *Signal Processing*, 2018, 142: 398–402. doi: [10.1016/j.sigpro.2017.08.003](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2017.08.003).
- [17] TANG Bo, LI Jun, ZHANG Yu, *et al.* Design of MIMO radar waveform covariance matrix for Clutter and Jamming suppression based on space time adaptive processing[J]. *Signal Processing*, 2016, 121: 60–69. doi: [10.1016/j.sigpro.2015.10.033](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2015.10.033).
- [18] LIANG Junli, SO H C, LI Jian, *et al.* Unimodular sequence design based on alternating direction method of multipliers[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(20): 5367–5381. doi: [10.1109/TSP.2016.2597123](https://doi.org/10.1109/TSP.2016.2597123).
- [19] LIANG Junli, SO H C, LI Jian, *et al.* On optimizations with magnitude constraints on frequency or angular responses[J]. *Signal Processing*, 2018, 145: 214–224. doi: [10.1016/j.sigpro.2017.12.009](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2017.12.009).
- [20] ROWE W, STOICA P, and LI Jian. Spectrally constrained waveform design [sp Tips&Tricks][J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2014, 31(3): 157–162. doi: [10.1109/MSP.2014.2301792](https://doi.org/10.1109/MSP.2014.2301792).
- [21] 彭德强. 线性调频信号和噪声调频信号性能对比分析[J]. *舰船电子对抗*, 2021, 44(1): 22–26. doi: [10.16426/j.cnki.jcdzdk.2021.01.005](https://doi.org/10.16426/j.cnki.jcdzdk.2021.01.005).
- PENG Deqiang. Analysis of the performance comparison between LFM signal and noise FM signal[J]. *Shipboard Electronic Countermeasure*, 2021, 44(1): 22–26. doi: [10.16426/j.cnki.jcdzdk.2021.01.005](https://doi.org/10.16426/j.cnki.jcdzdk.2021.01.005).
- [22] 金珊珊, 王春阳, 李欣. 灵巧干扰及其对抗技术综述[J]. *现代防御技术*, 2014, 42(4): 131–135, 142. doi: [10.3969/j.issn.1009-086x.2014.04.022](https://doi.org/10.3969/j.issn.1009-086x.2014.04.022).
- JIN Shanshan, WANG Chunyang, and LI Xin. Overview on smart noise jamming and countermeasures[J]. *Modern Defense Technology*, 2014, 42(4): 131–135, 142. doi: [10.3969/j.issn.1009-086x.2014.04.022](https://doi.org/10.3969/j.issn.1009-086x.2014.04.022).

作者简介

唐江澜，硕士生，主要研究方向为雷达波形设计与处理、雷达电子防御。

刘甲磊，硕士，讲师，主要研究方向为雷达电子防御。

马佳智，博士，副研究员，主要研究方向为雷达极化信息处理、雷达电子防御、精确制导技术。

施龙飞，研究员，博士生导师，主要研究方向为雷达、电子防御、防空反导等领域军事理论与技术。

关一夫，博士，工程师，主要研究方向为分布式探测技术、雷达电子防御。

(责任编辑：于青)