一种同时全极化雷达发射波形和接收滤波器联合设计的抗间歇采样转发干扰方法

王福来*, 庞晨, 黄大通, 李永祯, 王雪松

国防科技大学电子科学学院, 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 长沙 410073

* 通信作者. E-mail: wangfulai12@nudt.edu.cn

收稿日期: 2021-01-31; 修回日期: 2021-04-11; 接受日期: 2021-06-29; 网络出版日期: 2022-07-14

国家杰出青年科学基金 (批准号: 61625108)、国家自然科学基金面上项目 (批准号: 61971429) 和国家自然科学基金青年科学基金项目 (批准号: 61701512) 资助

摘要 针对间歇采样干扰生成的高逼真虚假目标串能将真实目标回波掩盖, 致使雷达目标检测功能失效的问题, 本文以降低脉冲压缩后的干扰能量为出发点, 首次提出了在同时全极化雷达体制下, 基于正交发射波形和接收滤波器联合设计的间歇采样干扰抑制方法. 文中首先建立了以脉冲压缩输出信号旁瓣能量为指标的目标函数; 其次, 以抑制间歇采样干扰为目的, 根据发射波形的恒模约束等条件, 建立了同时全极化雷达体制下发射波形与接收滤波器的联合优化模型; 最后, 通过交替迭代优化方法对该模型求解, 继而实现对间歇采样干扰的抑制. 数字仿真和半实物硬件系统测试结果表明, 本文提出的方法能有效抑制间歇采样干扰, 提升全极化雷达在复杂电磁环境下的抗干扰能力.

关键词 全极化雷达, 抗干扰, 间歇采样转发干扰, 波形设计, 非线性优化

1 引言

在现代战争中, 电子干扰技术^[1]是争夺电磁作战空间制信息权的重要武器, 能为军事行动的顺利执行提供保障, 是决定战争走向的关键因素之一. 近年来, 数字射频存储器 (digital radio frequency memory, DRFM) 硬件技术的日益成熟更是为新型干扰技术的研发提供了有力技术支持^[2~4]. 其中, 作为一种典型的干扰样式, 间歇采样转发干扰^[5]利用欠采样原理, 通过分时收发和交替采样转发的工作模式, 在解决干扰机天线收发隔离问题的同时, 巧妙产生了超前和滞后于目标回波的高逼真虚假目标串, 以迷惑雷达的检测、跟踪和定位等正常功能^[6]. 由于该干扰样式具备响应时间短、工程实现简单、假目标数量和分布规律可控等优势, 被广泛应用于空中目标突防^[7~9]和要地防护^[10~12]等诸多作战场景, 对导弹发射车、指挥所、机库等高价值目标和军事阵地的战时生存能力都构成了严重威胁. 鉴

引用格式: 王福来, 庞晨, 黄大通, 等. 一种同时全极化雷达发射波形和接收滤波器联合设计的抗间歇采样转发干扰方法. 中国科学: 信息科学, 2022, 52: 1333–1348, doi: 10.1360/SSI-2021-0032
Wang F L, Pang C, Huang D T, et al. An anti-jamming method against interrupted sampling repeater jamming based on designing transmitted waveforms and receiving filters for simultaneous polarimetric radar (in Chinese). Sci Sin Inform, 2022, 52: 1333–1348, doi: 10.1360/SSI-2021-0032

于此, 研究针对间歇采样转发干扰的抑制方法对提高雷达在电子干扰环境下的对抗能力具有重要军事价值.

从公开发表的文献来看, 目前国内外针对间歇采样转发干扰的抑制方法研究还相对较少. 文献 [13] 根据目标回波和干扰在信号谱上的稀疏信息差异, 利用支持向量机实现了对间歇采样干扰的识别和抑制. 文献 [14] 根据目标回波和干扰回波的时频差异, 通过构造多个窄带滤波器对信号作分段接收, 进而抑制了间歇采样干扰. 文献 [15] 则设计了一种脉内正交的线性调频 (linear frequency modulation, LFM) – 相位编码波形, 通过将接收信号拆分成不同子信号, 从而利用相应匹配滤波器对干扰作了有效识别. 文献 [16] 研究了集中式 MIMO (multiple input multiple output) 雷达抗 DRFM 转发式干扰的波形设计问题, 提出了一种基于接收波束形成的 MIMO 雷达波形设计方法, 利用空域滤波和发射波形设计实现了对干扰的抑制. 综上可以看出, 现有针对间歇采样干扰的抑制方法存在以下不足之处: 只在发射端或接收端作干扰抑制, 未充分利用收发联合的信号处理优势; 普遍基于单通道的雷达信号处理体制, 未考虑多通道技术给雷达系统带来的高自由度优势^[17, 18]; 假设干扰机只存在单极化干扰能力. 然而近期, 美国雷声公司 (Raytheon) 公布的下一代电子战系统原型样机实验结果中, 指出该干扰机具备全极化分集的能力, 这将对现有抗干扰方法效能的发挥带来了极大挑战^[19]. 基于以上背景, 本文首次提出了全极化雷达正交发射波形和接收滤波器联合设计的间歇采样干扰抑制方法, 有效提高了同时全极化雷达对间歇采样干扰的对抗能力.

本文的主要内容分为 4 个部分, 第 2 节首先建立了对同时全极化雷达的目标回波模型和干扰信号模型; 在此基础上, 第 3 节为最大化雷达功率放大器效率, 对发射波形作了恒模约束, 并以降低脉冲压缩输出信号的旁瓣能量为目标函数, 建立了抑制间歇采样转发干扰的发射波形和接收滤波器联合优化模型; 第 4 节则利用交替迭代优化的方法, 采用拉格朗日 (Lagrange) 乘子法和基于梯度的迭代方法求解该模型, 在求解目标函数梯度的过程中, 通过引入辅助矩阵, 极大地提升了目标函数梯度的运算效率; 最后, 第 5 节通过数值仿真和半实物硬件系统验证了本文所提方法对间歇采样干扰的抑制能力以及发射波形和接收滤波器的旁瓣性能.

符号说明. 本文中, 粗体大写字母表示矩阵, 粗体小写字母表示矢量, 标准小写字母表示标量. $\mathbf{I}_k$ 和 $\mathbf{0}_{m \times n}$ 分别表示 $k \times k$ 的单位矩阵和 $m \times n$ 的全零矩阵. $\text{Re}(a)$, $|a|$ 和 $(a)^*$ 表示取复数 a 的实部、模值和共轭运算. $\mathbf{A}^T$, $\mathbf{A}^H$ 和 $\text{Tr}(\mathbf{A})$ 分别表示矩阵 $\mathbf{A}$ 的转置、共轭转置和迹. $\|\mathbf{A}\|_F$ 表示矩阵的 Frobenius 范数. $\text{vec}(\mathbf{A})$ 表示将矩阵 $\mathbf{A}$ 顺序按照每一列进行列矢量化. $\odot$ 表示哈达玛 (Hadamard) 积.

2 信号模型

同时全极化测量体制雷达的信号处理流程如图 1 所示^[20, 21], 从中可以看出, 为了在一个脉冲内测量目标的极化散射矩阵 (polarization scattering matrix, PSM), 该体制雷达通过一组正交极化通道, 通常为水平极化 (H) 和垂直极化 (V) 通道, 同时发射一组正交波形, 在接收端对回波信号进行全极化接收, 利用脉冲压缩技术对目标的 PSM 进行反演. 具体地, 设全极化雷达的发射信号为

$$\mathbf{s}(t) = [s_H(t) \ s_V(t)]^T. \quad (1)$$

在不考虑干扰的条件下, 对于静止的单点目标, 雷达天线的接收信号可以表示为

$$\mathbf{r}(t) = \begin{bmatrix} r_H(t) \\ r_V(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}^T \mathbf{S} \mathbf{T} \begin{bmatrix} s_H(t - \tau) \\ s_V(t - \tau) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

图 1 同时全极化测量体制信号处理流程图

Figure 1 Signal processing structure of the simultaneous polarimetric mode

其中 $r_H(t)$ 和 $r_V(t)$ 表示 H 和 V 通道的接收信号, $\mathbf{R}$ 和 $\mathbf{T}$ 矩阵分别表示接收端和发射端通道、天线和传播路径对于极化测量的综合影响, $\mathbf{S}$ 为目标的极化散射矩阵, 可以表示为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

其中 S_{pq} , $p, q = H, V$ (在后文中, 如果没有额外的说明, 变量 p, q 将用来表示 H, V) 的角标的第 1 个元素表示散射波的极化状态, 第 2 个元素表示入射波的极化状态. 假设收发通道幅相特性、天线的空域极化特性等都是理想的, 则有 $\mathbf{R}^T = \mathbf{T} = \mathbf{I}_2$. 在此基础上, 接收信号经过脉冲压缩之后的输出为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_{HH}(t) & y_{HV}(t) \\ y_{VH}(t) & y_{VV}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_H(t) \otimes h_H(t) & r_H(t) \otimes h_V(t) \\ r_V(t) \otimes h_H(t) & r_V(t) \otimes h_V(t) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} S_{HH}\chi_{HH}(t, \tau) + S_{HV}\chi_{VH}(t, \tau) & S_{HH}\chi_{HV}(t, \tau) + S_{HV}\chi_{VV}(t, \tau) \\ S_{VH}\chi_{HH}(t, \tau) + S_{VV}\chi_{VH}(t, \tau) & S_{VH}\chi_{HV}(t, \tau) + S_{VV}\chi_{VV}(t, \tau) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (4)$$

其中 χ_{pq} 表示发射信号 $s_p(t)$ 与接收滤波器 $h_q(t)$ 的时域卷积结果. 当采用匹配滤波体制时, 有 $h_q(t) = A_q s_q^*(t_0 - t)$. 根据式 (4) 可知, 当两路发射信号满足理想正交性时, 即 $\chi_{pq} = 0$, $p \neq q$, 则可以利用四路匹配滤波输出的结果反演出目标的极化散射矩阵.

当存在干扰时, 需要对上述模型进行修正. 不失一般性, 设全极化干扰机任一极化通道的间歇采样信号是一个矩形脉冲串信号 $J_p(t)$, 每段采样脉冲的时宽为 τ_p , 间歇采样重复周期为 T_p , 可以表示为

$$J_p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \otimes \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_p), \quad (5)$$

其中

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq 1, \\ 0, & \text{Otherwise.} \end{cases} \quad (6)$$

间歇采样干扰信号可以等效为利用矩形波脉冲串对雷达信号进行采样, 据此干扰信号可以表示为

$$s_{J,p}(t) = s_p(t)J_p(t). \quad (7)$$

在考虑干扰的条件下, 全极化雷达天线回波需要修正为

$$\mathbf{r}'(t) = \begin{bmatrix} r'_H(t) \\ r'_V(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}^T \mathbf{S} \mathbf{T} \begin{bmatrix} s_H(t - \tau) \\ s_V(t - \tau) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{HH}s_{J,H}(t - \tau') + G_{HV}s_{J,V}(t - \tau') \\ G_{VV}s_{J,V}(t - \tau') + G_{VH}s_{J,H}(t - \tau') \end{bmatrix}, \quad (8)$$

其中 G_{pp} 和 G_{pq} , $p \neq q$ 分别表示干扰机的同极化通道和交叉极化通道增益因子, τ' 为干扰机的距离时延. 间歇采样信号灵活运用了匹配滤波器的原理, 在传统的匹配滤波信号处理体制下, 单点目标的脉压输出会额外产生多个峰值, 从而影响雷达的检测性能以及极化散射矩阵的估计性能. 对此, 为了充分利用雷达发射端和接收端信号处理的自由度, 我们考虑利用非匹配滤波体制来实现间歇采样信号的抑制, 通过对全极化雷达发射波形和接收滤波器进行联合设计, 达到对抗间歇采样干扰的目的.

3 基于收发联合设计的间歇采样干扰抑制方法

根据模型 (8), 将其展开可以得到

$$\begin{cases} r'_H(t) = S_{HH}s_H(t - \tau) + S_{HV}s_V(t - \tau) + G_{HH}s_{J,H}(t - \tau') + G_{HV}s_{J,V}(t - \tau'), \\ r'_V(t) = S_{VH}s_H(t - \tau) + S_{VV}s_V(t - \tau) + G_{VV}s_{J,V}(t - \tau') + G_{VH}s_{J,H}(t - \tau'). \end{cases} \quad (9)$$

为了估计目标的极化散射矩阵, 我们需要利用接收滤波器 $h_H(t)$ 和 $h_V(t)$ 分别和 H, V 路回波进行脉压处理. 相比于式 (4), 以接收滤波器 $h_H(t)$ 为例, 不仅要求其与发展信号 $s_H(t)$ 保持良好的类冲激函数旁瓣特性, 与 $s_V(t)$ 保持良好的正交性, 还需要与间歇采样回波信号 $s_{J,H}(t)$ 和 $s_{J,V}(t)$ 保持正交, 这就对发射波形和接收滤波器的设计提出了新的挑战. 编码类波形凭借其优化自由度高、抗截获性能好等优势被广泛应用于雷达和通信系统中. 同时, 为了最大化雷达发射端功率放大器的效率, 常常需要发射波形具有恒模特性. 因此, 本文选取恒模编码波形作为全极化雷达发射波形. 具体地, 全极化雷达基带恒模编码波形可以表示为

$$\begin{cases} s_H(t) = \sum_{n=1}^N \text{rect}\left(\frac{t - (n-1)\tau_0}{\tau_0}\right) x_H(n), \\ s_V(t) = \sum_{n=1}^N \text{rect}\left(\frac{t - (n-1)\tau_0}{\tau_0}\right) x_V(n), \end{cases} \quad (10)$$

其中

$$x_p(n) = \exp(j\phi_p(n)), \quad n = 1, \dots, N, \quad p = H, V, \quad (11)$$

N 表示码长, τ_0 表示子脉冲宽度, $\{\phi_p(n)\}_{n=1}^N$ 即为需要设计的发射波形编码相位, 其取值范围为 $[-\pi, \pi]$. 根据式 (7), 干扰信号的离散形式可以表示为

$$\mathbf{x}_{p,J} = \mathbf{x}_p \odot \mathbf{J}_p, \quad (12)$$

其中 $\mathbf{x}_p = [x_p(1) \ x_p(2) \ \cdots \ x_p(N)]^T$, $\mathbf{J}_p = [J_p(1) \ J_p(2) \ \cdots \ J_p(N)]^T$ 为间歇采样脉冲串的离散形式. 根据雷达信号处理理论, 雷达接收端的脉压输出即为接收滤波器和雷达接收信号的相关函数. 设全极化

雷达的接收滤波器为 $\mathbf{h}_q = [h_q(1) \ h_q(2) \ \cdots \ h_q(N)]^T$, 定义发射波形 $\mathbf{x}_p$ 和接收滤波器 $\mathbf{h}_p$ 的相关函数为

$$r_{pq}^{xh}(n) = \sum_{k=n+1}^N x_p(k) h_q^*(k-n) = (r_{qp}^{hx}(-n))^*, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (13)$$

为了简化分析, 定义波形矩阵和接收滤波器矩阵分别为

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_H \ \mathbf{x}_V \ \mathbf{x}_{J,H} \ \mathbf{x}_{J,V}] \quad (14)$$

和

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_H \ \mathbf{h}_V]. \quad (15)$$

则回波和接收滤波器的相关矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_n = \begin{bmatrix} r_{HH}^{xh}(n) & r_{VH}^{xh}(n) & r_{HH}^{xJh}(n) & r_{VH}^{xJh}(n) \\ r_{HV}^{xh}(n) & r_{VV}^{xh}(n) & r_{HV}^{xJh}(n) & r_{VV}^{xJh}(n) \end{bmatrix}, \quad n = -N+1, \dots, 0, \dots, N-1. \quad (16)$$

定义偏移矩阵 $\mathbf{M}_n$ 为

$$\mathbf{M}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{n \times N} \\ \mathbf{I}_{N-n} & \mathbf{0}_{(N-n) \times n} \end{bmatrix}_{N \times N} = \mathbf{M}_{-n}^T, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (17)$$

则式 (16) 可以改写为

$$\mathbf{R}_n = \mathbf{H}^H \mathbf{M}_n \mathbf{X} = \mathbf{R}_{-n}^H, \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (18)$$

本文选取同时全极化雷达脉冲压缩输出信号的旁瓣能量作为目标函数, 通过降低旁瓣能量来压低输出旁瓣, 从而满足同时全极化雷达测量和抗间歇采样干扰的需求. 具体地, 雷达脉压输出旁瓣能量可以表示为

$$\varepsilon(\mathbf{X}, \mathbf{H}) = \sum_{n=1-N}^{N-1} \|\mathbf{R}_n - \mathbf{Y} \delta_n\|_{\mathbb{F}}^2, \quad (19)$$

其中矩阵 $\mathbf{Y}$ 表示模板矩阵, 具体为

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} N_{\text{main}} & N_{\text{cross}} & N_{\text{Jmain}} & N_{\text{Jcross}} \\ N_{\text{cross}} & N_{\text{main}} & N_{\text{Jcross}} & N_{\text{Jmain}} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

其中 N_{main} 表示预设的脉冲压缩输出的主瓣峰值, N_{Jmain} 表示预设的接收滤波器和干扰回波的脉压输出主瓣峰值, N_{cross} 和 N_{Jcross} 表示接收滤波器和交叉通道目标回波以及交叉通道干扰回波在零时延处的峰值. 结合对发射波形的恒模约束, 同时全极化雷达抗间歇采样干扰发射波形和接收滤波器联合设计模型可以表示为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{X}, \mathbf{H}} \quad & \varepsilon(\mathbf{X}, \mathbf{H}) \\ \text{s.t.} \quad & |x_p(n)| = 1. \end{aligned} \quad (21)$$

4 发射波形和接收滤波器联合优化方法

显然, 由于模型中的非线性约束条件, 即恒模约束是非凸的, 式 (21) 是一个非凸优化问题, 同时获得发射波形和接收滤波器的最优解十分困难. 因此, 本文采用交替优化接收滤波器和发射波形的方法来获得该问题的局部最优解, 从而得到满足实际工程需求的波形设计结果.

4.1 接收滤波器优化设计

为了简化分析, 定义发射波形矩阵 $\mathbf{X}_p$ 为

$$\mathbf{X}_p = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}_p^T & & \mathbf{0}_{1 \times (N-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times (k-1)} & \bar{\mathbf{x}}_p^T & \mathbf{0}_{1 \times (N-k)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times (N-1)} & & \bar{\mathbf{x}}_p^T \end{bmatrix}^H, \quad k = 1, \dots, N, \quad (22)$$

其中 $\bar{\mathbf{x}}_p$ 表示将矢量 $\mathbf{x}_p$ 按逆序排列. 则根据模型 (21), 在发射波形给定的条件下, 接收滤波器的设计问题可以转化为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{h}_H, \mathbf{h}_V} \quad & \varepsilon = \mathbf{h}_H^H \mathbf{W}_H \mathbf{h}_H + \mathbf{h}_V^H \mathbf{W}_V \mathbf{h}_V \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{x}_p^H \mathbf{h}_p = N_{\text{main}}, \\ & \mathbf{x}_q^H \mathbf{h}_p = N_{\text{cross}}, \\ & (\mathbf{x}_p \odot \mathbf{J}_p)^H \mathbf{h}_p = N_{\text{Jmain}}, \\ & (\mathbf{x}_q \odot \mathbf{J}_q)^H \mathbf{h}_p = N_{\text{Jcross}}, \\ & p, q = H, V, \quad p \neq q, \end{aligned} \quad (23)$$

其中

$$\mathbf{W}_p = \mathbf{X}_p^H \mathbf{D} \mathbf{X}_p + \mathbf{X}_{pJ}^H \mathbf{X}_{pJ} + \mathbf{X}_q^H \mathbf{X}_q + \mathbf{X}_{qJ}^H \mathbf{X}_{qJ}, \quad (24)$$

$$\mathbf{X}_{pJ} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}_{pJ}^T & & \mathbf{0}_{1 \times (N-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times (k-1)} & \bar{\mathbf{x}}_{pJ}^T & \mathbf{0}_{1 \times (N-k)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times (N-1)} & & \bar{\mathbf{x}}_{pJ}^T \end{bmatrix}^H, \quad k = 1, \dots, N. \quad (25)$$

矩阵 $\mathbf{D}$ 表示一个 $(2N-1) \times (2N-1)$ 的对角矩阵, 其主对角元素除了第 N 个元素为 0, 其余元素全部为 1. 根据模型 (23), 在发射波形固定的条件下, 每一极化通道接收滤波器的设计问题是一个线性约束下的二次规划问题. 该问题是一个凸优化问题, 可以利用拉格朗日乘子法求得其解析解. 因此, 根据文献 [22], 优化问题 (23) 的理论最优解可以表示为

$$\mathbf{h}_p^{\text{opt}} = \mathbf{W}_p^{-1} \mathbf{A}_p (\mathbf{A}_p^H \mathbf{W}_p^{-1} \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{b}, \quad (26)$$

其中

$$\mathbf{A}_p = [\mathbf{x}_p \quad \mathbf{x}_q \quad \mathbf{x}_p \odot \mathbf{J}_p \quad \mathbf{x}_q \odot \mathbf{J}_q], \quad (27)$$

$$\mathbf{b} = [N_{\text{main}} \quad N_{\text{cross}} \quad N_{\text{Jmain}} \quad N_{\text{Jcross}}]^T. \quad (28)$$

4.2 正交发射波形优化设计

在 4.1 小节的基础上, 本小节将在固定接收滤波器的条件下, 对正交发射波形的优化设计进行研究. 由于引入了恒模约束, 导致了发射波形的优化问题是一个非凸的 N-P 难问题, 在多项式时间内难以求解. 文献 [23] 指出对于上述波形设计的非凸优化问题, 获得全局最优解十分困难, 而考虑满足工程需求的局部最优解则更符合实际. 因此, 本文利用文献 [24] 优化工具箱中的 `fminunc` 局部最优求解器来求解上述针对发射波形的优化设计问题. 同时文献 [24] 提供了两种优化策略结合 `fminunc` 优化器使用, 分别是多起点法 (MultiStart) 和全搜索法 (GlobalSearch). 对于多起点法, 求解器从多个均匀分布在可行域内的初始解开始运行, 多个起点的优化可以采用并行运算以加快求解速度. 对于全搜索法, 求解器从一个给定的初始解开始运行, 并同时利用分散搜索算法产生一系列可行域内的实验解. 全搜索法会在优化过程中不断的评估分析每一个实验解, 并剔除那些潜在的不可能成为极值点的实验解, 该策略比多起点法运行效率更高, 优化判断更符合逻辑, 因此本文将选取全搜索法和求解器 `fminunc` 求解发射波形优化问题. 此外, `fminunc` 是一个基于梯度的无约束多变量迭代优化器, 默认情况下采用有限差分法来计算目标函数的梯度. 本文我们将推导给出目标函数关于波形变量的理论梯度, 从而提高 `fminunc` 求解器的运行效率使其更快收敛.

首先, 根据模型 (21), 在接收滤波器固定的条件下, 发射波形的优化设计是一个非线性约束下的二次最小化问题. 利用相位编码波形的定义, 将波形相位, 即 $\{\phi_p(n)\}_{n=1}^N$, 作为新的优化变量, 非线性恒模约束即可转化为无约束. 从而, 模型 (21) 可以被改写为

$$\min_{\phi} \varepsilon(\phi) = \sum_{n=1-N}^{N-1} \|\mathbf{R}_n(\phi) - \mathbf{Y}\delta_n\|_{\text{F}}^2. \quad (29)$$

相比于 (21), 由于矩阵 $\mathbf{M}_n$ 是非正定的, 获得式 (29) 的全局最优解仍旧是一个 N-P 难问题. 进一步, 定义一个辅助矩阵 $\mathbf{U}$ 为

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \underbrace{\mathbf{u}_{1-N} \cdots \mathbf{u}_{-1}}_{\mathbf{U}_{1-N}} & \mathbf{u}_0 & \underbrace{\mathbf{u}_1 \cdots \mathbf{u}_{N-1}}_{\mathbf{U}_{N-1}} \end{bmatrix}_{8 \times (2N-1)}, \quad (30)$$

其中 $\mathbf{u}_n = \text{vec}(\mathbf{R}_n(\phi))$. 利用式 (30), 目标函数 $\varepsilon(\phi)$ 可以改写为

$$\varepsilon(\phi) = \|\mathbf{u}_0 - \mathbf{d}\|_2^2 + \|\mathbf{U}_{1-N}\|_{\text{F}}^2 + \|\mathbf{U}_{N-1}\|_{\text{F}}^2, \quad (31)$$

其中 $\mathbf{d} = \text{vec}(\mathbf{Y})$. 则目标函数关于波形相位的偏导数可以表示为

$$\frac{\partial \varepsilon(\phi)}{\partial \phi_p(n)} = 2 \times \text{Re} \left[(\mathbf{u}_0 - \mathbf{d})^{\text{H}} \frac{\partial \mathbf{u}_0}{\partial \phi_p(n)} + \text{Tr} \left(\mathbf{U}_{1-N}^{\text{H}} \frac{\partial \mathbf{U}_{1-N}}{\partial \phi_p(n)} + \mathbf{U}_{N-1}^{\text{H}} \frac{\partial \mathbf{U}_{N-1}}{\partial \phi_p(n)} \right) \right]. \quad (32)$$

注意到, 矩阵 $\mathbf{U}$ 的每一行是接收滤波器与雷达发射信号或间歇采样干扰信号的卷积, 因此, 可以通过快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 计算得出. 其次, 根据相关函数的定义 (13), 可以推导出

$$\frac{\partial r_{pq}^{xh}(m)}{\partial \phi_p(n)} = jx_p(n)h_q^*(n-m), \quad (33)$$

$$\frac{\partial r_{pq}^{xjh}(m)}{\partial \phi_p(n)} = jx_p(n)J_p(n)h_q^*(n-m). \quad (34)$$

由上式可知, 当计算 $\frac{\partial r_{pq}^{xh}(m)}{\partial \phi_p(n)}$ 和 $\frac{\partial r_{pq}^{jh}(m)}{\partial \phi_p(n)}$ 时, 只有一个非零项和 $x_p(n)$ 相关, 利用这种稀疏的结构, 可以高效地计算出 $\frac{\partial \mathbf{u}_0}{\partial \phi_p(n)}$, $\frac{\partial \mathbf{U}_{1-N}}{\partial \phi_p(n)}$ 和 $\frac{\partial \mathbf{U}_{N-1}}{\partial \phi_p(n)}$. 进一步结合式 (30)~(34), 可以计算得到目标函数关于波形相位的梯度, 从而可以利用 `fminunc` 优化器对发射波形进行优化求解. 综上, 同时全极化雷达抗间歇采样干扰发射波形和接收滤波器联合设计算法流程可以总结为算法 1.

Algorithm 1 Joint design of transmitted waveforms and receiving filters for the simultaneous polarimetric radar in the jamming environment

```

1: Initialization: Initialize  $\mathbf{X}$ ,  $\mathbf{H}$  and set the max iteration number  $P_{\max}$ .
2: for  $p = 1, \dots, P_{\max}$ ;
3:   Update  $\mathbf{H}$  using Eq. (26) with the fixed  $\mathbf{X}$ ;
4:   while
5:     Obtain the gradient using Eq. (32) with the fixed  $\mathbf{H}$ ;
6:     Solve the optimization problem Eq. (29) with the fminunc solver;
7:   end while until convergence;
8: end for  $p = P_{\max}$ ;
9: Output: Waveform matrix  $\mathbf{X}$  and receiving filter matrix  $\mathbf{H}$ .

```

5 数值仿真与硬件实验系统验证

为了验证所设计的发射波形和接收滤波器的抗间歇采样干扰的性能, 本节首先利用数值仿真实验给出了所设计波形和接收滤波器的理论旁瓣性能, 在此基础上验证了本文所提方法对间歇采样干扰的抑制效果. 最后, 利用任意波形发生器等硬件测试系统对发射波形的实测性能进行了验证.

5.1 发射波形和接收滤波器性能验证

仿真实验 1 给出了发射波形和接收滤波器的理论仿真相关函数结果. 具体地, 假设雷达系统参数如表 1 所示. 根据雷达信号处理理论可知, 该仿真参数下的编码波形码长为 $N = 512$. 图 2 分别展示了所设计发射波形和接收滤波器、干扰信号和接收滤波器的脉冲压缩输出结果. 从图 2(a) 和 (b) 可以看出, 同极化通道的发射波形和接收滤波器的脉冲压缩输出旁瓣明显被抑制, 最大旁瓣约为 -25 dB, 交叉极化通道波形和接收滤波器的脉压输出同样具有较低的旁瓣, 互相关最大峰值约为 -22 dB. 图 2(c) 和 (d) 为间歇采样干扰回波和接收滤波器的脉压输出, 显然, 同极化和交叉极化间歇采样干扰回波与接收滤波器的脉压输出信号被明显抑制, 干扰信号的脉压输出峰值约为 -36 dB, 同时在零时延处的脉压输出和预设指标 $N_{J\text{main}}$ 和 $N_{J\text{cross}}$ 基本符合.

5.2 抗间歇采样干扰性能分析

本小节将对同时全极化雷达常用的正负斜率 LFM 波形和本文所设计的发射波形和接收滤波器的抗间歇采样转发干扰性能进行评估. 仿真场景参数设置如表 2 所示, 其余参数同表 1. 同时全极化测量体制处理流程如图 1 所示. 同时, 为了算法对比的公平性, 以理想无干扰条件下 HH 极化通道采用匹配滤波体制的理论脉压输出峰值, 对本场景下每一极化通道的脉压输出结果进行归一化处理. 图 3 所示为采用正负斜率 LFM 波形匹配滤波器体制下的四路极化通道脉压输出结果, 即对应图 1 中 HH , VH , HV , VV 四路极化通道, 可以看出, 间歇采样转发干扰在 4 个极化通道均形成了密集的目标, 假目标出现的位置和仿真设定的参数相符合, 并且在该信干比条件下, 假目标峰值高于目标峰值, 严重影响了全极化雷达目标检测和极化散射矩阵估计. 图 4 所示为采用正负斜率 LFM 波形非匹配滤波

表 1 波形仿真参数

Table 1 Simulation parameters of waveforms

Parameter	Value
Waveform bandwidth	20 MHz
Waveform timewidth	25.6 μs
Jammer sampling pulse duration	1.6 μs
Jammer sampling pulse period	6.4 μs
Iteration number $P_{\max}$	500
N_{main}	512
N_{cross}	-60 dB
N_{Jmain}	-60 dB
N_{Jcross}	-60 dB

图 2 (网络版彩图) 理论相关函数结果

Figure 2 (Color online) The theoretical correlation function (CF). (a) CF of H transmitted waveform and H receiving filter; (b) CF of V transmitted waveform and H receiving filter; (c) CF of H jamming waveform and H receiving filter; (d) CF of V jamming waveform and H receiving filter

体制下的脉压输出, 根据文献 [25], 在接收端采用非匹配滤波体制可以实现对 LFM 信号的间歇采样转发干扰抑制, 其中非匹配滤波器为发射信号与间歇采样干扰信号的差值, 即 $h_p(t) = s_p(t) - s_{J,p}(t)$, $p = H, V$. 从仿真结果可以看出, 相比于匹配滤波体制, 干扰信号的峰值有一定程度的下降, 在两个主极化通道目标的峰值高于干扰信号的峰值, 但是二者幅度差仅为 4 dB 左右, 对于交叉极化通道而言, 干扰信号峰值和目标回波相当, 仍旧在一维距离像上形成了密集的真目标. 图 5 所示为采用本文设计的发射波形和接收滤波器的脉压输出, 相比图 3 和 4 所示结果, 本文方法在 4 个极化通道上对干扰信

表 2 场景仿真参数
Table 2 Simulation parameters of the scene

Parameter	Value
Radial distance of target	8000 m
Radial distance of jammer	8500 m
Signal to jammer ratio (SJR)	-15 dB
Signal to noise ratio (SNR)	10 dB
PSM of target	$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 0.5j \\ 0.5j & 1 \end{bmatrix}$
PSM of jammer	$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0.5 \\ 0.5 & 1 \end{bmatrix}$
Time delay of jammer	0.5 μ s

号均有明显的抑制作用, 两主极化通道和交叉极化通道脉压输出干扰峰值和目标峰值分别相差约 17 和 11 dB, 具有较大的抗干扰性能提升. 根据仿真结果, 采用传统峰值检测的方法, 将四路极化通道脉压输出信号的峰值作为目标极化散射矩阵的估计, 从而可以得到目标的归一化极化散射矩阵约为

$$\hat{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.05 + 0.472j \\ 0.07 + 0.51j & 1.006 + 0.07j \end{bmatrix},$$

估计结果与目标真实极化散射矩阵的极化相似系数约为^[26]

$$\text{PCC} = \frac{|\text{vec}(\hat{\mathbf{S}})^H \text{vec}(\mathbf{S})|}{\sqrt{\text{vec}(\hat{\mathbf{S}})^H \text{vec}(\hat{\mathbf{S}}) \text{vec}(\mathbf{S})^H \text{vec}(\mathbf{S})}} = 0.997, \quad (35)$$

达到同时全极化雷达对目标极化散射的精密测量需求. 另一方面, 采用非匹配滤波器进行脉冲压缩处理, 相比于匹配滤波器会造成信噪比损失, 本质上本文算法的干扰信号抑制能力是以牺牲接收端信噪比为代价. 根据文献 [27] 非匹配滤波器信噪比损失定义, 采用如上接收滤波器所造成的信噪比损失约为

$$\text{SNRL}_1 = \max_{p=H,V} \left\{ 10 \log 10 \frac{|\mathbf{h}_p^H \mathbf{x}_p|}{\|\mathbf{h}_p\|_2^2} \right\} = -1.78 \text{ dB}. \quad (36)$$

而 LFM 信号的非匹配滤波器本质上可以通过对匹配滤波器进行加窗处理得到, 即

$$h_p(t) = s_p(t) - s_{J,p}(t) = s_p(t) \times \tilde{J}_p(t), \quad (37)$$

其中窗函数 $\tilde{J}_p(t)$ 表示将 $J_p(t)$ 按位取反. 根据文献 [28] 中 LFM 加窗信噪比损失的计算公式可知, 该仿真参数下 LFM 信号非匹配滤波器信噪比损失为

$$\text{SNRL}_2 = \max_{p=H,V} \left\{ 10 \log 10 \frac{(\sum_{n=0}^{N_w-1} w_p(n))^2}{N_w \sum_{n=0}^{N_w-1} w_p^2(n)} \right\} = -1.25 \text{ dB}, \quad (38)$$

其中 N_w 为采样点数, $\{w_p(n)\}_{n=0}^{N_w-1}$ 为窗函数. 通过上述分析可知, 在该仿真参数下, 现有的 LFM 非匹配滤波方法比本文方法具有更小的信噪比损失, 二者相差约 0.5 dB. 此外, 采用非匹配滤波器进行脉压处理, 相比于匹配滤波体制会造成主瓣展宽, 即距离分辨率下降. 根据文献 [28], 雷达距离分辨率可以

图 3 (网络版彩图) 正负斜率 LFM 波形匹配滤波抗间歇采样直接转发式干扰脉压输出

Figure 3 (Color online) The output of the pulse compression operation in jamming environment using the opposite slope LFM waveforms. (a) Pulse compression of H echo and H receiving filter; (b) pulse compression of H echo and V receiving filter; (c) pulse compression of V echo and H receiving filter; (d) pulse compression of V echo and V receiving filter

定义为, 脉压输出主瓣两侧第一零点间的距离 (ΔR) 或脉压输出主瓣 -3 dB 宽度 ($\Delta R_{3\text{dB}}$). 从图 4(a) 和 5(a) 可以看出, LFM 非匹配滤波器的距离分辨率为 $\Delta R = 15.79$ m, $\Delta R_{3\text{dB}} = 6.9$ m, 本文方法对应的距离分辨率为 $\Delta R = 15.14$ m, $\Delta R_{3\text{dB}} = 4.62$ m, 表明本文方法在提升干扰抑制能力的同时具有更好的距离分辨率.

为了进一步评估本文方法在不同信干比下的抗干扰性能, 在表 1 和 2 的参数设置条件下, 图 6 给出了本文方法和 LFM 信号非匹配滤波方法的干扰峰值随信干比变化结果. 从中可以看出, 首先, 两种方法的不同极化通道脉压输出的干扰峰值随着信干比的提升而下降, 两种方法具有相同的变化趋势, 并且当信干比足够大时, 干扰峰值趋于稳定. 原因是, 在高信干比条件下, 目标回波和白噪声的脉压输出旁瓣高于干扰信号的脉压旁瓣, 故此时的干扰峰值是由目标回波和白噪声引起. 其次可以看出, 在不同的信干比条件下, 本文方法产生的干扰峰值均低于 LFM 信号非匹配滤波方法, 进一步验证了本文方法的抗干扰性能优势.

5.3 硬件系统波形性能验证

本小节利用硬件系统对发射波形的性能进行了验证. 硬件实验平台如图 7 所示, 首先利用多通道任意波形发生器 AWG5014C 产生两路发射波形, 该任意波形发射器具有 14 位模/数转换器, 1.2 GS/s 的采样率, 然后信号经过双通道功率放大器 NI-PXI5961, 最后经过具有 8 位模数转化器的数字示波器 DSOV254A 进行采集供接收端进行脉冲压缩性能验证. 通过对示波器采集到的信号进行间歇采样处理, 和原信号叠加来模拟雷达接收的目标和间歇采样干扰信号. 图 8 所示为 5.2 小节所设置的场景和优化得到的发射波形在图 7 所示硬件实验系统的处理结果, 对比图 5 的结果可以看出, 受到功率放大

图 4 (网络版彩图) 正负斜率 LFM 波形非匹配滤波抗间歇采样直接转发式干扰脉压输出

Figure 4 (Color online) The output of the pulse compression operation in jamming environment using the opposite slope LFM waveforms. (a) pulse compression of H echo and H receiving filter; (b) pulse compression of H echo and V receiving filter; (c) pulse compression of V echo and H receiving filter; (d) pulse compression of V echo and V receiving filter

图 5 (网络版彩图) 本文方法抗间歇采样直接转发式干扰脉压输出

Figure 5 (Color online) The output of the pulse operation in jamming environment using the proposed method. (a) Pulse compression of H echo and H receiving filter; (b) pulse compression of H echo and V receiving filter; (c) pulse compression of V echo and H receiving filter; (d) pulse compression of V echo and V receiving filter

器、数模转换器等硬件系统的非线性效应影响, 实际的发射波形和接收滤波器的脉压旁瓣和理论相比

图 6 (网络版彩图) 干扰峰值随信干比变化图

Figure 6 (Color online) The peak of jamming versus SJR. The jamming peak of (a) HH channel, (b) HV channel, (c) VH channel, and (d) VV channel

图 7 (网络版彩图) 硬件实验平台

Figure 7 (Color online) Hardware system

有一定程度的恶化,但是两主极化通道旁瓣峰值与目标峰值差仍维持在 -10 dB 水平,交叉极化通道旁瓣峰值与目标峰值差维持在 -7 dB 水平,相比于图 3 和 4 所示的正负斜率线性调频波形的处理结果,仍具有明显的性能提升,进一步验证了本文方法的有效性和可靠性。

图 8 (网络版彩图) 本文方法硬件系统实验结果

Figure 8 (Color online) The hardware experimental results of the proposed method. (a) Pulse compression of H echo and H receiving filter; (b) pulse compression of H echo and V receiving filter; (c) pulse compression of V echo and H receiving filter; (d) pulse compression of V echo and V receiving filter

6 结论

本文首次针对同时全极化雷达抗间歇采样干扰问题进行了研究, 提出了一种正交发射波形和接收滤波器联合优化设计的干扰抑制方法, 在波形设计的过程中采用了交替优化、循环迭代的求解算法. 仿真结果表明, 相比于正负线性调频波形非匹配滤波的干扰抑制方法, 本文所设计的收发信号在保证目标极化散射信息精确获取的同时, 能明显提升对间歇采样干扰的抑制效果. 进一步, 通过硬件实验, 分析了非线性系统对本文所提抗干扰方法性能的影响, 并验证了该方法的工程可实践性. 由于本文采用了迭代优化的方法对发射波形和接收滤波器进行联合设计, 寻找更高效的优化方法求解收发联合优化设计问题将是未来的研究重点. 同时, 采用数字预失真处理 (digital pre-distortion, DPD) 等技术可以有效降低硬件系统非理想性对波形性能的影响, 将 DPD 技术与本文方法相结合, 也将是未来的研究重点.

参考文献

- 1 Schleher D C. Electronic Warfare in the Information Age. Boston: Artech House, 2000
- 2 Berger S D. Digital radio frequency memory linear range gate stealer spectrum. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 2003, 39: 725–735
- 3 Ozdil O, Seri, M, Ispir M, et al. Channelizer structure in DRFM systems for real signals. In: Proceedings of IEEE International Conference on Signal Processing and Communications Application, 2013. 1–4
- 4 du Plessis M, Cilliers J E, Olivier K. Design and performance of wideband DRFM for radar test and evaluation. Electron Lett, 2011, 47: 824–825

- 5 Wang X S, Liu J C, Zhang W M, et al. Mathematic principles of interrupted-sampling repeater jamming (ISRJ). *Sci Sin Inform*, 2007, 36: 891–901 [王雪松, 刘建成, 张文明, 等. 间歇采样转发干扰的数学原理. *中国科学: 信息科学*, 2006, 36: 891–901]
- 6 Poisel R A. *Information Warfare and Electronic Warfare Systems*. Norwood: Artech House, 2013
- 7 An T, Yang Y Q, Liu J P. Research on self-defense jamming technology of radar based on intermittent sampling. *Ship Electron Eng*, 2020, 40: 79–82 [安涛, 杨祎婧, 刘金鹏. 基于间歇采样的雷达自卫干扰技术研究. *舰船电子工程*, 2020, 40: 79–82]
- 8 Liu Z. Jamming technique for countering LFM pulse compression radar based on digital radio frequency memory. Dissertation for Ph.D. Degree. Changsha: National University of Defense Technology, 2006 [刘忠. 基于 DRFM 的线性调频脉冲压缩雷达干扰新技术. 博士学位论文. 长沙: 国防科学技术大学, 2006]
- 9 Liu Z, Wang X S, Liu J C, et al. Jamming technique of interrupted-sampling and periodic repeater based on digital radio frequency memory. *Acta Armamentarii*, 2008, 29: 405–410 [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. *兵工学报*, 2008, 29: 405–410]
- 10 Li Y Z, Huang D T, Xing S Q, et al. A review of synthetic aperture radar jamming technique. *J Radar*, 2020, 9: 753–764 [李永祯, 黄大通, 邢世其, 等. 合成孔径雷达干扰技术研究综述. *雷达学报*, 2020, 9: 753–764]
- 11 Wu X F. Study on motion modulation jamming techniques against SAR-GMTI. Dissertation for Ph.D. Degree. Changsha: National University of Defense Technology, 2009 [吴晓芳. SAR-GMTI 运动调制干扰技术研究. 博士学位论文. 长沙: 国防科学技术大学, 2009]
- 12 Liu L X, Xing S Q, Pang B, et al. A time-frequency cross-product modulation deceptive targets generation based on interrupted sampling against WA-SAR. In: *Proceedings of International Symposium on Signal Processing Systems*, Beijing, 2019. 15–20
- 13 Jiang Y, He M H, Yu C L, et al. A novel method of interrupted-sampling repeater jamming recognition based on correlation dimension. *Fire Control Command Control*, 2016, 41: 152–156 [蒋莹, 何明浩, 郁春来, 等. 一种对间歇采样转发干扰的识别新方法. *火力与指挥控制*, 2016, 41: 152–156]
- 14 Yang S Q, Tian B, Zhou R Z. ECCM against interrupted sampling repeater jamming based on time-frequency analysis. *J Signal Process*, 2016, 32: 1244–1251 [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. *信号处理*, 2016, 32: 1244–1251]
- 15 Zhou C, Tang Z Y, Yu F L, et al. Anti intermittent sampling repeater jamming method based on intrapulse orthogonality. *Syst Eng Electron*, 2017, 39: 269–276 [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. *系统工程与电子技术*, 2017, 39: 269–276]
- 16 Xu L L. Research on radar waveform design and several techniques of mainlobe active interference suppression. Dissertation for Ph.D. Degree. Xi'an: Xidian University, 2019 [徐磊磊. 雷达波形设计及抗主瓣有源干扰若干技术研究. 博士学位论文. 西安: 西安电子科技大学, 2019]
- 17 Yu C R. Study on active interference suppression for synthetic aperture radar. Dissertation for Ph.D. Degree. Changsha: National University of Defense Technology, 2012 [于春锐. 合成孔径雷达有源干扰抑制技术研究. 博士学位论文. 长沙: 国防科学技术大学, 2012]
- 18 Tang X J, Li X H, Zhang L, et al. A novel jamming suppression method for spaceborne multi-channel synthetic aperture radar. In: *Proceedings of Conference on Electro-Optical Remote Sensing XII*, 2018
- 19 Brukiewa T F. First flight of a high power software defined electronic warfare system. In: *Proceedings of IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST)*, Waltham, 2016. 1–6
- 20 Wang F L, Pang C, Wu H, et al. Designing constant modulus complete complementary sequence with high Doppler tolerance for simultaneous polarimetric radar. *IEEE Signal Process Lett*, 2019, 26: 1837–1841
- 21 Wang F L, Pang C, Li Y Z, et al. Orthogonal polyphase coded waveform design method for simultaneous fully polarimetric radar. *J Radar*, 2017, 6: 340–348 [王福来, 庞晨, 李永祯, 等. 一种同时全极化雷达正交多相编码波形设计方法. *雷达学报*, 2017, 6: 340–348]
- 22 Scharf L L. *Statistical Signal Processing: Detection, Estimation, and Time Series Analysis*. New York: Addison-Wesley Publishing Company, 1991
- 23 Wang Y C, Dong L, Xue X, et al. On the design of constant modulus sequences with low correlation sidelobes levels. *IEEE Commun Lett*, 2012, 16: 462–465
- 24 The MathWorks, Inc. Optimization toolbox user's guide. <https://ww2.mathworks.cn/help/pdfdoc/optim/optim.pdf>

- 25 Gong S X, Wei X Z, Li X. ECCM scheme against interrupted sampling repeater jammer based on time-frequency analysis. *J Syst Eng Electron*, 2014, 25: 996–1003
- 26 Li C, Li Y Z, Yang Y, et al. Moving target's scattering matrix estimation with a polarimetric radar. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2020, 58: 5540–5551
- 27 Hu L B, Liu H W, Feng D Z, et al. Optimal mismatched filter bank design for MIMO radar via convex optimization. In: *Proceedings of International Waveform Diversity Design Conference*, Niagara Falls, 2010. 126–131
- 28 Argenti F, Facheris L. Radar pulse compression methods based on nonlinear and quadratic optimization. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2021, 59: 3904–3916

An anti-jamming method against interrupted sampling repeater jamming based on designing transmitted waveforms and receiving filters for simultaneous polarimetric radar

Fulai WANG*, Chen PANG, Datong Huang, Yongzhen LI & Xuesong WANG

State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System, College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China

* Corresponding author. E-mail: wangfulai12@nudt.edu.cn

Abstract The realistic false targets caused by the interrupted sampling repeater jamming can obscure the real target echo, resulting in radar target detection failure. In this paper, based on reducing the energy of the interference signal after the pulse compression operation, a method is first proposed to suppress the interrupted sampling repeater jamming by jointly designing the transmitted waveforms and receiving filters for the simultaneous polarimetric radar. The joint design optimization problem is formulated by minimizing the energy of the sidelobes of the pulse compression output signal with the constant modulus constraint. An alternately optimized iterative algorithm is proposed to optimize the transmitted waveforms and receiving filters, respectively. Numerical and indoor experimental results are presented to show the effectiveness of the proposed method to suppress the interrupted sampling repeater jamming.

Keywords fully polarimetric radar, anti-jamming, interrupted sampling repeater jamming, waveform design, nonlinear optimization