基于雷达发射波形和非匹配滤波联合设计的间歇采样转发干扰抑制方法

周 凯 李德鑫* 粟 毅 何 峰 刘 涛
(国防科技大学电子科学学院 长沙 410073)

摘 要：间歇采样转发干扰(ISRJ)是基于欠采样原理的新型雷达相干干扰技术，能够形成密集假目标干扰。该文针对抗间歇采样转发干扰问题，提出一种雷达发射波形和非匹配滤波联合设计的抗干扰方法。首先，以发射信号脉冲压缩积分旁瓣能量和干扰信号非匹配滤波输出积分能量为目标函数，综合考虑发射信号的幅度约束，建立了间歇采样转发干扰抑制的数学优化模型。然后，通过问题分解推导了雷达发射波形和非匹配滤波器的解析表达式，基于迭代算法设计了发射波形和非匹配滤波器。最后，通过仿真实验的方式验证了发射波形和非匹配滤波器的性能、抗间歇采样转发干扰性能以及所提方法的间歇采样转发干扰抑制能力。

关键词：波形设计；非匹配滤波；抗干扰；间歇采样转发干扰
中图分类号：TN974 **文献标识码**：A **文章编号**：1009-5896(2021)07-1939-08
DOI: 10.11999/JEIT200299

Joint Transmitted Waveform and Mismatched Filter Design against Interrupted-sampling Repeater Jamming

ZHOU Kai LI Dexin SU Yi HE Feng LIU Tao
(*College of Electronic Science, National University of Defense Technology, Changsha* 410073, *China*)

Abstract: Interrupted-Sampling Repeater Jamming (ISRJ) is an advanced radar coherent interference based on the principle of under-sampling method, and achieves a train of false targets. In this paper, a joint transmitted waveform and mismatched filter design method focus on suppressing the ISRJ is proposed. Firstly, the mathematical optimization model is established by minimizing the transmitted signal pulse compression integrated sidelobe level and jamming signal mismatched filter output integrated level under the constraint of constant modulus waveform. Secondly, the analytical solution of transmitted waveform and mismatched filter is obtained by simplifing the optimization problem. By utilizing cyclic iterative algorithm, unimodular waveform and mismatched filter are produced. Finally, simulations are presented to assess the waveform and filter performance and anti-ISRJ performance. Simulation results demonstrated that the ISRJ is suppressed by jointly designing the waveform and filter.

Key words: Waveform design; Mismatched filter; Anti-interference; Interrupted-Sampling Repeater Jamming (ISRJ)

1 引言

间歇采样转发干扰(Interrupted-Sampling Repeater Jamming, ISRJ)是一种基于数字射频存储技术的新型相干干扰，其通过重复高保真度地采样小段信号并进行转发，达到收发分时、采样和转发交替工作的目的，最终实现密集假目标干扰[1–3]。由于ISRJ具有实时快速响应能力，传统的抗干扰技术无法有效对抗此干扰技术，且目前对抗此类干扰的技术研究较少，因此研究抑制ISRJ技术具有十分重要意义[4–6]。

目前抗ISRJ的方法包括接收端信号处理法和发射端信号设计法。基于接收端信号处理的抗ISRJ技术利用目标信号和干扰信号的时频特性差异，构建多个带通滤波器，对接收信号分段滤波，从而达到抑制ISRJ的目的[7–11]。此外，文献[12]通过互模糊函数、Radon变换和最小二乘估计方法估计了间歇采样干扰的相关参数占空比和采样周期。近年来，基于发射端波形设计的抗ISRJ方法引起了研究者的关注。文献[5]通过设计稀疏多普勒波形破坏干扰信号的多普勒连续性，并根据波形时域等间隔

收稿日期：2020-04-24；改回日期：2020-12-09；网络出版：2020-12-19
*通信作者： 李德鑫 lidexin0117@hotmail.com
基金项目：国家自然科学基金(61774178, 61901501)
Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61774178, 61901501)

副瓣特性提出滑窗抽取检测方法，进而实现对干扰信号的识别和抑制。文献[13]设计了脉内正交的LFM-相位编码波形，并通过接收端分段匹配滤波对干扰进行识别和抑制。然而，现有的抗ISRJ波形设计方法仅考虑发射波形设计，且仍需要接收端对信号分段处理方可达到抑制干扰目的。

为了提高波形设计抗ISRJ方法的自由度，同时简化抗ISRJ接收端信号处理复杂度。本文从雷达发射波形和非匹配滤波联合设计的角度开展抗ISRJ方法研究[14–16]，其基本思路是：首先提取需要优化的目标函数，如脉冲压缩旁瓣[17]、信干噪比[18,19]和信息熵[20]等，然后根据雷达实际工作硬件和环境，提取雷达波形的约束条件，如幅度约束[21]和频谱约束[22]等，最后通过优化算法设计雷达波形。为了提供信号和非匹配滤波的脉冲压缩性能，同时抑制ISRJ，本文将对雷达波形和非匹配滤波进行联合优化设计。

本文首先分析了ISRJ产生密集假目标的原理，并对此类干扰进行信号建模；其次，根据干扰信号和发射信号时域的部分相干特性，提出了一种基于发射波形和非匹配滤波联合设计的抗ISRJ方法。以抑制信号脉冲压缩积分旁瓣和抑制干扰信号滤波输出积分能量为目标函数，建立了抗ISRJ的联合设计数学优化模型；然后，提出了一种循环迭代算法，设计了发射波形和非匹配滤波器；最后，仿真结果给出了发射波形和非匹配滤波的性能指标，以及本文所提方法对抗ISRJ的性能。

2 抗ISRJ问题描述

如图1所示，脉宽为$T_{\rm b}$的雷达信号被间歇采样为多段干扰信号，每段干扰信号长度为τ，间歇采样周期为$T_{\rm s}$。根据转发方式的不同，ISRJ可分为间歇采样直接转发干扰、间歇采样重复转发干扰和间歇采样循环干扰[1]。ISRJ信号等效为方波脉冲串$p(t)$对雷达信号$x(t)$进行采样，其可写为

$$x_{\rm j}(t)=x(t)\,p(t) \tag{1}$$

干扰信号的离散形式为$\boldsymbol{x}_{\rm j}=\boldsymbol{x}\odot\boldsymbol{p}$，其中，$\boldsymbol{x}=[x_1\ \ x_2\ \ \cdots\ \ x_N]^{\rm T}$为离散发射信号，$\boldsymbol{p}$表示间歇采样脉冲串$p(t)$的离散形式，$\odot$表示Hadamard积。ISRJ巧妙利用了雷达匹配滤波特性，所以匹配滤波情况下低旁瓣信号无法有效对抗ISRJ。本文将提出一种联合发射波形和滤波器设计的抗ISRJ方法。

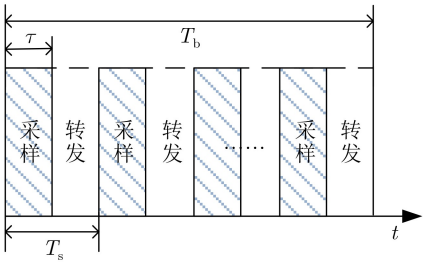


图 1 ISRJ示意图

3 抗ISRJ问题建模

本节以干扰信号非匹配滤波输出积分能量和发射信号的非匹配滤波输出积分旁瓣为目标函数，在多约束条件下建立抗ISRJ的数学优化模型。

3.1 发射信号脉冲压缩积分旁瓣抑制

非匹配滤波输出是非匹配滤波器和雷达发射信号的互相关[23]

$$r_k^{xh}=\sum_{n=k+1}^{N}x_nh_{n-k}^*=\left(r_{-k}^{hx}\right)^*,k=0,1,\cdots,N-1 \tag{2}$$

其中，$\boldsymbol{h}=[h_1\ \ h_2\ \ \cdots\ \ h_N]^{\rm T}$表示非匹配滤波器，定义矩阵

$$\boldsymbol{H}_{\rm SL}=\begin{bmatrix}0&\cdots&0&0&h_2&\cdots&h_N\\ \vdots&\ddots&\vdots&\vdots&\vdots&\ddots&0\\ \vdots&h_1&\cdots&0&h_N&\cdots&0\\ h_1&h_2&\cdots&0&0&\cdots&0\end{bmatrix}^{\rm H} \tag{3}$$

则信号非匹配滤波输出副瓣为$\boldsymbol{r}=\boldsymbol{H}_{\rm SL}\boldsymbol{x}$，其中，$\boldsymbol{r}=\left[r_{N-1}^{xh}\ \ \cdots\ \ r_1^{xh}\ \ 0\ \ r_{-1}^{xh}\ \ \cdots\ \ r_{-N+1}^{xh}\right]^{\rm T}$为滤波输出的旁瓣向量。发射波形滤波输出的积分旁瓣为$\boldsymbol{r}^{\rm H}\boldsymbol{r}=\boldsymbol{x}^{\rm H}\boldsymbol{H}_{\rm SL}^{\rm H}\boldsymbol{H}_{\rm SL}\boldsymbol{x}$。同理，定义矩阵

$$\boldsymbol{X}_{\rm SL}=\begin{bmatrix}x_N&x_{N-1}&\cdots&0&0&\cdots&0\\ 0&x_N&\ddots&0&x_1&\ddots&\vdots\\ \vdots&\ddots&\ddots&\vdots&\vdots&\ddots&0\\ 0&\cdots&0&0&x_N&\cdots&x_1\end{bmatrix}^{\rm H} \tag{4}$$

发射波形滤波输出的积分旁瓣为也可写为$\boldsymbol{h}^{\rm H}\boldsymbol{X}_{\rm SL}^{\rm H}\boldsymbol{X}_{\rm SL}\boldsymbol{h}$。此外，对发射信号滤波输出峰值约束，以保证脉冲压缩主瓣性能。令$b_{\max}$表示非匹配滤波主瓣峰值，其可根据脉冲压缩峰值损耗公式计算[14–16]，其表达式为$\boldsymbol{h}^{\rm H}\boldsymbol{x}=b_{\max}$。

3.2 ISRJ非匹配滤波输出积分能量抑制

令$\boldsymbol{r}_{\rm j}=\left[r_{N-1}^{x_{\rm j}h}\ \ \cdots\ \ r_1^{x_{\rm j}h}\ \ \cdots\ \ r_{-N+1}^{x_{\rm j}h}\right]^{\rm T}$，表示干扰信号经过非匹配滤波输出

$$r_k^{x_{\rm j}h}=\sum_{n=k+1}^{N}x_{k,{\rm j}}h_{n-k}^*=\left(r_k^{hx_{\rm j}}\right)^*,k=0,1,\cdots N-1 \tag{5}$$

其中，$x_{k,{\rm j}}$表示干扰信号向量$\boldsymbol{x}_{\rm j}$的第k个元素，定义矩阵$\boldsymbol{H}_{\rm j}$

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{j}}=\begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & p_1h_1 & \cdots & p_1h_N \\ \vdots & \vdots & \iddots & \vdots & \iddots & 0 \\ 0 & p_{N-1}h_1 & \cdots & p_{N-1}h_{N-1} & \cdots & 0 \\ p_Nh_1 & p_Nh_2 & \cdots & p_Nh_N & \cdots & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{H}} \tag{6}$$

干扰信号非匹配滤波输出积分能量为$(\boldsymbol{r}_{\mathrm{j}})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{r}_{\mathrm{j}}=\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{j}}\boldsymbol{x}$。目标函数也可写为$\boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{j}}\boldsymbol{h}$。其中

$$\boldsymbol{X}_{\mathrm{j}}=\begin{bmatrix} p_Nx_N & p_{N-1}x_{N-1} & \cdots & p_1x_1 & \cdots & 0 \\ 0 & p_Nx_N & \cdots & p_2x_2 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & p_Nx_N & \cdots & p_1x_1 \end{bmatrix}^{\mathrm{H}} \tag{7}$$

除此之外，由于ISRJ信号是发射信号的部分采样，而发射信号和非匹配滤波器具有良好的脉冲压缩性能，干扰信号经过非匹配滤波后在零时延位置易出现峰值，因此需要引入约束抑制该峰值。令$b_{\min}$表示允许干扰信号经过非匹配滤波后在零时延位置的峰值，其向量形式为$(\boldsymbol{h}\odot\boldsymbol{p})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}=b_{\min}$。

3.3 抗IRSJ问题模型

本文引入雷达发射信号的幅度进行约束，以避免发射信号在射频和功率放大器件中失真。因此，联合波形和滤波器设计抗ISRJ优化问题为

$$\left.\begin{aligned} &\min\ \boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{SL}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{SL}}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{j}}\boldsymbol{x} \\ &\text{s.t.}\ \boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}=b_{\max}, \\ &\qquad (\boldsymbol{h}\odot\boldsymbol{p})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}=b_{\min}, \\ &\qquad |x_n|=1, n=1,2,\cdots,N \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

目标函数也可写为$\boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{SL}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{SL}}\boldsymbol{h}+\boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{j}}\boldsymbol{h}$。

4　发射波形与非匹配滤波联合设计方法

本节首先将优化问题分解为两个单变量子优化问题，然后推导发射波形和非匹配滤波器优化设计的解析表达式，最后归纳总结联合设计算法。

4.1 非匹配滤波优化设计

给定发射波形$\boldsymbol{x}$的情况下，非匹配滤波的优化问题为

$$\left.\begin{aligned} &\min_{\boldsymbol{h}}\ \boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{SL}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{SL}}\boldsymbol{h}+\boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{j}}\boldsymbol{h} \\ &\text{s.t.}\ \boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}=b_{\max}, \\ &\qquad (\boldsymbol{h}\odot\boldsymbol{j})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}=b_{\min} \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

由于非匹配滤波的优化问题是线性约束的优化问题，所以该问题可直接通过拉格朗日乘数法求取其解析解，通过求偏导数得最优解为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{h}=&\frac{b_{\max}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}}-b_{\min}\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}}}{\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}}-(\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}})^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}})}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x} \\ &+\frac{b_{\min}\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}-b_{\max}\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}}}{\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}}-(\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}})^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}})}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{x}_{\mathrm{j}}\end{aligned} \tag{10}$$

其中，$\boldsymbol{Q}=\boldsymbol{X}_{\mathrm{SL}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{SL}}+\boldsymbol{X}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{j}}$。

4.2 发射波形优化设计

给定接收滤波器，由于发射波形的恒模约束，因此波形优化子问题是非凸的NP-hard问题。为求解该问题，引入中间变量$\boldsymbol{y}$，波形设计问题等价为

$$\left.\begin{aligned} &\min_{\boldsymbol{x}}\ \boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{SL}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{SL}}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{j}}\boldsymbol{x} \\ &\text{s.t.}\ (\boldsymbol{h}^{p})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}=b_{\max}, \\ &\qquad (\boldsymbol{h}^{p}\odot\boldsymbol{j})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}=b_{\min}, \\ &\qquad \boldsymbol{x}=\boldsymbol{y}, \\ &\qquad |y(n)|=1, n=1,2,\cdots,N \end{aligned}\right\} \tag{11}$$

其中，$\boldsymbol{h}^{p}$为第p次优化得到的非匹配滤波向量，其中矩阵$\boldsymbol{H}_{\mathrm{SL}}$和$\boldsymbol{H}_{\mathrm{j}}$内部元素也根据$\boldsymbol{h}^{p}$更新，优化问题的增广拉格朗日函数为

$$\begin{aligned} &L(\boldsymbol{x},\boldsymbol{y},\boldsymbol{\lambda},\mu,\nu) \\ &\quad=\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{SL}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{SL}}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{j}}\boldsymbol{x} \\ &\qquad+\frac{\rho}{2}\left(\|\boldsymbol{x}-\boldsymbol{y}+\boldsymbol{\lambda}\|^2-\|\boldsymbol{\lambda}\|^2\right) \\ &\qquad+\frac{\rho}{2}\left(\left\|(\boldsymbol{h}^{p})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}-b_{\max}+\mu\right\|^2-\|\mu\|^2\right) \\ &\qquad+\frac{\rho}{2}\left(\left\|\left(\boldsymbol{h}_{\mathrm{j}}^{p}\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}-b_{\min}+\nu\right\|^2-\|\nu\|^2\right) \end{aligned} \tag{12}$$

其中，$\rho>0$ 是步长，$\boldsymbol{h}_{\mathrm{j}}^{p}=\boldsymbol{h}^{p}\odot\boldsymbol{p}$, λ和μ,ν表示对偶变量。将交替方向乘子方法应用于上述问题，算法由以下步骤组成。

$$\boldsymbol{x}^{t+1}=\arg\min_{\boldsymbol{x}}\ L\left(\boldsymbol{x},\boldsymbol{y}^{t},\boldsymbol{\lambda}^{t},\mu^{t},\nu^{t}\right) \tag{13a}$$

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{y}^{t+1}=\arg\min_{\boldsymbol{y}}\ L\left(\boldsymbol{x}^{t+1},\boldsymbol{y},\boldsymbol{\lambda}^{t},\mu^{t},\nu^{t}\right) \\ &\text{s.t.}\ |y(n)|=1, n=1,2,\cdots,N \end{aligned} \tag{13b}$$

$$\boldsymbol{\lambda}^{t+1}=\boldsymbol{\lambda}^{t}+\boldsymbol{x}^{t+1}-\boldsymbol{y}^{t+1} \tag{13c}$$

$$\mu^{t+1}=\mu^{t}+(\boldsymbol{h}^{p})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}^{t+1}-b_{\max} \tag{13d}$$

$$\nu^{t+1}=\nu^{t}+\left(\boldsymbol{h}_{\mathrm{j}}^{p}\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}^{t+1}-b_{\min} \tag{13e}$$

固定$\boldsymbol{y}^{t},\boldsymbol{\lambda}^{t}$和$\mu^{t},\nu^{t}$，更新$\boldsymbol{x}$。令$\boldsymbol{I}_N$表示维度为$N$的单位矩阵，直接对拉格朗日函数求偏导可得

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{x}^{t+1}= \\ &\left[2\boldsymbol{H}_{\mathrm{SL}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{SL}}+2\boldsymbol{H}_{\mathrm{j}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{j}+\rho I_{\mathrm{N}}+\rho\boldsymbol{h}^{p}(\boldsymbol{h}^{p})^{\mathrm{H}}+\rho\boldsymbol{h}_{\mathrm{j}}^{p}\left(\boldsymbol{h}_{\mathrm{j}}^{p}\right)^{\mathrm{H}}\right]^{-1} \\ &\cdot\left[\rho\left(\boldsymbol{x}^{t}-\lambda^{t}\right)+\rho\left(b_{\max}-\mu^{t}\right)\boldsymbol{h}^{p}+\rho\left(b_{\min}-\nu^{t}\right)\boldsymbol{h}_{\mathrm{j}}^{p}\right] \end{aligned} \tag{14}$$

固定$\boldsymbol{x}^{t+1}$, $\boldsymbol{\lambda}^{t}$和μ^{t},ν^{t}，更新$\boldsymbol{y}$。式(13b)展开可得

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{y}^{t+1}=\arg\min_{\boldsymbol{x}}\ \frac{\rho}{2}\left[\boldsymbol{y}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{y}+\left\|\boldsymbol{x}^{t}+\boldsymbol{\lambda}^{t}\right\|^2-2(\boldsymbol{x}^{t}+\boldsymbol{\lambda}^{t})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{y}\right] \\ &\text{s.t.}\ |y(n)|=1, n=1,2,\cdots,N \end{aligned} \tag{15}$$

由于式(15)中$\boldsymbol{y}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{y}=N$，且第2项与$\boldsymbol{y}$无关，忽

略常数项ρ，上式简化为恒模约束下的线性规划问题。该问题可进一步简化为N个子问题求解[24]，其解析表达式为

$$y_{n,r}^{t+1}=-\frac{\xi_n}{\sqrt{\xi_n^2+\beta_n^2}},\quad y_{n,i}^{t+1}=-\frac{\beta_n}{\sqrt{\xi_n^2+\beta_n^2}} \tag{16}$$

其中，$y_{n,r}^{t+1}$和$y_{n,i}^{t+1}$分别表示$\boldsymbol{y}$的第n个元素的实部和虚部。ξ_n和β_n分别表示列向量$-(\boldsymbol{x}^t+\lambda^t)$的第$n$个元素的实部和虚部。拉格朗日对偶变量直接通过式(13c)—(13e)求解。截止条件为$\left\|\boldsymbol{x}^{t+1}-\boldsymbol{y}^{t+1}\right\|^2\le\delta$。算法流程总结为表1。

5 仿真验证

为验证所提发射波形和非匹配滤波器联合设计方法的抗干扰性能，本文设计了两组实验：(1) 分析设计发射波形和非匹配滤波器的性能；(2) 本文方法抑制ISRJ的性能评估。

5.1 波形和滤波器设计方法仿真

仿真实验1是为了验证本文联合设计算法的可行性，并评估所设计波形和滤波器的性能。仿真参数如表2所示，发射信号和非匹配滤波器初始值均为随机相位编码序列。

目标函数随着迭代次数变化如图2所示，目标信号非匹配滤波输出积分旁瓣和干扰信号非匹配滤波输出积分能量随着迭代次数逐渐下降并最终收敛。目标函数的信号非匹配输出积分旁瓣最终值为–13.26 dB，干扰信号非匹配滤波输出积分能量为–16.07 dB。

本文算法设计的信号发射波形和非匹配滤波如图3所示。图3(a)所示为设计信号实部的时域图，从图看出，信号的幅度满足算法仿真中设置的恒模约束。图3(b)为本文设计的非匹配滤波器。发射信号和干扰信号的非匹配滤波输出如图4所示，信号的非匹配脉冲压缩结果如图4(a)所示，积分旁瓣已经被抑制，峰值旁瓣值为–34.66 dB。匹配滤波器是白噪声环境中的最优滤波器，而使用非匹配滤波器会导致信号处理增益损耗。非匹配滤波峰值处理增益损耗为$\mathrm{LPG}=10\lg\left(\boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}/\boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}\right)$，计算可得信号处理增益损耗为–1.63 dB。图4(b)是干扰信号非匹配滤波的输出，干扰信号非匹配输出峰值为–30 dB。

表 1 抑制ISRJ的恒模波形和非匹配滤波器设计流程

(1) 利用随机相位编码信号初始化$\boldsymbol{x}$, $\boldsymbol{y}$和$\boldsymbol{h}$；利用随机序列初始化$\boldsymbol{\lambda}$和μ,ν；
(2) 固定恒模波形$\boldsymbol{x}$和中间变量$\boldsymbol{y}$，利用式(10)计算非匹配滤波$\boldsymbol{h}$；
(3) 固定非匹配滤波$\boldsymbol{h}$和中间变量$\boldsymbol{y}$，利用式(14)计算恒模波形$\boldsymbol{x}$；
(4) 固定恒模波形$\boldsymbol{x}$和非匹配滤波$\boldsymbol{h}$，利用式(16)计算中间变量$\boldsymbol{y}$；
(5) 更新利用式(13d)和式(13e)分别更新$\boldsymbol{\lambda}$和μ,ν；
(6) 重复步骤(3)—步骤(5)，直到恒模波形$\boldsymbol{x}$和中间变量$\boldsymbol{y}$的残差满足：$\|\boldsymbol{x}-\boldsymbol{y}\|^2\le\delta$；
(7) 重复步骤 (2)—步骤(6)，直到达到最大迭代次数$\mathrm{Iter}_{\max}$。

表 2 仿真参数表

参数	数值
发射信号时宽T_{b} (μs)	40
间歇采样信号时宽τ (μs)	2
间歇采样周期T_{s} (μs)	8
算法截止条件δ	1×10^{-6}
最大迭代次数$\mathrm{Iter}_{\max}$	100
脉冲压缩归一化峰值$b_{\max}$ (dB)	0
干扰归一化峰值$b_{\min}$ (dB)	–30

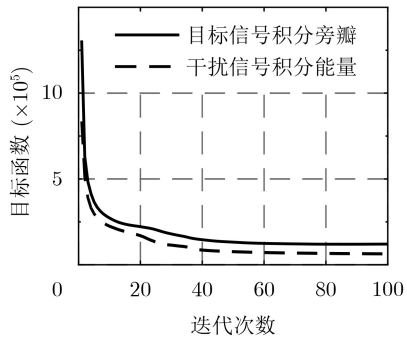
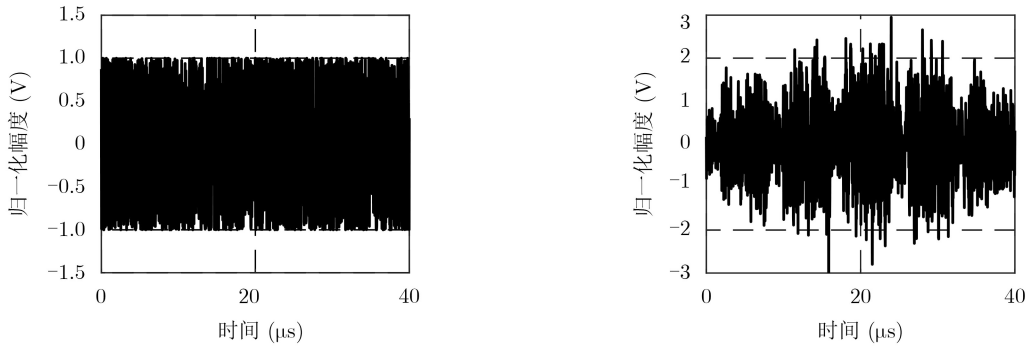
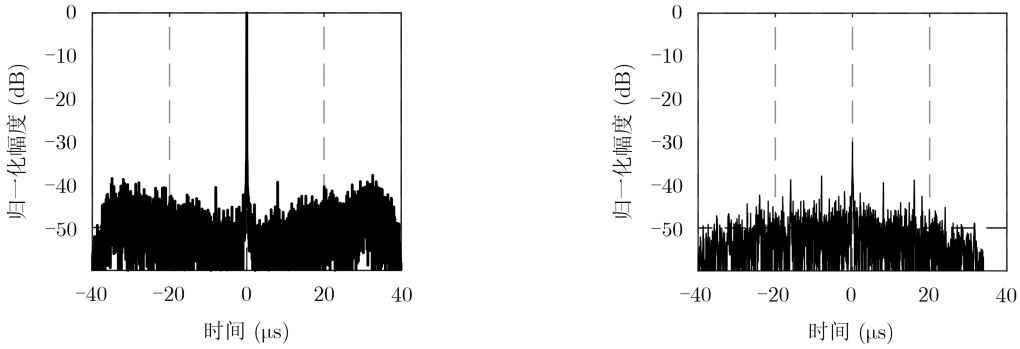


图 2 目标函数收敛曲线



(a) 恒模波形 (b) 非匹配滤波器

图 3 设计信号和非匹配滤波器时域波形



(a) 信号非匹配滤波输出　　(b) 干扰信号非匹配滤波输出

图 4 信号和干扰信号的非匹配滤波器输出

信号和滤波的互模糊函数如图5所示，其为图钉状，3 dB多普勒带宽为24.5 kHz。

5.2 抗干扰性能评估

本节对比分析LFM和设计发射信号和非匹配滤波器的抗ISRJ性能。仿真实验2和仿真实验3所使用的场景参数如下：信号时宽40 μs，带宽40 MHz，干扰机采样时宽2 μs，采样周期8 μs，信干比为–15 dB，信噪比为0，场景中心距离为60 km，目标距离中心2 km，干扰机距离中心1.5 km。

仿真实验2评估本文方法抑制不同ISRJ样式的性能。图6—图8分别为间歇采样直接转发式干扰、间歇采样重复转发式干扰和间歇采样循环转发式干扰情况下LFM信号和本文设计发射信号的脉冲压缩结果图。其中，LFM信号分别使用匹配滤波和非匹配滤波进行脉冲压缩，其非匹配滤波信号为发射信号减去间歇采样的干扰信号。从图6(a)，图7(a)和图8(a)看出，匹配滤波情况下，3种间歇采样转发干扰均可对LFM雷达系统形成密集假目标干扰。如图6(b)，图7(b)和图8(b)所示，非匹配滤波情况下，LFM信号的间歇采样干扰信号幅度得到了一定抑制，但仍然存在密集干扰目标。由图6(c)，图7(c)和图8(c)看出，本文设计信号的输出的干扰目标数量较少，无法形成密集干扰，另外干扰目标峰值也相对较低。对比分析可得出以下结论：第一，联合设计发射信号和非匹配滤波器可有效抑制不同样式的间歇采样转发干扰；第二，本文方法抑制间歇采样转发干扰效果明显优于LFM信号非匹配滤波方法，其干扰目标数量和幅度性能均优于LFM非匹配滤波方法。

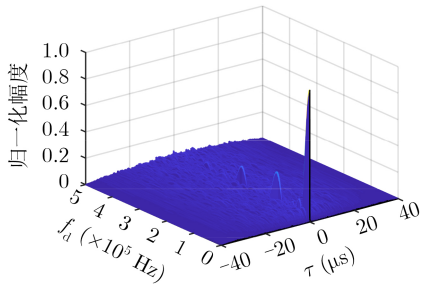
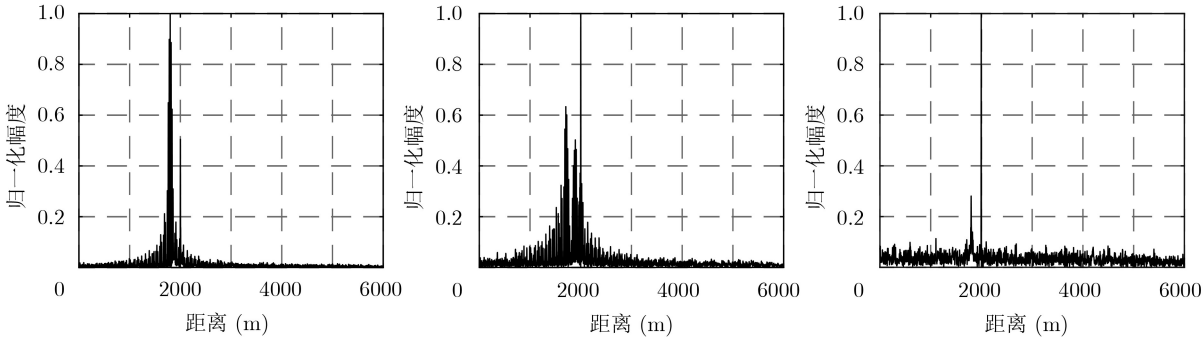


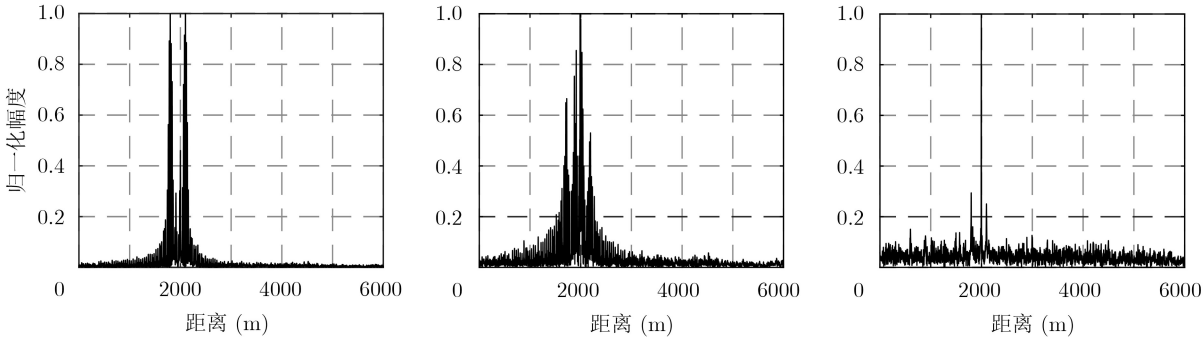
图 5 互模糊函数

仿真实验3评估本文方法在不同信干比下抗干扰性能。图9为不同ISRJ样式下干扰峰值幅度随着信干比的变化。从图得出以下结论：第一，本文设计信号和LFM信号非匹配滤波输出的干扰峰值随信干比变化趋势基本一致，其先随着信干比增加逐渐下降，然后趋于平稳。这是因为当信干比大于一定值时，信号和白噪声的脉冲压缩峰值旁瓣高于干扰信号峰值，此时干扰由信号和白噪声脉冲压缩峰值旁瓣引起。第二，本文方法在不同干扰样式和不同的信干比条件下抑制ISRJ性能均要优于LFM非匹配滤波方法。



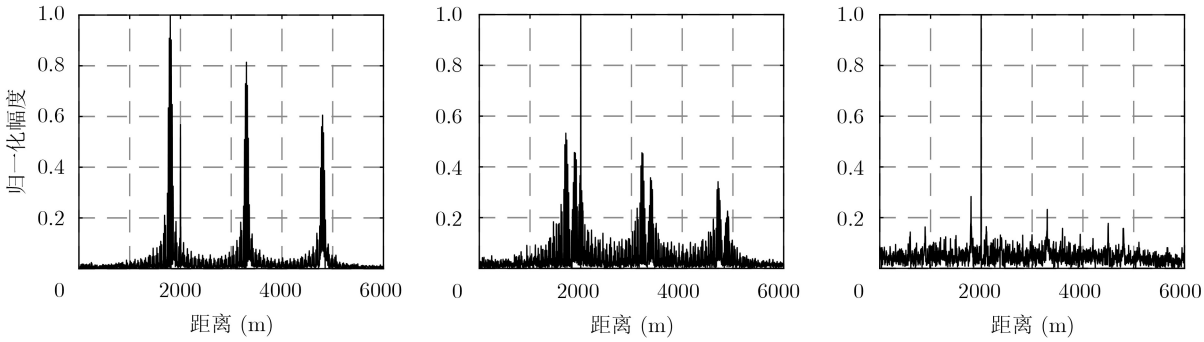
(a) LFM匹配滤波　　(b) LFM非匹配滤波　　(c) 本文设计信号非匹配滤波

图 6 抗间歇采样直接转发式干扰脉冲压缩结果



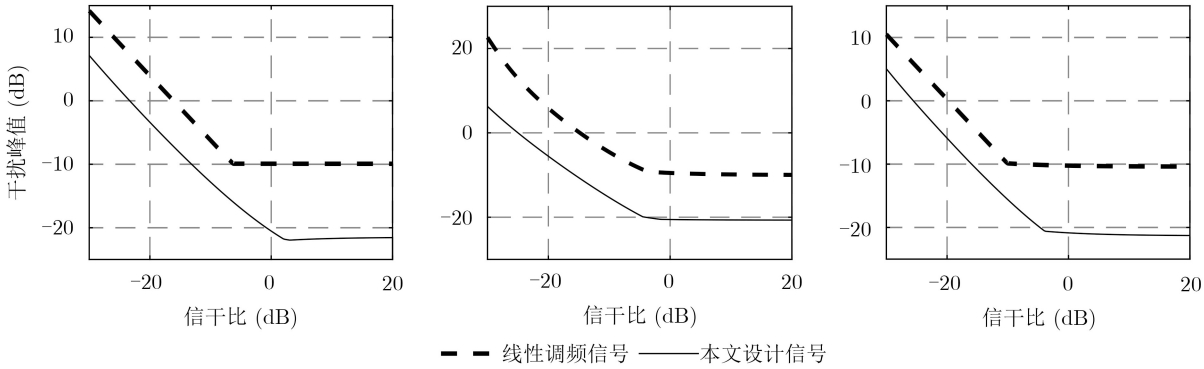
(a) LFM匹配滤波 (b) LFM非匹配滤波 (c) 本文设计信号非匹配滤波

图 7 抗间歇采样重复转发式干扰脉冲压缩结果



(a) LFM匹配滤波 (b) LFM非匹配滤波 (c) 本文设计信号非匹配滤波

图 8 抗间歇采样循环转发式干扰脉冲压缩结果



(a) 直接转发式 (b) 重复转发式 (c) 循环转发式

图 9 干扰峰值幅度随信干比变化图

6 结束语

本文针对现有抗ISRJ方法波形设计自由度不足和非匹配端信号处理复杂度高的问题，提出一种基于联合雷达发射和非匹配滤波设计的对抗ISRJ方法，并且提出了一种联合设计的循环迭代算法。通过仿真实验可看出，本文所提算法能够设计恒模发射波形和非匹配滤波器，同时，本文方法能够抑制ISRJ，且可有效抑制不同转发样式的ISRJ。由于本文方法需要提前估计ISRJ的占空比和周期，下一步将研究ISRJ关键参数对本文所提方法的性能影响。

参 考 文 献

[1] 刘忠, 王雪松, 刘建成, 等. 基于数字射频存储器的间歇采样重复转发干扰[J]. 兵工学报, 2008, 29(4): 405–410. doi: 10.3321/j.issn:1000-1093.2008.04.005.

LIU Zhong, WANG Xuesong, LIU Jiancheng, *et al.* Jamming technique of interrupted-sampling and periodic repeater based on digital radio frequency memory[J]. *Acta Armamentarii*, 2008, 29(4): 405–410. doi: 10.3321/j.issn:1000-1093.2008.04.005.

[2] FENG Dejun, XU Letao, PAN Xiaoyi, *et al.* Jamming wideband radar using interrupted-sampling repeater[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*,

2017, 53(3): 1341–1354. doi: 10.1109/TAES.2017.2670958.

[3] 吴晓芳, 王雪松, 卢焕章. 对SAR的间歇采样转发干扰研究[J]. 宇航学报, 2009, 30(5): 2043–2048, 2072. doi: 10.3873/j.issn.1000-1328.2009.05.050.
WU Xiaofang, WANG Xuesong, and LU Huanzhang. Study of intermittent sampling repeater jamming to SAR[J]. *Journal of Astronautics*, 2009, 30(5): 2043–2048, 2072. doi: 10.3873/j.issn.1000-1328.2009.05.050.

[4] 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.

[5] 周畅, 汤子跃, 朱振波, 等. 抗间歇采样转发干扰的波形设计方法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(9): 2198–2205. doi: 10.11999/JEIT171236.
ZHOU Chang, TANG Ziyue, ZHU Zhenbo, *et al.* Anti-interrupted sampling repeater jamming waveform design method[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(9): 2198–2205. doi: 10.11999/JEIT171236.

[6] 杨伟宏, 陈永光, 王涛. 对波形捷变SAR的间歇采样快/慢时间调制干扰[J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(12): 2456–2462. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2012.12.09.
YANG Weihong, CHEN Yongguang, and WANG Tao. Intermittent sampling jamming against waveform agile SAR modulated in fast or slow time[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2012, 34(12): 2456–2462. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2012.12.09.

[7] 李欣, 王春阳, 包磊, 等. 基于Partial FFT的间歇采样转发干扰抑制方法[J]. 探测与控制学报, 2018, 40(6): 43–49.
LI Xin, WANG Chunyang, BAO Lei, *et al.* Interrupted sampling repeater jamming suppression method based on Partial FFT[J]. *Journal of Detection & Control*, 2018, 40(6): 43–49.

[8] 周超, 刘泉华, 胡程. 间歇采样转发式干扰的时频域辨识与抑制[J]. 雷达学报, 2019, 8(1): 100–106. doi: 10.12000/JR18080.
ZHOU Chao, LIU Quanhua, and HU Cheng. Time-frequency analysis techniques for recognition and suppression of interrupted sampling repeater jamming[J]. *Journal of Radars*, 2019, 8(1): 100–106. doi: 10.12000/JR18080.

[9] 杨少奇, 田波, 周瑞钊. 利用时频分析的间歇采样干扰对抗方法[J]. 信号处理, 2016, 32(10): 1244–1251. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2016.10.14.
YANG Shaoqi, TIAN Bo, and ZHOU Ruizhao. ECCM against interrupted sampling repeater jamming based on time-frequency analysis[J]. *Journal of Signal Processing*, 2016, 32(10): 1244–1251. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2016.10.14.

[10] GONG Shixian, WEI Xizhang, and LI Xiang. ECCM scheme against interrupted sampling repeater jammer based on time-frequency analysis[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2014, 25(6): 996–1003. doi: 10.1109/JSEE.2014.00114.

[11] 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.

[12] 周畅, 范甘霖, 汤子跃, 等. 间歇采样转发干扰的关键参数估计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2019, 17(5): 782–787. doi: 10.11805/TKYDA201905.0782.
ZHOU Chang, FAN Ganlin, TANG Ziyue, *et al.* Parameter estimation of intermittent sampling repeater jamming[J]. *Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology*, 2019, 17(5): 782–787. doi: 10.11805/TKYDA201905.0782.

[13] 周畅, 汤子跃, 余方利, 等. 基于脉内正交的抗间歇采样转发干扰方法[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(2): 269–276. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2017.02.06.
ZHOU Chang, TANG Ziyue, YU Fangli, *et al.* Anti intermittent sampling repeater jamming method based on intrapulse orthogonality[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2017, 39(2): 269–276. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2017.02.06.

[14] KAJENSKI P J. Mismatch filter design via convex optimization[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2016, 52(4): 1587–1591. doi: 10.1109/TAES.2016.140556.

[15] RABASTE O and SAVY L. Mismatched filter optimization for radar applications using quadratically constrained quadratic programs[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2015, 51(4): 3107–3122. doi: 10.1109/TAES.2015.130769.

[16] DE MAIO A, HUANG Yongwei, PIEZZO M, *et al.* Design of radar receive filters optimized according to L_p-norm based criteria[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(8): 4023–4029. doi: 10.1109/TSP.2011.2153199.

[17] 徐磊磊, 周生华, 刘宏伟, 等. 一种分布式MIMO雷达正交波形和失配滤波器组联合设计方法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(6): 1476–1483. doi: 10.11999/JEIT170836.

XU Leilei, ZHOU Shenghua, LIU Hongwei, *et al*. Joint design of distributed MIMO radar orthogonal waveforms and mismatched filter bank[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(6): 1476–1483. doi: 10.11999/JEIT170836.

[18] 李伟, 王泓霖, 郑家毅, 等. 博弈条件下雷达波形设计策略研究[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(11): 2654–2660. doi: 10.11999/JEIT190114.

LI Wei, WANG Honglin, ZHENG Jiayi, *et al*. Research on radar waveform design strategy under game condition[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(11): 2654–2660. doi: 10.11999/JEIT190114.

[19] WU Linlong, BABU P, and PALOMAR D P. Transmit waveform/receive filter design for MIMO radar with multiple waveform constraints[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(6): 1526–1540. doi: 10.1109/TSP.2017.2787115.

[20] TANG Bo, TANG Jun, and PENG Yingning. MIMO radar waveform design in colored noise based on information theory[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(9): 4684–4697. doi: 10.1109/TSP.2010.2050885.

[21] CHENG Ziyang, HE Zishu, LIAO Bin, *et al*. MIMO radar waveform design with PAPR and similarity constraints[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(4): 968–981. doi: 10.1109/TSP.2017.2780052.

[22] JING Yang, LIANG Junli, ZHOU Deyun, *et al*. Spectrally constrained unimodular sequence design without spectral level mask[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2018, 25(7): 1004–1008. doi: 10.1109/LSP.2018.2836219.

[23] HE Hao, LI Jian, and STOICA P. Waveform Design for Active Sensing Systems: A Computational Approach[M]. New York, US: Cambridge University Press, 2012: 39–40. doi: 10.1017/CBO9781139095174.

[24] 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.

周　凯：男，1993年生，博士生，研究方向为雷达波形设计、雷达抗干扰技术.

李德鑫：男，1989年生，讲师，研究方向为雷达波形设计、合成孔径雷达成像.

粟　毅：男，1961年生，教授，博士生导师，研究方向为新体制雷达系统、雷达信号处理.

何　峰：男，1976年生，教授，研究方向为合成孔径雷达成像、雷达波形设计.

刘　涛：男，1988年生，讲师，研究方向为合成孔径雷达成像、雷达信号处理.

责任编辑：马秀强