

# 抗压制干扰的离散相位编码序列设计

杜 盈<sup>1</sup>, 王志诚<sup>2</sup>, 张劲东<sup>1</sup>, 蒋宜林<sup>1</sup>, 尹明月<sup>1</sup>

(1. 南京航空航天大学电子信息工程学院, 江苏南京 211100; 2. 上海无线电设备研究所, 上海 201109)

**摘要:** 压制干扰会淹没目标信号, 使其无法被雷达检测, 在强干扰下, 雷达系统可能直接瘫痪。因此, 研究对抗压制干扰的方法具有重要意义。为抑制压制干扰, 可采用离散相位编码序列作为发射信号, 以最小化发射信号距离旁瓣为准则, 固定压制干扰信号经过匹配滤波器的输出水平和离散相位编码作为约束条件, 构建优化问题模型; 引入交替方向乘子法嵌套拟牛顿法(ADMM-BFGS)求解, 并针对 ADMM-BFGS 算法计算复杂、耗时长的问题, 提出一种交替方向乘子法嵌套类幂迭代法的复合算法 ADMM-PMLI。仿真结果表明: 相较于 ADMM-BFGS, ADMM-PMLI 可极大地减少计算时间, 且两种算法都能保证雷达探测性能, 并提升雷达对抗压制干扰的能力。

**关键词:** 压制干扰; 距离旁瓣; 离散相位编码序列; 交替方向乘子法嵌套拟牛顿法; 交替方向乘子法嵌套类幂迭代法

中图分类号: TN 911.7

文献标志码: A

DOI: 10.19328/j.cnki.2096-8655.2022.02.013

## Discrete Phase Coding Sequence Design for Suppressing Barrage Jamming

DU Ying<sup>1</sup>, WANG Zhicheng<sup>2</sup>, ZHANG Jindong<sup>1</sup>, JIANG Yilin<sup>1</sup>, YIN Mingyue<sup>1</sup>

(1. College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211100, Jiangsu, China; 2. Shanghai Radio Equipment Research Institute, Shanghai 201109, China)

**Abstract:** Barrage jamming will submerge the target signal and make it unable to be detected by radar. In the presence of strong jamming, radar systems may be paralyzed directly. Therefore, it is of great significance to study the methods of suppressing barrage jamming. In order to suppress barrage jamming, an optimization problem model is built. The discrete phase coding sequence is used as the transmitting signal, the minimum range sidelobe of the transmitting signal is used as the criterion, and the fixed output level of the barrage jamming processed by the matched filter and the discrete phase coding are served as the constraints. The alternating direction method of multipliers (ADMM) nested quasi Newton method, called as ADMM-BFGS, is introduced to solve the problem. Moreover, in terms of the problems of complexity and long time-consumption existing in the ADMM-BFGS algorithm, a composite algorithm combining the ADMM with power method-like iterations (PMLI), called as ADMM-PMLI, is proposed. The simulation results show that the ADMM-PMLI algorithm can greatly reduce the calculation time compared with the ADMM-BFGS algorithm, and both the ADMM-PMLI and ADMM-BFGS algorithms can ensure the detection performance of the radar and improve its ability to combat barrage jamming.

**Key words:** barrage jamming; range sidelobe; discrete phase coding sequence; alternating direction method of multipliers nested quasi Newton method (ADMM-BFGS); ADMM with power method-like iterations (ADMM-PMLI)

## 0 引言

压制干扰就是干扰机发射大功率噪声或类似噪声的干扰信号来遮盖或者淹没目标信号, 使雷达

无法检测到目标, 干扰雷达的正常工作<sup>[1]</sup>。对抗压制干扰, 包括陷波滤波器<sup>[2-4]</sup>、自适应滤波器<sup>[5-7]</sup>、子空间投影<sup>[8-11]</sup>等方法, 这些方法是利用干扰信号与真实

收稿日期: 2021-07-08; 修回日期: 2021-10-21

基金项目: 国家自然科学基金(62171220); 上海航天科技创新基金(SAST2018-077); 航空科学基金项目(20172052015, 20182007001)

作者简介: 杜 盈(1997—), 女, 硕士, 主要研究方向为雷达信号处理。

目标回波之间的强度特征差异来滤除干扰,但陷波滤波器方法受到滤波器零陷宽度的限制<sup>[11]</sup>,自适应滤波器法和子空间投影法在时变干扰环境下也不够稳健<sup>[12]</sup>。

从波形设计的角度研究对抗压制干扰的方法,要求干扰信号经过滤波器的输出水平尽可能低。干扰信号经过失配滤波器的输出水平可用滤波器序列和干扰信号协方差矩阵的二次型表示,该二次型值越小说明雷达的抗干扰能力越强。文献[13]考虑最小化接收滤波器输出功率;文献[14]以发射信号距离旁瓣和干扰信号输出水平之和构建代价函数;文献[15]以最大化信干噪比为准则,联合优化发射波形和失配滤波器序列来达到对抗干扰的目的。如果只优化发射波形 1 个变量,可采用匹配滤波器,此时,干扰信号通过匹配滤波器的输出水平用发射信号与干扰信号协方差矩阵的二次型值来表示。文献[16]以最大化信干噪比为准则设计单位模序列,可有效抑制主瓣干扰,但未考虑使用匹配滤波器带来的高距离旁瓣问题。

本文以最小化发射信号距离旁瓣为准则,预设的干扰输出水平和离散形式相位编码为约束条件,设计离散相位编码序列。该问题的目标函数是关于发射信号的四次型,本文采用交替乘子法(Alternating Direction Method of Multipliers, ADMM)嵌套拟牛顿法,即用 ADMM-BFGS 方法进行求解,可将干扰信号输出抑制在预设值,同时降低发射信号旁瓣;在此基础上,提出一种 ADMM 嵌套类幂迭代法(Power Method-Like Iterations, PMLI),即 ADMM-PMLI 方法,在保证雷达的抗干扰性能和目标探测性能的同时,大大提升算法的计算时间。

## 1 问题模型

雷达发射波形为离散相位编码序列,1 个  $M$  点的相位编码信号序列可表示为

$$s = [s_0, s_1, \dots, s_m, \dots, s_{M-1}]^T = [e^{j\phi_0}, e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_m}, \dots, e^{j\phi_{M-1}}]^T, s \in C^M \quad (1)$$

式中:  $\phi_m = 2\pi \frac{k_m}{K}$  为第  $m$  点的相位,其中,  $k_m \in Z, 0 \leq k_m \leq K-1, K$  为离散相位个数。

发射信号旁瓣协方差矩阵为

$$Q_s = \sum_{0 < |l| \leq (M-1)} J_p s s^H J_p^H \quad (2)$$

式中:  $J_p$  为转移矩阵,定义为

$$[J_p]_{l,m} = [J_p^H]_{l,m} \triangleq \delta(l-m-p)$$

$$\delta(x) = \begin{cases} 1, & x = 0 \\ 0, & x \neq 0 \end{cases}$$

发射信号距离旁瓣为

$$S_{\text{ISL}} = s^H Q_s s \quad (3)$$

设干扰信号协方差矩阵为  $R_j, R_j \in C^{M \times M}$ , 干扰信号经匹配滤波器的输出为

$$P_j = s^H R_j s \quad (4)$$

设置干扰经匹配滤波器的输出水平为  $c_j$ , 抗压制干扰的离散相位编码序列设计问题可表示为

$$P_1 \begin{cases} \min_s & s^H Q_s s \\ \text{s.t.} & s^H R_j s = c_j \\ & s_m = e^{j2\pi \frac{k_m}{K}}, k_m \in Z, 0 \leq k_m \leq K-1, \\ & m = 0, 1, \dots, M-1 \end{cases} \quad (5)$$

## 2 求解目标函数

### 2.1 ADMM-BFGS

在该问题中引入辅助变量  $z, x$ , 约束  $z = s, x = s$ , 问题  $P_1$  可表示为

$$P_2 \begin{cases} \min_s & \sum_{0 < |l| \leq (M-1)} |s^H J_p^H s|^2 \\ \text{s.t.} & s^H R_j s = c_j \\ & z = s \\ & x_m = e^{j2\pi \frac{k_m}{K}}, k_m \in Z, 0 \leq k_m \leq K-1, \\ & m = 0, 1, \dots, M-1 \\ & x = s \end{cases} \quad (6)$$

设  $\rho_1, \rho_2$  为二次惩罚项系数, 根据问题  $P_2$  写出增广拉格朗日方程如下:

$$L_\rho(s, z, x, u, v) = \sum_{0 < |l| \leq (M-1)} |s^H J_p^H s|^2 + \frac{\rho_1}{2} \|z - s + u\|^2 + \frac{\rho_2}{2} \|x - s + v\|^2 \quad (7)$$

记  $s^{(t)}, z^{(t)}, x^{(t)}, u^{(t)}$  和  $v^{(t)}$  为第  $t$  次迭代后的值, 各值的更新如下。

1) 更新  $s$ 。

$$s^{(t+1)} = \arg \min_s \sum_{0 < |l| \leq (M-1)} |s^H J_p^H s|^2 + \frac{\rho_1}{2} \|z - s + u\|^2 + \frac{\rho_2}{2} \|x - s + v\|^2 \quad (8)$$

这是一个无约束最优化问题, 可用 BFGS 方法求解。令  $\bar{s} = [\text{Re}(s^T) \text{Im}(s^T)]^T, \bar{z}, \bar{x}, \bar{u}, \bar{v}$  同理, 并设

$$A_p = \begin{bmatrix} J_p & 0 \\ 0 & J_p \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} 0 & J_p \\ -J_p & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

将目标函数式(8)由复数形式转化为实数形式:

$$\bar{s}^{(t+1)} = \arg \min_{\bar{s}} \sum_{0 < |p| \leq (M-1)} [(\bar{s}^T A_p \bar{s})^2 + (\bar{s}^T B_p \bar{s})^2] + \rho_1/2 \|\bar{z} - \bar{s} + \bar{u}\|^2 + \rho_2/2 \|\bar{x} - \bar{s} + \bar{v}\|^2 \quad (10)$$

对目标函数式求得梯度如下:

$$\mathbf{g} = 2 \sum_{0 < |p| \leq (M-1)} [\bar{s}^T A_p \bar{s} (A_p + A_p^T) \bar{s} + \bar{s}^T B_p \bar{s} (B_p + B_p^T) \bar{s}] - \rho_1 (\bar{z} - \bar{s} + \bar{u}) - \rho_2 (\bar{x} - \bar{s} + \bar{v}) \quad (11)$$

求解得到的  $\bar{s}^{(t+1)}$  转化为复数形式进行后续计算。

2) 更新  $z$ 。

此时将  $s^{(t+1)}$  和  $u^{(t)}$  视为已知量

$$\begin{cases} z^{(t+1)} = \arg \min_z \|z^{(t)} - s^{(t+1)} + u^{(t)}\|^2 \\ \text{s.t. } z^H R_1 z = c_1 \end{cases} \quad (12)$$

首先,对  $R_1$  进行特征分解,记  $R_1 = V D V^H$ ,且  $\tilde{z} = V^H z, \tilde{\zeta} = V^H (s - u)$ 。 $z$  的求解可写为

$$\begin{cases} \min_{\tilde{z}} \|\tilde{z} - \tilde{\zeta}\|^2 \\ \text{s.t. } \tilde{z}^H D \tilde{z} = c_1 \end{cases} \quad (13)$$

式(13)相关的拉格朗日函数为

$$L(\tilde{z}, \mu) = \|\tilde{z} - \tilde{\zeta}\|^2 + \mu (\tilde{z}^H D \tilde{z} - c_1) \quad (14)$$

式中: $\mu$ 为拉格朗日乘子,令其偏导为0,可得

$$\tilde{z} = (I + \mu D)^{-1} \tilde{\zeta} \quad (15)$$

将式(15)代入等式约束可得

$$\tilde{\zeta}^H (I + \mu D)^{-1} D (I + \mu D)^{-1} \tilde{\zeta} = c_1 \quad (16)$$

该式可等价于

$$\sum_{k=1}^n \frac{\lambda_k}{(1 + \mu \lambda_k)^2} |\tilde{\zeta}_k|^2 = c_1 \quad (17)$$

式中: $\lambda_k$ 为  $D$  的对角线元素。将其写作非线性方程形式  $\phi(\mu) = \sum_{k=1}^n \frac{\lambda_k}{(1 + \mu \lambda_k)^2} |\tilde{\zeta}_k|^2 - c_1 = 0$ ,通过二分法

求解拉格朗日乘子  $\mu$ ,求解步骤如下:

**步骤 1** 记  $\lfloor \mu \rfloor$  为查找区间的左边界,  $\lceil \mu \rceil$  为右边界;

**步骤 2** 如  $\lambda_{\min} < 0$ ,  $\lceil \mu \rceil \leftarrow -1/\lambda_{\min}$ ; 如  $\lambda_{\max} > 0$ ,  $\lfloor \mu \rfloor \leftarrow -1/\lambda_{\max}$ ;

**步骤 3**  $\mu = (\lceil \mu \rceil + \lfloor \mu \rfloor)/2$ ;

**步骤 4** 如  $\phi(\mu) > 0$ ,  $\lfloor \mu \rfloor \leftarrow \mu$ , 否则  $\lceil \mu \rceil \leftarrow \mu$ ;

**步骤 5** 设置 1 个极小的正数  $\epsilon$ , 重复步骤 3 和步骤 4, 直到  $\lceil \mu \rceil - \lfloor \mu \rfloor < \epsilon$ , 算法终止。

解出  $\mu$  后可得  $z$  的更新公式如下:

$$z^{(t+1)} = V (\mu D + I)^{-1} (V^H (s^{(t+1)} - u^{(t)})) \quad (18)$$

3) 更新  $u$ 。

$$u^{(t+1)} = u^{(t)} + z^{(t+1)} - s^{(t+1)} \quad (19)$$

4) 更新  $x$ 。

$$x \leftarrow \arg \min \|x - s + v\|^2$$

$$\text{s.t. } x_m = e^{j2\pi \frac{k_m}{K}}, k_m \in Z, 0 \leq k_m \leq K-1, m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (20)$$

求得  $x$  的更新公式为

$$x^{(t+1)} = e^{j2\pi \frac{K \cdot \arg(s^{(t+1)} - v^{(t)})/2\pi + 1/2}{K}} \quad (21)$$

5) 更新  $v$ 。

$$v^{(t+1)} = v^{(t)} + x^{(t+1)} - s^{(t+1)} \quad (22)$$

ADMM 求解问题步骤如下:

**步骤 1** 初始化  $s^{(0)}$ 、 $z^{(0)}$ 、 $x^{(0)}$ 、 $u^{(0)}$  和  $v^{(0)}$ , 预设干扰输出水平  $c_1$ , 设迭代次数  $t = 0$ ;

**步骤 2** 更新  $s$ , 将其转化为实数形式, 以式(10)求解  $\bar{s}^{(t+1)}$ ;

**步骤 3** 将  $\bar{s}^{(t+1)}$  转化为复数形式的  $s^{(t+1)}$ , 用式(18)更新  $z$ ;

**步骤 4** 根据式(19)更新  $u$ ;

**步骤 5** 根据式(21)更新  $x$ ;

**步骤 6** 根据式(22)更新  $v$ ;

**步骤 7** 设收敛门限为  $\Delta$ , 最大迭代次数为  $t_{\max}$ , 重复步骤 2~步骤 6, 并令  $t \leftarrow t + 1$ , 直到满足  $\|z - s\| + \|x - s\| < \Delta$  或  $t = t_{\max}$  时, 迭代终止。

## 2.2 ADMM-PMLI

采用 ADMM-BFGS 算法更新  $s$  时, 需要转化数据形式并计算梯度, 其运算量大、计算时间长。针对这一问题, 本节将在 ADMM 方法的基础上进行优化, 提出 ADMM-PMLI 算法来更新  $s$ 。式(8)可改写为

$$s^{(t+1)} = \arg \min_s s^H Q_s s + \rho_1/2 \|z - s + u\|^2 + \rho_2/2 \|x - s + v\|^2 \quad (23)$$

令  $r_1 = (z^{(t)} + u^{(t)})s^{-1}$ ,  $r_2 = (x^{(t)} + v^{(t)})s^{-1}$ , 忽略常数部分, 式(23)可表示为

$$s^{(t+1)} = \arg \min_s s^H Q_s s + \frac{\rho_1}{2} s^H (I - r_1^H - r_1) s + \frac{\rho_2}{2} s^H (I - r_2^H - r_2) s = \arg \min_s s^H \tilde{R} s \quad (24)$$

式中:  $\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{Q}_s + \frac{\rho_1}{2} (\mathbf{I} - r_1^H - r_1) + \frac{\rho_2}{2} (\mathbf{I} - r_2^H - r_2)$ 。

根据文献[17]提出的 PMLI 算法, 发射信号  $s$  的更新即求解表示为

$$s = \max \{s^H \mathbf{R}_d s\} \quad (25)$$

式中:  $\mathbf{R}_d = \sigma \mathbf{I} - \tilde{\mathbf{R}}$ ,  $\sigma > 0$ , 且  $\sigma$  大于  $\tilde{\mathbf{R}}$  的最大特征值。

发射信号  $s$  可以通过每次迭代求解最近向量问题更新如下:

$$s^{(t+1)} = \min \|s^{(t+1)} - \mathbf{R}_d s^{(t)}\|_2 \quad (26)$$

$s$  的更新公式为

$$s^{(t+1)} = \mathbf{R}_d s^{(t)} \quad (27)$$

ADMM-PMLI 求解步骤如下:

**步骤 1** 初始化  $s^{(0)}$ 、 $z^{(0)}$ 、 $x^{(0)}$ 、 $u^{(0)}$  和  $v^{(0)}$ , 预设干扰输出水平  $c_1$ , 设迭代次数  $t = 0$ ;

**步骤 2** 更新  $s$ , 根据式(27)求解  $s^{(t+1)}$ ;

**步骤 3** 以式(18)更新  $z$ ;

**步骤 4** 根据式(19)更新;

**步骤 5** 根据式(21)更新;

**步骤 6** 根据式(22)更新  $v$ ;

**步骤 7** 设收敛门限为  $\Delta$ , 最大迭代次数为  $t_{\max}$ , 重复步骤 2~步骤 6, 并令  $t \leftarrow t + 1$ , 直到满足  $\|z - s\| + \|x - s\| < \Delta$  或  $t = t_{\max}$  时迭代终止。

### 2.3 算法复杂度分析

ADMM-BFGS 和 ADMM-PMLI 算法均以 ADMM 为框架, 两种算法的主要差别在于变量  $s$  的更新。ADMM 每次迭代更新  $s$  时, BFGS 法的复杂度为  $O(4M)^2$ , 而 PMLI 法的复杂度为  $O(M)^2$ 。且相较于 ADMM-PMLI, ADMM-BFGS 还需进行变量实数和虚数形式的转化, 这一操作增加的运算复杂度为  $O(2M)$ 。如果算法运行到  $t+1$  次时, 迭代终止, 那么上述部分还需乘以迭代次数  $t$ 。因此, ADMM-PMLI 算法的复杂度明显低于 ADMM-BFGS。

## 3 仿真结果与分析

设置离散相位编码序列长度  $M=100$ , 离散相位数  $K=32$ , 以随机的离散相位编码序列作为初始发射信号, 压制干扰采用噪声调频干扰信号, 且初始的干扰输出功率与信号输出功率水平相当, 即  $s_0^H \mathbf{R}_1 s_0 = |s_0^H s_0|^2 = M^2$ , 预设的干扰输出水平  $c_1=10$ , 那么干扰输出为  $10 \cdot \lg(c_1/M^2) = -30$  dB。

发射信号自相关处理结果可以显示发射信号的旁瓣水平, 反映雷达的探测性能。将发射信号与干扰信号叠加后经过匹配滤波器处理, 观察目标能否被检测到, 以反映雷达对抗压制干扰的能力。为验证本文提出的 ADMM-BFGS 和 ADMM-PMLI 这两种算法是否有效, 将两种算法优化后的自相关与匹配滤波结果和初始发射信号进行对比, 结果如图 1 所示。

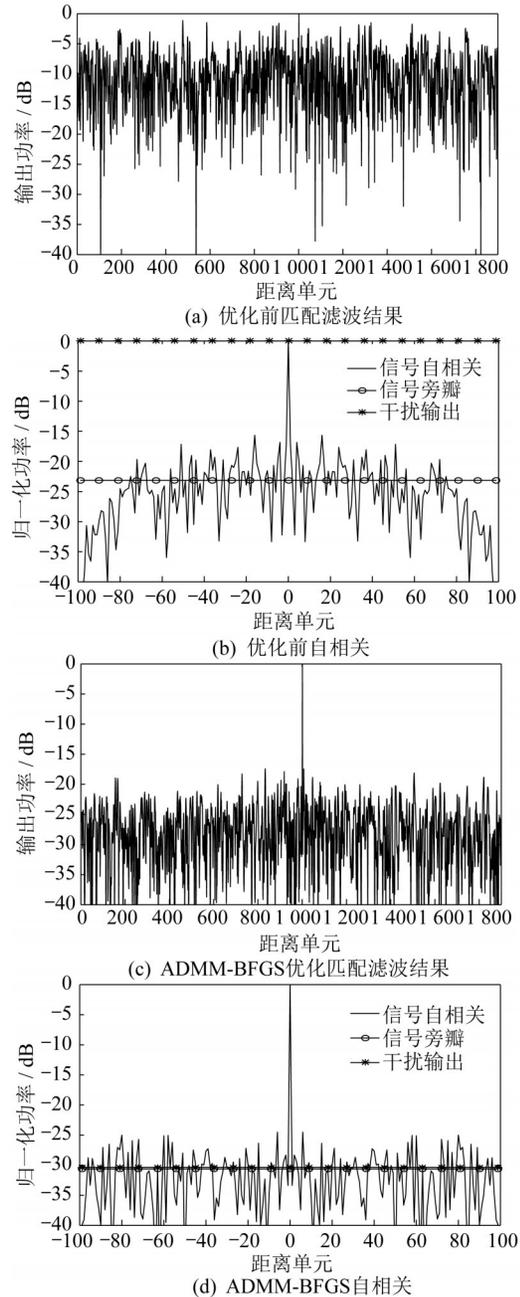
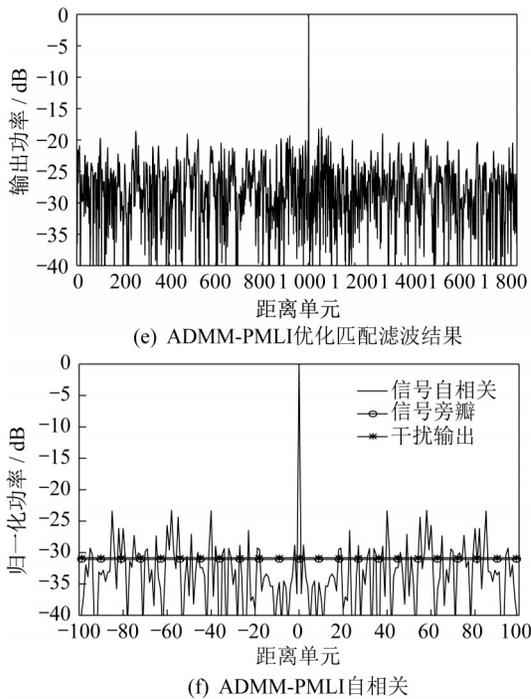


图 1 优化前后信号处理结果对比

Fig. 1 Comparison of signal processing results before and after optimization



续图 1 优化前后信号处理结果对比

Continue fig. 1 Comparison of signal processing results before and after optimization

对比图 1(a)和(b),在发射信号未受到干扰时,经过匹配滤波后可以看到明显的尖峰,能检测到目标,而发射信号叠加干扰后经匹配滤波处理,检测不到目标信号,目标信号被强干扰淹没。由图 1 所示的被优化前后的匹配滤波结果可知,优化前无法检测到目标信号,优化后压制干扰被抑制,可以检

测到信号。综上所述,ADMM-BFGS 和 ADMM-PMLI 这两种算法均能对抗压制干扰。通过对比优化前后发射信号的自相关数据,优化后的信号旁瓣比优化前有明显降低,且干扰输出均能被抑制在  $-30$  dB 左右,达到了预期效果。

ADMM-BFGS 和 ADMM-PMLI 这两种算法的收敛曲线图如图 2 所示,横坐标为迭代次数,纵坐标为发射信号旁瓣功率。由图 2 可知,两种算法的目标函数值随着迭代次数不断降低,两种算法均能收敛。

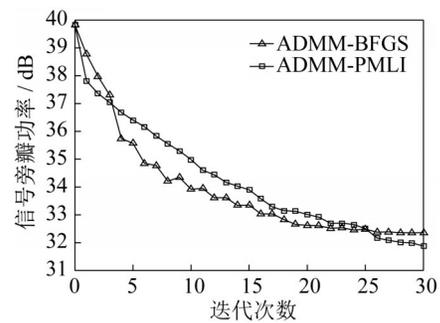


图 2 算法收敛曲线

Fig. 2 Algorithm convergence curve

为对比算法性能,本文在 Intel i5-9400HQ CPU、16 GB 内存、Matlab 2016a 仿真平台下进行了 100 次蒙特卡洛实验取平均值,获得两种算法优化后的发射信号距离旁瓣减少值  $\Delta ISL$ 、干扰输出功率  $P_j$  和运行时间在信号序列长度不同时的结果,见表 1。

表 1 ADMM-BFGS 和 ADMM-PMLI 算法性能对比

Tab. 1 Performance comparison of ADMM-BFGS and ADMM-PMLI algorithms

参数	$M=50$		$M=100$		$M=150$	
	ADMM-BFGS	ADMM-PMLI	ADMM-BFGS	ADMM-PMLI	ADMM-BFGS	ADMM-PMLI
$\Delta ISL/\text{dB}$	6.83	6.81	7.48	7.96	10.17	9.70
$P_j/\text{dB}$	-24.07	-23.74	-30.35	-30.83	-33.47	-33.32
运行时间/s	2.78	0.22	27.36	1.75	102.95	4.29

由表 1 可知,离散相位编码序列长度越长,算法对信号距离旁瓣的抑制效果越明显。两种算法均能降低信号旁瓣,且达到预期的干扰输出水平,其抗干扰性能和目标探测性能基本相当,但是,相较于 ADMM-BFGS 算法,ADMM-PMLI 算法的运行效率得到大幅提升。

## 4 结束语

本文设计离散相位编码序列来对抗压制干扰,以最小化发射信号距离旁瓣作为目标函数,预设的干扰输出水平和离散相位作为约束条件,构建优化问题模型,采用 ADMM-BFGS 算法优化发射信号序列,提升雷达的目标探测性能和抗干扰能力;同

时,针对 ADMM-BFGS 算法运算量大、计算时间长的问题,提出一种新的 ADMM-PMLI 算法。仿真结果表明,这两种算法具有相当的目标检测性能和抗干扰能力。但是,相较于 ADMM-BFGS 算法,ADMM-PMLI 算法的运行效率得到大幅提升。

#### 参考文献

- [ 1 ] 杜勇,尚煜,磨国瑞. 雷达导引头抗有源压制干扰技术研究[J]. 火控雷达技术, 2020, 49(1): 35-39.
- [ 2 ] FENG J, ZHENG H F, DENG Y K, et al. Application of subband spectral cancellation for SAR narrow-band interference suppression [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2012, 9(2): 190-193.
- [ 3 ] NATSUAKI R, MOTOHKA T, WATANABE M, et al. An autocorrelation-based radio frequency interference detection and removal method in azimuth-frequency domain for SAR image[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2017, 10(12): 5736-5751.
- [ 4 ] 陈筠力,李劼爽,侯雨生,等. 低波段天基雷达射频干扰机理及抑制方法[J]. 上海航天, 2020, 37(5): 48-55.
- [ 5 ] HARCKE L J, LE T C. Air MOSS P-band RF interference experience [C]// 2014 IEEE Radar Conference, Cincinnati, USA. 2014: 761-764.
- [ 6 ] SZADKOWSKI Z. Least mean squares filters suppressing the radio frequency interference in AERA cosmic ray radio detection [J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2020, 67(1): 405-413.
- [ 7 ] 董晨曦,陈华丽. 基于先验知识的降维自适应时域滤波器[J]. 科学技术与工程, 2020, 20(20): 8233-8238.
- [ 8 ] ZHOU F, WU R B, XING M, et al. Eigen subspace-based filtering with application in narrow-band interference suppression for SAR [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2007, 4(1): 75-79.
- [ 9 ] 陈卓,贾维敏,金伟,等. 基于子空间正交性的主瓣干扰抑制算法[J]. 电光与控制, 2020, 27(2): 6-9.
- [ 10 ] 毛家琪,罗丰,韦婧歆. 基于特征子空间的强主瓣干扰抑制方法 [J]. 信号处理, 2021, 37(2): 268-275.
- [ 11 ] DAVIS, M E. Frequency allocation challenges for ultra-wideband radars [J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2013, 28(7): 12-18.
- [ 12 ] 黄岩,赵博,陶明亮,等. 合成孔径雷达抗干扰技术综述[J]. 雷达学报, 2020, 9(1): 12.
- [ 13 ] SETLUR P, O'ROURKE S, RANGASWAMY M. Constrained least squares, SDP, and QCQP perspectives on joint biconvex radar receiver and waveform design [C]// International Conference on Radar Systems (Radar 2017). 2017: 17667674.
- [ 14 ] 张杰,陈婉迎,吴悦. 认知雷达二维自适应抗干扰捷变波形设计[J]. 雷达科学与技术, 2019, 17(4): 415-420.
- [ 15 ] IMANI S, FERAIDOONI M M, GHARAVIAN D, et al. SINR improvement based on joint design of transmit covariance matrix and receive filter design for collocated MIMO radar [J]. IET Communications, 2021, 15(4): 603-612.
- [ 16 ] CHEN C, LI H T, HU H, et al. Performance optimization of multiple-input multiple-output radar for main lobe interference suppression in a spectrum sharing environment [J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2017, 11(8): 1302-1308.
- [ 17 ] GHARANJIK A, SOLTANALIAN M, SHANKAR M, et al. Grab-n-Pull: a max-min fractional quadratic programming framework with applications in signal processing [J]. Signal Processing, 2019, 160: 1-12.