引用格式:李志汇,周青松,牛朝阳,等.基于可行点追踪的机载 MIMO 雷达收发联合设计方法[J]. 信息对抗技术,2022,1(2),85-94. [LI Zhi-hui, ZHOU Qingsong, NIU Chaoyang, et al. Joint design method of transmit-receive for airborne MIMO radar based on feasible point pursuit[J]. Information Countermeasure Technology, 2022, 1(2),85-94. (in Chinese)]

# 基于可行点追踪的机载 MIMO 雷达收发联合设计方法

李志汇\*,周青松,牛朝阳,刘春生,冯晓星,张剑云

(国防科技大学电子对抗学院,安徽合肥 230037)

摘 要 针对目标先验信息不准确条件下机载多输入多输出(multiple-input multiple-output,MIMO)雷达运动目标检测性能下降的问题,提出了一种基于可行点追踪连续凸近似 (feasible point pursuit successive convex approximation,FPP-SCA)的机载 MIMO 雷达发射波形和接收滤波器组联合设计方法。在角度-多普勒平面上目标可能出现的区域设计一组接收滤波器,以最大化最差情形输出信杂噪比作为联合设计的优化准则;考虑波形的恒模和相似性约束建立极大化极小的联合设计问题,以提高目标参数不准确条件下对目标的稳健性检测;基于 FPP-SCA 算法框架,将联合设计问题的非凸约束条件进行凸近似处理,解决了极大化极小联合设计问题。仿真实验验证了所提方法能在目标参数不准确时保持较优的目标检测性能,且运算量低于对比方法。

关键词 机载 MIMO 雷达;接收滤波器组;迭代可行点追踪连续凸近似

中图分类号 TN 957: TN 958

文献标志码 A

文章编号 2097-163X(2022)02-0085-10

**DOI** 10. 12399/j. issn. 2097-163x. 2022. 02. 007

# Joint design method of transmit-receive for airborne MIMO radar based on feasible point pursuit

LI Zhihui\*, ZHOU Qingsong, NIU Chaoyang LIU Chunsheng, FENG Xiaoxing, ZHANG Jianyun

(College of Electronic Engineering, National University of Defense Technology, Hefei 230037, China)

Abstract In view of the moving target detection performance degradation of airborne multiple input multiple output (MIMO) radar in the presence of inaccurate target prior information, this paper proposed a joint design method which combines the transmit waveform and receive filter bank of airborne MIMO radar based on feasible point pursuit successive convex approximation (FPP-SCA). Firstly, a set of receive filter banks was designed in the area where the target might appear on the angle-Doppler plane, and the worst-case output signal-to-clutter-plus-noise ratio (SCNR) was maximized as the optimization criterion. Secondly,

收稿日期:2022-03-09 修回日期:2022-07-24

通信作者: 李志汇, lizhihui\_16@163. com

作者简介: 李志汇(1991—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为雷达信号处理、空时自适应处理、波形优化; 周青松(1982—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为雷达信号处理、雷达对抗; 牛朝阳(1977—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为雷达信号处理、雷达对抗; 刘春生(1966—), 男, 副教授, 研究方向为雷达信号处理、雷达对抗; 冯晓星(1982—), 男, 讲师, 研究方向为雷达信号处理、雷达对抗; 张剑云(1963—), 男, 博士, 教授, 博士研究生导师, 研究方向为雷达信号处理、雷达对抗

**基金项目:**国家自然科学基金资助项目(62001510,62071476);安徽省自然科学基金青年资助项目(2108085QF257);国防科技大学科研计划资助课题(ZK19-10,ZK20-22,ZK20-33)

considering the constant modulus constraint and similarity constraint on the waveform, the maximin joint design problem was formulated to improve the detection robustness of target detection under the uncertainty of target parameters. Finally, based on FPP-SCA algorithm framework, the non-convex constraints of the joint design problem were approximately transformed into the convex constraints to solve the maximin joint design problem. Simulation results showed that the proposed method could maintain better performance when the target parameters were inaccurate, and the computational load of the proposed method was also lower than that of the comparison method.

**Keywords** airborne MIMO radar; receive filter bank; iterative feasible point pursuit successive convex approximation

# 0 引言

预警机作为现代作战体系的信息枢纽,能够有效提升作战效能,机载雷达作为预警机的核心,能够扩大雷达对地面、海洋和空中目标的检测范围[1-2]。然而,机载雷达下视工作时面临强度大、空时耦合性强的地/海杂波,导致微弱的目标信号完全被杂波湮没,给机载雷达检测运动目标带来很大的困难。空时自适应处理(space time adaptive processing, STAP)联合空域和时域进行空时二维处理,能够有效抑制旁瓣杂波和主瓣杂波,提高了杂波背景下的运动目标检测性能[3-4]。在现代战场环境下,机载雷达面临低可观测目标、反辐射导弹、低空和超低空智能目标的突防以及先进的综合电子干扰威胁[5],亟待发展新体制机载雷达及相应的信号处理新理论、新技术。

多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO) 雷达能够通过不同的天线灵活发射 不同的波形,波形分集的特性使其在目标检测、 参数估计、识别和分类等方面均优于传统的相控 阵雷达<sup>[6-10]</sup>。借鉴认知雷达的思想<sup>[11]</sup>,将机载 MIMO 雷达接收端的自适应处理扩展到发射端, 开展机载 MIMO 雷达发射波形和接收滤波器联 合设计,使机载 MIMO 雷达能够根据实际环境信 息设计最优的发射波形和接收滤波器,从而实现 雷达系统与环境的最佳匹配,提升机载 MIMO 雷 达应对复杂环境的能力。当前关于机载 MIMO 雷达发射波形和接收滤波器联合设计的研究大 多是基于先验信息准确已知。唐波等[12]针对能 量约束、恒模约束以及恒模和相似性约束下机载 MIMO 雷达收发联合设计问题进行研究,提出了 5种循环优化算法对联合设计问题进行求解,还 研究了波形恒模和有限相位约束下的机载MIMO 雷达发射波形和接收滤波器联合设计问题<sup>[13]</sup>。Setlur等<sup>[14]</sup>研究了信号相关杂波背景下的STAP 波形设计问题,提出了约束交替极小化方法寻找最优波形和松弛双二次优化方法寻找可行的解<sup>[15]</sup>,并将波形的能量约束推广到恒模和相似性约束<sup>[16]</sup>。石胜男等<sup>[17]</sup>提出了收敛速度更快的基于上届最小化(majorization-minimization,MM)技术的联合设计方法。李婕等<sup>[18-19]</sup>首次将黎曼几何方法引入到机载 MIMO 雷达收发联合设计问题中,并提出了黎曼梯度下降算法和黎曼信任域算法求解联合设计问题。童日武等<sup>[20]</sup>研究了频谱约束下的机载 MIMO 雷达收发联合设计问题。

实际场景下很难准确获取目标和杂波的先 验信息,当先验信息不准确时,采用上述方法设 计的波形不仅不能提升运动目标的检测性能,反 而会恶化雷达系统的性能。文献[21]针对目标多 普勒频率和空域角度的不准确性,研究了峰均比 (peak-to-average powerratio, PAPR)约束和发射 功率约束的 MIMO-STAP 雷达联合设计问题,但 该方法计算复杂度高,且仿真场景仅考虑3个独 立干扰。文献[22]在已知目标多普勒频率和空域 角度统计分布的基础上,推导了平均输出信杂噪 比(signal-to-clutter-plus-noise ratio, SCNR)作 为优化准则,提出了4种稳健的联合设计方法。 文献[23]针对目标先验信息未知情形,采用最差 情况下的 SCNR 作为优化准则,并采用可行点追 踪连续凸近似算法(feasible point pursuit successive convex approximation, FPP-SCA)求解能量 约束、相似性约束和峰均比约束下的最优波形。 文献[24]在此基础上,基于 FPP-SCA 迭代解决 了能量约束、动态恒模约束和相似性约束下的极

大化极小联合设计问题。

本文针对目标空域角度和多普勒参数不准确时机载 MIMO 雷达收发联合设计方法性能下降的问题进行研究,设计一组与目标可能存在区域匹配的滤波器,考虑实际发射波形的恒模和相似性约束,并以最大化最差情形的输出 SCNR 为优化目标,建立基于极大化极小联合设计问题,提出了一种迭代优化方法来优化发射波形和接收滤波器组,同时设计了一种基于 FPP-SCA 的算法来求解恒模和相似性约束下的最优波形。仿真实验验证了所提方法的有效性。需要指出的是,文献[24]也建立了极大化极小联合设计问题,考虑了发射波形的能量约束、动态恒模约束和相似性约束,而本文在联合设计问题中施加了发射波形的恒模和相似性约束,两者关于发射波形的约束条件不同,相应的具体解决方法也不同。

#### 1 信号模型

考虑收发共置的正侧式机载 MIMO 雷达,如图 1 所示,发射阵元的个数为  $N_T$ ,接收阵元的个数为  $N_R$ ,发射阵列和接收阵列均为均匀线性阵列,阵元间距分别为  $d_T$  和  $d_R$ 。 机载 MIMO 雷达以速度  $V_p$  沿着 y 轴方向飞行,雷达在 1 个相干处理间隔内发射 M 个脉冲重复频率为  $f_r$  的脉冲。假设  $s_n \in \mathbb{C}^{L \times 1}$  表示第 n 个发射阵元发射的经过采样后的波形,则雷达系统的发射波形矩阵可以表示为  $S = [s_1, s_2, \cdots, s_{N_T}]^T \in \mathbb{C}^{N_T \times L}$ ,其中,L 表示单个脉冲采样的个数,且每个脉冲发射相同的波形。

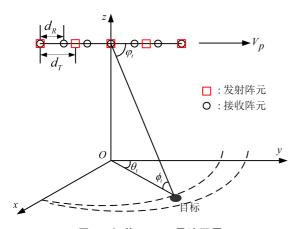


图 1 机载 MIMO 雷达配置

Fig. 1 Configuration of airborne MIMO radar

#### 1.1 目标

假设运动目标相对于阵列的空间角度为 $\varphi_\iota$ ,

归一化多普勒频率为  $f_i$ ,则机载 MIMO 雷达接收的第m 个脉冲的目标回波可以表示为[12-13]:

$$\mathbf{y}_{t,m} = \alpha_t e^{\mathrm{j}^{2\pi(m-1)f_t}} (\mathbf{I}_L \otimes (\mathbf{b}(\varphi_t)\mathbf{a}^{\mathrm{T}}(\varphi_t))) \mathbf{s}$$
(1)

式中, $\mathbf{y}_{t,m} \in \mathbb{C}^{LN_R \times 1}$ , $\alpha_t$  表示目标的复幅度, $\mathbf{I}_L$  表示  $L \times L$  的单位阵, $\otimes$  表示 Kronecker 积, $(\bullet)^T$  表示转置, $\mathbf{s} = \text{vec}(\mathbf{S})$ , $\text{vec}(\mathbf{S})$  表示矩阵向量化, $\mathbf{a}(\varphi_t)$  和  $\mathbf{b}(\varphi_t)$  分别表示目标的发射空域导向矢量和接收空域导向矢量,具体形式为:

$$\boldsymbol{a}(\varphi_t) = \left[1, e^{j2\pi d_T \cos(\varphi_t)/\lambda}, \cdots, e^{j2\pi(N_T - 1) d_T \cos(\varphi_t)/\lambda}\right]^{T}$$
(2)

$$\boldsymbol{b}(\varphi_t) = \left[1, e^{j2\pi d_R \cos(\varphi_t)/\lambda}, \cdots, e^{j2\pi(N_R - 1) d_R \cos(\varphi_t)/\lambda}\right]^T$$
(3)

式中,λ表示雷达工作波长。

令  $\mathbf{y}_{t} = [\mathbf{y}_{t,1}^{\mathrm{T}}, \cdots, \mathbf{y}_{t,M}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} \in \mathbb{C}^{LMN_{R} \times 1}$ ,则 1 个相 干处理间隔内接收的目标信号可以表示为:

$$\mathbf{y}_{t} = \alpha_{t} \mathbf{V}(f_{t}, \varphi_{t}) \mathbf{s} \tag{4}$$

式中,  $\mathbf{V}(f_t, \varphi_t) = \mathbf{u}(f_t) \otimes \mathbf{I}_L \otimes (\mathbf{b}(\varphi_t) \cdot \mathbf{a}^{\mathrm{T}}(\varphi_t)), \mathbf{u}(f_t) = [1, e^{\mathrm{j}2\pi f_t}, \cdots, e^{\mathrm{j}2\pi (M-1)f_t}]^{\mathrm{T}}$ 表示目标的时域导向矢量。

#### 1.2 杂波

机载 MIMO 雷达系统下的杂波是信号相关杂波回波,杂波分布在整个方位域和距离域,单个距离单元接收到的杂波回波由该距离单元的所有杂波块构成,则机载 MIMO 雷达接收到的 2P+1 个距离单元(P=0 表示待检测单元)的杂波回波可以表示为[12-13]:

$$\mathbf{y}_{\epsilon} = \sum_{p=-P}^{P} \sum_{k=1}^{N_{\epsilon}} \alpha_{\epsilon,p,k} \mathbf{V}(f_{\epsilon,p,k}, \varphi_{\epsilon,p,k}) \mathbf{s}$$
 (5)

式中, $\alpha_{c,p,k}$ , $f_{c,p,k}$  和  $\varphi_{c,p,k}$  分别表示第 p 个距离单元第 k 个杂波块的复幅度、归一化多普勒频率和空间角度,且  $f_{c,p,k} = 2V_p \cos(\varphi_{c,p,k})/(\lambda f_r)$ , $N_c$  表示单个距离单元内杂波块的个数, $V(f_{c,p,k},\varphi_{c,p,k}) = u(f_{c,p,k}) \otimes J_p^T \otimes (b(\varphi_{c,p,k}) \cdot a^T(\varphi_{c,p,k}))$ ,为了表示方便,用  $V_{c,p,k}$  表示 $V(f_{c,p,k},\varphi_{c,p,k})$ ,其中, $J_p = J_{-p}^T \in \mathbb{C}^{L \times L}$  表示转移矩阵,可以由式(6)计算得到:

$$\mathbf{J}_{p}(i,j) = \begin{cases} 1, & i-j+p=0\\ 0, & i-j+p \neq 0 \end{cases}$$
 (6)

#### 1.3 总接收回波

机载雷达接收到的包含目标(可能存在)、信号相关杂波以及噪声的回波信号可以表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}_t + \mathbf{y}_c + \mathbf{y}_n \tag{7}$$

式中, $y_n$  表示均值为 0、协方差矩阵为  $\sigma_n^2 I_{LMN_R}$  的复高斯白噪声,其中  $\sigma_n^2$  是噪声功率。

#### 2 问题描述

考虑目标准确的归一化多普勒频率和空间角度是未知的,通过空间角度估计和多普勒频率估计能够知道目标在角度-多普勒平面上的大致范围,如图 2 中青色区域所示。目标的归一化多普勒频率和空间角度范围可以分别表示为  $\Psi = [f_{t,\min}, f_{t,\max}](f_t \in \Psi)$  和  $\Omega = [\varphi_{t,\min}, \varphi_{t,\max}](\varphi_t \in \Omega)$ ,然后将  $\Psi$  和  $\Omega$  分别离散成 I 和 J 个网格点,得到离散化的归一化多普勒频率—空间角度对( $f_t^{n_1}, \varphi_t^{n_2}$ ), $n_1 \in \mathbb{I} = \{1, \cdots, I\}$ , $n_2 \in \mathbb{J} = \{1, \cdots, J\}$ 。接下来,采用一组  $LMN_R \times 1$  维的滤波器  $w_{n_1, n_2} \in \mathbb{W} = \{w_{n_1, n_2} \mid n_1 \in \mathbb{I}, n_2 \in \mathbb{J}\}$  处理接收信号  $\mathbf{y}$ ,并将每个接收滤波器调谐到目标特定的归一化多普勒频率—空间角度对上( $f_t^{n_1}, \theta_t^{n_2}$ )。因此,对应第  $(n_1, n_2)$  个滤波器分支的输出 SCNR可以表示为:

$$S_{\text{SCNR}_{n_{1},n_{2}}}(\mathbf{s},\mathbf{w}_{n_{1},n_{2}}) = \frac{\sigma_{t}^{2} |\mathbf{w}_{n_{1},n_{2}}^{H} \mathbf{V}(f_{t}^{n_{1}},\varphi_{t}^{n_{2}})\mathbf{s}|^{2}}{\mathbf{w}_{n_{1},n_{2}}^{H} \mathbf{\Phi}_{\text{cn}}(\mathbf{s}) \mathbf{w}_{n_{1},n_{2}}}$$
(8

式中, $\sigma_t^2 = E\{|\alpha_t|^2\}$ , $E(\bullet)$ 表示期望, $(\bullet)^H$ 表示共轭转置, $\Phi_{cn}(s)$ 为杂波协方差矩阵,可由式(9)计算:

$$\boldsymbol{\Phi}_{cn}(\boldsymbol{s}) = \sum_{p=-P}^{P} \sum_{k=1}^{N_c} \sigma_{c,p,k}^2 \boldsymbol{V}_{c,p,k} \boldsymbol{s} \boldsymbol{s}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{V}_{c,p,k}^{\mathrm{H}} + \sigma_n^2 \boldsymbol{I}_{LMN_R}$$
(9)

式中, $\sigma_{c,p,k}^2 = E\{|\alpha_{c,p,k}|^2\}$ 。

假设杂波的先验信息(包括  $\sigma_{c,p,k}$ ,  $f_{c,p,k}$  和  $\varphi_{c,p,k}$ )是已知的,这些信息可以从地形数据库中获取。因此,在目标所有可能的归一化多普勒频率和空间角度上最大化最坏情形下的输出 SCNR 作为联合设计的优化准则,以此来解决目标参数的不确定性。因此,最坏情形下的输出 SCNR 就是机载 MIMO 雷达发射波形和接收滤波器组联合设计的优化目标,即:

$$\overline{S}_{SCNR}\left(\boldsymbol{s},\boldsymbol{w}_{n_{1},n_{2}}\right) \triangleq \min_{n_{1} \in \boldsymbol{I}, n_{2} \in \boldsymbol{J}} S_{SCNR_{n_{1},n_{2}}}\left(\boldsymbol{s},\boldsymbol{w}_{n_{1},n_{2}}\right)$$

在实际雷达系统中,为了防止放大器的过载,需要对波形施加恒模约束,即:|s(n)|=

 $1/\sqrt{N_T L}$ ,n=1,…, $N_T L$ 。同时,为使优化的波形具有良好的模糊函数特性,需要对波形施加相似性约束,即  $\|s-s_0\|_{\infty} \leq \delta$ ,其中, $\|\cdot\|_{\infty}$  表示矩阵的无穷范数, $\delta$  用来控制优化的波形和参考波形  $s_0(\|s_0\|^2=1)$  之间的相似度, $\|\cdot\|$  表示矩阵欧式范数。

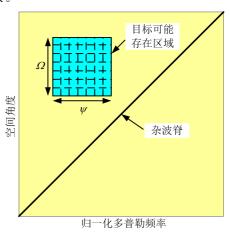


图 2 目标在角度-多普勒平面上可能存在区域的示意图 Fig. 2 Sketch of possible region of target in angle-Doppler plane

考虑波形的恒模和相似性约束,基于最大化最差情形输出 SCNR 的机载 MIMO 雷达发射波形和接收滤波器组的联合设计问题可以表示为:

$$\begin{cases} \max_{\boldsymbol{s}, \boldsymbol{w}_{n_{1}, n_{2}} \in \boldsymbol{W}} \min_{n_{1} \in \boldsymbol{I}, n_{2} \in \boldsymbol{J}} S_{\text{SCNR}_{n_{1}, n_{2}}} (\boldsymbol{s}, \boldsymbol{w}_{n_{1}, n_{2}}) \\ \text{s. t.} \quad |\boldsymbol{s}(n)| = 1/\sqrt{N_{T}L}, n = 1, \cdots, N_{T}L \\ \|\boldsymbol{s} - \boldsymbol{s}_{0}\|_{\infty} \leqslant \delta \end{cases}$$

$$(11)$$

优化问题式(11)是一个非凸极大化极小问题,难以在多项式时间内寻得最优解。

#### 3 基于 FPP-SCA 的收发联合设计

为了求解优化问题式(11),本文提出一种基于 FPP-SCA 的迭代算法,该方法在迭代过程中能够获得单调递增的最差情形输出  $S_{SCNR}$ 。具体地,先固定发射波形 s,通过最大化  $\overline{S}_{SCNR}$  (s, $w_{n_1,n_2}$ )优化接收滤波器组  $w_{n_1,n_2} \in \mathbb{W}$  优化 s。

#### 3.1 接收滤波器组优化

在第i次迭代时,对接收滤波器组 $\mathbf{w}_{n_1,n_2} \in \mathbb{W}$ 的优化可以表示为:

$$\max_{\mathbf{w}_{n_{1},n_{2}} \in \mathbf{W}} \frac{\left| \mathbf{w}_{n_{1},n_{2}}^{\mathbf{H}} \mathbf{V} \left( f_{t}^{n_{1}}, \mathbf{v}_{t}^{n_{2}} \right) \mathbf{s}^{(i-1)} \right|^{2}}{\mathbf{w}_{n_{1},n_{2}}^{\mathbf{H}} \mathbf{\Phi}_{\text{cn}} \left( \mathbf{s}^{(i-1)} \right) \mathbf{w}_{n_{1},n_{2}}}$$
(12)

优化问题式(12)具有  $I \cdot J$  个独立的与 $w_{n_1,n_2}$  对应的目标函数,因此,对式(12)的优化可以转化为对每个  $w_{n_1,n_2}$  的优化,关于  $w_{n_1,n_2}$  的闭式解可以表示为:

$$\mathbf{w}_{n_{1},n_{2}}^{(i)} =$$

$$\frac{\boldsymbol{\Phi}_{\text{cn}}^{-1}(\boldsymbol{s}^{(i-1)}) \boldsymbol{V}(\boldsymbol{f}_{t}^{n_{1}}, \boldsymbol{\varphi}_{t}^{n_{2}}) \boldsymbol{s}^{(i-1)}}{(\boldsymbol{s}^{(i-1)})^{\text{H}} \boldsymbol{V}^{\text{H}}(\boldsymbol{f}_{t}^{n_{1}}, \boldsymbol{\varphi}_{t}^{n_{2}}) \boldsymbol{\Phi}_{\text{cn}}^{-1}(\boldsymbol{s}^{(i-1)}) \boldsymbol{V}(\boldsymbol{f}_{t}^{n_{1}}, \boldsymbol{\varphi}_{t}^{n_{2}}) \boldsymbol{s}^{(i-1)}}$$
(13)

#### 3.2 基于 FPP-SCA 的发射波形优化

固定接收滤波器组 $w_{n_1,n_2}^{(i)} \in \mathbb{W}$ ,关于发射波形s的优化可以表示为:

$$\begin{cases}
\max_{s} \min_{n_{1} \in \mathbf{I}. n_{2} \in \mathbf{J}} \frac{\left| \left( \boldsymbol{w}_{n_{1}, n_{2}}^{(i)} \right)^{\mathbf{H}} \mathbf{V} \left( \boldsymbol{f}_{t}^{n_{1}}, \boldsymbol{\varphi}_{t}^{n_{2}} \right) \mathbf{s} \right|^{2}}{\left( \boldsymbol{w}_{n_{1}, n_{2}}^{(i)} \right) \boldsymbol{\Phi}_{cn} \left( \mathbf{s}^{(i-1)} \right) \boldsymbol{w}_{n_{1}, n_{2}}^{(i)}} \\
\text{s. t. } \left| \boldsymbol{s} \left( n \right) \right| = 1 / \sqrt{N_{T} L}, n = 1, \dots, N_{T} L \\
\left\| \boldsymbol{s} - \boldsymbol{s}_{0} \right\|_{\infty} \leqslant \delta
\end{cases}$$

(14)

将式(13)代入到式(14)的目标函数中,经过整理可以将式(14)转化为:

$$\begin{cases} \max_{\mathbf{s}} \min_{n_{1} \in \mathbf{I}, n_{2} \in \mathbf{J}} \mathbf{s}^{\mathsf{H}} \mathbf{V}^{\mathsf{H}} \left( f_{t}^{n_{1}}, \varphi_{t}^{n_{2}} \right) \boldsymbol{\Phi}_{\mathsf{cn}}^{-1} \left( \mathbf{s}^{(i-1)} \right) \cdot \\ \mathbf{V} \left( f_{t}^{n_{1}}, \varphi_{t}^{n_{2}} \right) \mathbf{s} \\ \text{s. t. } \left\| \mathbf{s} \left( n \right) \right\| = 1 / \sqrt{N_{T} L}, n = 1, \dots, N_{T} L \\ \left\| \mathbf{s} - \mathbf{s}_{0} \right\|_{\infty} \leqslant \delta \end{cases}$$

$$(15)$$

式(15)是一个非凸极大化极小问题,难以在多项式时间内找到最优波形,下面给出一种计算高效的算法来求解该问题。通过引入一个辅助变量 t 作为 SCNR 的门限,可以将极大化极小问题式(15)转化为:

$$\begin{cases} \min_{s,t}(-t) \\ \text{s. t.} \oplus \mathbf{s}^{\mathsf{H}} \mathbf{\mathcal{Q}}^{n_{1},n_{2}}(\mathbf{s}^{(i-1)}) \mathbf{s} \geqslant t, n_{1} \in \mathbb{I}, n_{2} \in \mathbb{J} \\ \oplus \|\mathbf{s}(n)\| = 1/\sqrt{N_{T}L}, n = 1, \dots, N_{T}L \end{cases}$$

(1

式中,
$$Q^{n_1,n_2}$$
( $s^{(i-1)}$ ) $=$  $V^{\mathrm{H}}$ ( $f_t^{n_1}$ , $\varphi_t^{n_2}$ ) $\Phi_{\mathrm{cn}}^{-1}$ ( $s^{(i-1)}$ )・ $V$ ( $f_t^{n_1}$ , $\varphi_t^{n_2}$ )。

式(16)的目标函数是凸的,但约束条件是非凸的,下面采用连续凸近似方法对非凸约束条件进行凸近似处理。

对于式(16)中的约束条件①,由于 $Q^{n_1 \cdot n_2}(s^{(i-1)})$ 为半正定矩阵,则对于式(14)的任意一个可行解

 $\mathbf{s}_f \in \mathbb{C}^{N_T L \times 1}$ ,有下面的不等式成立:

$$(\mathbf{s} - \mathbf{s}_f)^{\mathrm{H}} \mathbf{Q}^{n_1, n_2} (\mathbf{s}^{(i-1)}) (\mathbf{s} - \mathbf{s}_f) \geqslant 0$$
 (17)  
将式(17)左边展开可以得到:

$$s^{H}Q^{n_1,n_2}(s^{(i-1)})s \geqslant$$

$$2\operatorname{Re}(\boldsymbol{s}^{H}\boldsymbol{Q}^{n_{1},n_{2}}(\boldsymbol{s}^{(i-1)})\boldsymbol{s}_{f}) - \boldsymbol{s}_{f}^{H}\boldsymbol{Q}^{n_{1},n_{2}}(\boldsymbol{s}^{(i-1)})\boldsymbol{s}_{f}$$
(18)

将不等式(18)代入到式(16)的约束条件①中 得到:

$$\mathbf{s}_{f}^{\mathsf{H}} \mathbf{Q}^{n_{1}, n_{2}} (\mathbf{s}^{(i-1)}) \mathbf{s}_{f} - 2 \mathsf{Re}(\mathbf{s}^{\mathsf{H}} \mathbf{Q}^{n_{1}, n_{2}} (\mathbf{s}^{(i-1)}) \mathbf{s}_{f}) + t \leqslant 0, n_{1} \in \mathcal{I}, n_{2} \in \mathcal{J}$$
(19)

对于式(16)中的约束条件②,可以表示为

$$|\mathbf{s}(n)|^2 - \frac{1}{N_T L} \leqslant 0 \quad \text{an} \quad \frac{1}{N_T L} - |\mathbf{s}(n)|^2 \leqslant 0 \quad \text{op}$$

集,前者是凸的而后者是非凸约束。下面采用凸函数的一阶条件来近似得到 $|s(n)|^2$ 的下界。

$$|\mathbf{s}(n)|^2 \geqslant |\mathbf{s}_f(n)|^2 +$$

$$\operatorname{Re}\left\{\left(\frac{\partial |\mathbf{s}(n)|^{2}}{\partial \mathbf{s}(n)}|_{\mathbf{s}_{f}(n)}\right)^{*}(\mathbf{s}(n)-\mathbf{s}_{f}(n))\right\} = |\mathbf{s}_{f}(n)|^{2} + \operatorname{Re}\left\{2\mathbf{s}_{f}^{*}(n)(\mathbf{s}(n)-\mathbf{s}_{f}(n))\right\}$$
(20)

则
$$\frac{1}{N_T L} - |\mathbf{s}(n)|^2 \leq 0$$
可以近似为:

$$\frac{1}{N_T L} - |\mathbf{s}(n)|^2 \leqslant \frac{1}{N_T L} - |\mathbf{s}_f(n)|^2 -$$

Re $\{2\mathbf{s}_{f}^{*}(n)\mathbf{s}(n) - 2|\mathbf{s}_{f}(n)|^{2}\} \leqslant 0$  (21) 经过整理得到:

$$\frac{1}{N_T L} - 2\operatorname{Re}\left\{\mathbf{s}_f^*(n)\mathbf{s}(n)\right\} + \left|\mathbf{s}_f(n)\right|^2 \leqslant 0$$
(22)

将式(16)的约束条件③展开,可以表示为 $N_T L$ 个凸二次约束,即:

$$|\mathbf{s}(n) - \mathbf{s}_0(n)|^2 \leqslant \delta^2, n = 1, \dots, N_T L$$
 (23)

因此,将式(16)中的非凸约束条件采用凸近似表示式(19)、(22)和(23)进行替换,可以得到式(16)的凸近似表示为:

$$\begin{cases} \min_{s,t}(-t) \\ \text{s. t. } \mathbf{s}_{f}^{\mathsf{H}} \mathbf{Q}^{n_{1} \cdot n_{2}} (\mathbf{s}^{(i-1)}) \mathbf{s}_{f} - 2 \mathrm{Re}(\mathbf{s}^{\mathsf{H}} \mathbf{Q}^{n_{1} \cdot n_{2}} (\mathbf{s}^{(i-1)}) \cdot \\ \mathbf{s}_{f}) + t \leqslant 0, n_{1} \in \mathbb{I}, n_{2} \in \mathbb{J} \end{cases}$$

$$|\mathbf{s}(n)|^{2} - \frac{1}{N_{T}L} \leqslant 0, \forall n$$

$$\frac{1}{N_{T}L} - 2 \mathrm{Re}\{\mathbf{s}_{f}^{*}(n)\mathbf{s}(n)\} + 2 \leqslant 0, \forall n$$

$$|\mathbf{s}(n) - \mathbf{s}_{0}(n)|^{2} \leqslant \delta^{2}, \forall n$$

(24)

然而,由于 $|s(n)|^2 - \frac{1}{N_T L} \le 0$  和 $\frac{1}{N_T L}$ 

 $2\text{Re}(\mathbf{s}_{f}^{*}(n)\mathbf{s}(n)) + |\mathbf{s}_{f}(n)|^{2} \leq 0$  只有 1 个交集,式(24) 只有单个可行解。受迭代优化算法和可行点追踪算法的启发<sup>[25-27]</sup>,在式(24) 的第 3 个约束增加一个非负辅助变量,同时在目标函数中增加  $\|\mathbf{u}\|_{1}$ ,第 i 次迭代时式(24) 可以转化为:

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{s},t,\mathbf{u}} (-t + \rho \|\mathbf{u}\|_{1} + \kappa \|\mathbf{s} - \mathbf{s}^{(i-1)}\|^{2}) \\ \text{s. t. } (\mathbf{s}^{(i-1)})^{\mathsf{H}} \mathbf{Q}^{n_{1},n_{2}} (\mathbf{s}^{(i-1)}) \mathbf{s}^{(i-1)} - \\ 2 \mathsf{Re}(\mathbf{s}^{\mathsf{H}} \mathbf{Q}^{n_{1},n_{2}} (\mathbf{s}^{(i-1)}) \mathbf{s}^{(i-1)}) + t \leqslant 0, \\ n_{1} \in \mathbb{I}, n_{2} \in \mathbb{J} \\ |\mathbf{s}(n)|^{2} - \frac{1}{N_{T}L} \leqslant 0, \forall n \\ \frac{1}{N_{T}L} - 2 \mathsf{Re}\{(\mathbf{s}^{(i-1)}(n))^{*} \mathbf{s}(n)\} + \\ |\mathbf{s}^{(i-1)}(n)|^{2} - \mathbf{u}(n) \leqslant 0, \forall n \\ |\mathbf{s}(n) - \mathbf{s}_{0}(n)|^{2} \leqslant \delta^{2}, \forall n \\ \mathbf{u}(n) \geqslant 0, \forall n \\ t \geqslant t^{(i-1)} \end{cases}$$

其中, $\rho$  和  $\kappa$  表示正的惩罚参数。假设  $(s^{(i)},t^{(i)})$ 表示第i 次迭代时式(25)的解,通过迭代求解该优化问题能够获得原始问题式(15)(或式(16))的解  $s^{(i)}$ 。需要说明的是:在目标函数中加入范数  $\|s-s^{(i-1)}\|^2$  是为了确保式(25)收敛时能够获得唯一特定的解;在约束条件中加入  $t \ge t^{(i-1)}$  是为了确保算法在迭代过程中获得使 t 递增的解。式(25)属于二次约束二次规划(quadratically constrained quadratic programming,QCQP)问题,可以通过转化为二阶锥规划(second-order cone programming,SOCP)进行求解,并采用凸优化工具包 [28] 获得最优解,计算复杂度为 $O((N_T L)^3)$ 。整个求解发射波形的过程是在FPP-SCA 算法框架内完成的,故称为基于FPP-SCA 的发射波形优化算法。

#### 3.3 基于 FPP-SCA 的迭代算法

表 1 给出了基于 FPP-SCA 的迭代算法求解 联合设计问题式(11)的过程。基于 FPP-SCA 的 迭代算法在每次迭代时求解  $\mathbf{w}_{n_1,n_2} \in \mathbb{W}$  的计算复 杂度为  $O((LMN_R)^3)$ ,采用 FPP-SCA 求解最优 发射波形的计算复杂度为  $O((N_T L)^3)$ 。

基于 FPP-SCA 的迭代算法得到的目标函数

值  $\overline{S}_{SCNR}(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{w}_{n_1, n_2}^{(i)})$  是单调递增且收敛到一个特定的值。

证明 令( $\mathbf{s}^{(i)}$ , $\mathbf{t}^{(i)}$ , $\mathbf{u}^{(i)}$ )表示第i次迭代时式(25)的解,且 $\bar{t}^{(i)} = -t^{(i)} + \rho \|\mathbf{u}^{(i)}\|_1$ 表示改进的代价函数,根据文献[27]中的引理 3.1 可知: (1)  $\{\bar{t}^{(i)}\}_{i=1}^{\infty}$ 序列是非递增的; (2) 序列 $\{\bar{t}^{(i)}\}_{i=1}^{\infty}$ 收敛到有限值 $\bar{t}^{(*)}$ ; (3) 当满足 Slater 条件且 $i \rightarrow \infty$ 时, $\|\mathbf{u}^{(i)}\|_1 \rightarrow 0$ ,基于 FPP-SCA 迭代算法获得关于( $\mathbf{s}^{(i)}$ , $\mathbf{t}^{(i)}$ )的有限点( $\mathbf{s}^*$ , $\mathbf{t}^*$ )是式(16)的卡罗需 - 库恩 塔克条件(Karush-Kuhn-Tucher,KKT)点。因此,基于 FPP-SCA 迭代算法随i的增加, $\|\mathbf{u}^{(i)}\|_1$ 项逐渐趋于0,且 $\bar{t}^{(*)} = -t^{(*)}$ ,进一步,可以得到:

$$\overline{S}_{SCNR}(\mathbf{s}^{(i-1)}, \mathbf{w}_{n_{1}, n_{2}}^{(i-1)}) \leqslant \overline{S}_{SCNR}(\mathbf{s}^{(i-1)}, \mathbf{w}_{n_{1}, n_{2}}^{(i)}) = \\
\min_{n_{1} \in \mathbf{I}, n_{2} \in \mathbf{J}} (\mathbf{S}^{(i-1)})^{H} \mathbf{V}^{H}(f_{t}^{n_{1}}, \boldsymbol{\varphi}_{t}^{n_{2}}) \boldsymbol{\Phi}_{cn}^{-1}(\mathbf{s}^{(i-1)}) \cdot \\
\mathbf{V}(f_{t}^{n_{1}}, \boldsymbol{\varphi}_{t}^{n_{2}}) \mathbf{s}^{(i-1)} \leqslant \\
\min_{n_{1} \in \mathbf{I}, n_{2} \in \mathbf{J}} (\mathbf{S}^{(i)})^{H} \mathbf{V}^{H}(f_{t}^{n_{1}}, \boldsymbol{\varphi}_{t}^{n_{2}}) \boldsymbol{\Phi}_{cn}^{-1}(\mathbf{s}^{(i-1)}) \cdot \\
\mathbf{V}(f_{t}^{n_{1}}, \boldsymbol{\varphi}_{t}^{n_{2}}) \mathbf{s}^{(i)} = \overline{S}_{SCNR}(\mathbf{s}^{(i)}, \mathbf{w}_{n_{1}, n_{2}}^{(i)})$$
(26)

证毕。

(25)

表 1 基于 FPP-SCA 的迭代算法求解式(11) Tab. 1 Solve(11) via FPP-SCA iterative algorithm

基于 FPP-SCA 的迭代算法:

输入:
$$V(f_t^{n_1}, \varphi_t^{n_2})$$
,  $n_1 \in I$ ,  $n_2 \in J$ ,  $\boldsymbol{\Phi}_{cn}$   $(s)$ ,  $\boldsymbol{w}_{n_1, n_2}^{(0)} \in W$ ,  $s^{(0)}$ ,  $\eta$ 

输出:式(11)的最优解( $s^*$ , $w^*_{n_1,n_2} \in W$ )

步骤 1 i=1

步骤 2 利用  $\mathbf{s}^{(i-1)}$  根据式(9) 计算  $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{cn}}(\mathbf{s}^{(i-1)})$ ,根据式 (13) 计算接收滤波器组  $\mathbf{w}_{n_1,n_2}^{(i)} \in \mathbf{W}$ 

步骤 3 利用  $\mathbf{w}_{n_1,n_2}^{(i)} \in \mathbf{W}$  并采用 FPP-SCA 算法求解式 (25) 获得最优波形  $\mathbf{s}^{(i)}$ 

步骤 4 如果  $|\overline{S}_{SCNR}(s^{(i)}, w_{n_1, n_2}^{(i)}) - \overline{S}_{SCNR}(s^{(i-1)}, w_{n_1, n_2}^{(i-1)})| \leq \eta$ ,停止循环,否则,执行步骤 2

输出:
$$\mathbf{s}^* \leftarrow \mathbf{s}^{(i)}$$
 和  $\mathbf{w}_{n_1,n_2}^* \in \mathbb{W} \leftarrow \mathbf{w}_{n_1,n_2}^{(i)} \in \mathbb{W}$ 

## 4 仿真实验和结果分析

#### 4.1 仿真实验场景及参数设置

考虑收发共置的机载 MIMO 雷达,发射阵列和接收阵列为均匀线性阵列,接收回波场景参数

设置为[12-13]:发射阵元个数 $N_T=4$ ,接收阵元个 数  $N_R = 4$ , 阵元间距  $d_T = d_R = \lambda/2$ , 相干处理间 隔内的脉冲数 M=4,脉冲重复频率  $f_r=$  $2\,000\,\mathrm{kHz}$ ,单个脉冲采样数 L=8。载机高度为 8 000 m,飞行速度  $V_p = 140 \text{ m/s}$ 。考虑接收 5 个 距离单元的杂波(P=2),单个距离单元杂波块的 个数  $N_c = 181$ , 杂波功率  $\sigma_{c,p,k}^2 = R_0/R_p$ , p = $-P, \dots, P, k=1, \dots, N_c$ ,其中, $R_0$ 和 $R_p$ 分别表 示待检测单元和第 p 个距离单元到载机的距离。 噪声功率为 0 dB。目标在空时二维平面上的真 实位置为(0.2,-0.2),信噪比为 20 dB。接收滤 波器组参数设置为:目标不确定度集  $\Psi = [0.1,$ [0.3], $\Omega = [-0.3, -0.1]$ ,均匀采样步长为 [0.02]则归一化多普勒频率和归一化空域频率的采样 点个数 I = J = 11,形成 121 组归一化多普勒频 率-空域频率对,需要设置 121 个接收滤波器对接 收信号进行处理。采用正交线性调频波形作为 参考波形<sup>[15,20]</sup>,即:

$$S_{0}(n_{t}, l) = \frac{\exp\{j2\pi n_{t}(l-1)/L\} \cdot \exp\{j\pi(l-1)^{2}/L\}}{\sqrt{N_{T}L}}$$
(27)

式中, $n_t = 1, \dots, N_T$  和  $l = 1, \dots, L$ ,且  $\mathbf{s}_0 = \text{vec}(\mathbf{S}_0)$ 。

FPP-SCA 迭代算法的参数设置如下:惩罚参数  $\rho=1,\kappa=10^{-5}$ ,迭代终止条件为  $\eta=10^{-4}$ 。对比为文献 [22,29-32] 中基于半正定规划(semidefinite programming, SDP) 和随机化方法(randomization),简 称为 SDP-R 方法(算法 1)。 SDP-R 方法的参数设置为:随机试验的个数为 1~000,迭代终止条件为  $10^{-4}$ ;对比文献 [27] 中的内嵌迭代凸增强(nested iterative convex enhancement, NICE)算法(算法 2),由于滤波器个数较多时 NICE 算法难以获得最优波形,因此 NICE 算法接收滤波器组参数设置为: Ψ = [0.17,0.2,0.23], $\Omega=[-0.23,-0.2,-0.17]$ ,迭代终止条件为  $10^{-4}$ 。所有仿真实验是在笔记本(i7-9750U CPU 和 32 GB RAM) Matlab 2016b 上实现的。

## 4.2 结果分析

图 3 给出了不同方法的最差输出 SCNR 随 迭代次数的变化曲线,相似性参数分别为  $\gamma=0.4, \gamma=1$  和  $\gamma=2$ ,其中, $\gamma=\delta\sqrt{N_TL}$ 。从图 3 可

以看出,所有方法的最差输出 SCNR 都随迭代次数的增加而增加。当相似性参数增大时,所有方法的最差输出 SCNR 也增大。当 $\gamma$ =0.4,1和2时,FPP-SCA的最差输出 SCNR 均明显优于SDP-R,例如,当 $\gamma$ =2时,FPP-SCA高于 SDP-R约5.27dB;但是 FPP-SCA的最差输出 SCNR 却略低于NICE方法,例如,当 $\gamma$ =2时,NICE高于FPP-SCA约2.08dB。这是由于 FPP-SCA采用了121个滤波器,高于NICE的9个滤波器,使得FPP-SCA损失了较多的系统自由度,但当目标参数不准确时,FPP-SCA比 NICE的稳健性好,下文会进行仿真验证。

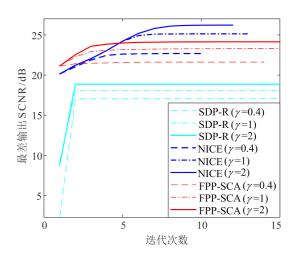


图 3 最差输出 SCNR 随迭代次数的变化 Fig. 3 Worst-case output SCNR versus the iteration number

表 2 给出了 FPP-SCA, NICE 和 SDP-R 单次 迭代运行时间的对比情况(表中时间单位为 s), 其中 $\gamma = 0.4,1$ 和 2。从表 2 可以看出,当  $\gamma =$ 0.4,1 和 2 时,FPP-SCA,NICE 和 SDP-R 单次迭 代的运行时间变化比较小,这说明相似性参数的 变化对算法的运行时间影响不大。固定相似性 参数 γ,FPP-SCA 单次迭代的运行时间显著小于 SDP-R,略小于 NICE 方法。实际上 SDP-R 算法 涉及 2 个 SDP 问题的求解,计算复杂度分别为  $O((LMN_R)^{4.5})$ 和  $O((LN_T)^{4.5})$ ,而且约束条件 越多,SDP-R 算法的运算时间越长,如本文设置 了 121 组接收滤波器,相应地包含滤波器的约束 条件个数为121,计算负载很重,导致单次迭代所 需的运行时间也比较长。而 NICE 算法在求解最 优波形时涉及杂波协方差矩阵的计算,故单次迭 代需要较多的运行时间。

表 2 单次迭代算法运行时间比较 Tab. 2 Algorithm run time of a single iteration

算法	相似性参数		
	$\gamma = 0.4$	$\gamma = 1$	$\gamma = 2$
SDP-R	164.94	143.61	146.27
NICE	3.43	3.44	3.62
FPP-SCA	1.98	1.88	1.91

由于 SDP-R 方法的计算量大,下面仅对 FPP-SCA 和 NICE 的性能进行对比。图 4 给出 了 FPP-SCA 和 NICE 的最差输出 SCNR 随目标 参数不确定性的变化,其中,目标参数不确定性 表示假定的目标参数(包括归一化多普勒频率和 归一化空域频率)和真实目标参数之间差值,且 假定目标的归一化多普勒频率和归一化空域频 率与真实目标相应参数的偏差均从0增加到 0.2,同时相似性参数为 $\gamma=1$ 。稳健性曲线表示 采用 FPP-SCA 迭代算法或 NICE 方法得到的最 差输出 SCNR,该方法对目标参数的不确定性具 有稳健性;非稳健性曲线表示采用 FPP-SCA 迭 代算法或 NICE 方法得到的最差输出 SCNR,但 是只用1个接收滤波器调谐到假定的目标归一化 多普勒频率和归一化空域频率上,故该方法对目 标参数不确定性不具有稳健性。从图 4 可以看 出,当目标参数不确定性比较小时,FPP-SCA非 稳健性方法的最差输出 SCNR 优于 FPP-SCA 稳 健性,原因是 FPP-SCA 稳健性方法的接收滤波 器个数设置较多,牺牲了系统自由度。而当目标 参数不确定性值>0.08 时, FPP-SCA 非稳健性 方法的最差输出 SCNR 显著下降,而 FPP-SCA 稳健性方法的最差输出 SCNR 则下降缓慢。从 而验证了 FPP-SCA 稳健性方法对目标参数的不 确定性具有稳健性。此外,由于 NICE 设置的滤 波器个数较少,从图 4 可以看出,NICE 稳健性和 非稳健性得到的最差输出 SCNR 都随目标不确 定值的增加而下降,说明 NICE 在该条件下对目 标参数存在误差时的稳健性较差。

图 5 给出了 NICE 和 FPP-SCA 的最差输出 SCNR 随目标位置的变化,其中,目标归一化多普勒频率为  $0\sim0.4$ ,目标归一化空域频率为-0.4  $\sim0$ ,目标真实位置为(0.2,-0.2),且  $\gamma=1$ 。从图 5 可以看出,在目标真实位置附近时,FPP-SCA 非稳健性的最差输出 SCNR 优于 FPP-SCA

稳健性,而当目标位置远离真实位置时,FPP-SCA 非稳健性的最差输出 SCNR 明显下降,而 FPP-SCA 稳健性仍保持较高的最差输出 SCNR。此外,当目标偏离真实位置比较小时,NICE 非稳健性和 NICE 稳健性方法的最差输出 SCNR 都比较高,而当目标偏离真实位置比较大时,这 2 种方法的最差输出 SCNR 也显著下降,这是由于NICE 方法滤波器个数比较少,难以保证误差存在时对目标的稳健性检测。仿真分析结论与图 4一致。从图 5 可以看出,当目标位置趋于(0,0)时,NICE和 FPP-SCA 的最差输出 SCNR 均显著下降,这是由于该点为杂波所处的位置,最差输出 SCNR 在杂波脊附近形成了凹陷。

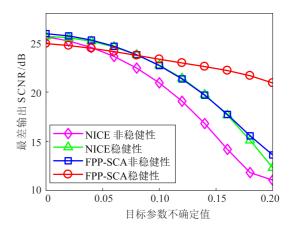


图 4 最差輸出 SCNR 随目标参数不确定性的变化 Fig. 4 Worst-case output SCNR versus the target uncertainty value

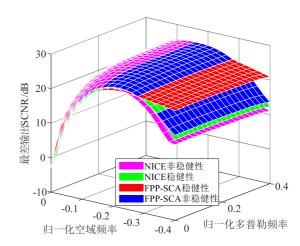


图 5 最差输出 SCNR 随目标位置的变化

Fig. 5 Worst-case output SCNR versus the target position

#### 6 结束语

为了提高机载 MIMO 雷达在目标参数存在 误差时的目标检测性能,本文提出了一种基于 FPP-SCA 迭代的机载 MIMO 雷达收发联合设计方法。通过在目标可能出现的区域设计一组接收滤波器来解决目标参数不确定带来的输出 SC-NR下降问题,设计了一种 FPP-SCA 迭代算法求解波形恒模和相似性约束下极大化极小联合设计问题。仿真结果表明,与传统的基于半正定规划和随机化相比,本文方法避免了采用随机化方法寻找最优波形,能够在较短的运行时间内获得较优的最差输出 SCNR。此外,本文方法在目标参数存在误差时仍能保持较优的检测性能。然而该方法需要设置较多的接收滤波器来实现目标参数不准确时对目标的稳健性检测,未来的研究中拟采用不确定集[33-34]来约束目标空时导向矢量,通过优化不确定集中的最差输出 SCNR来解决目标参数误差存在时的稳健性检测。

# 参考文献

- [1] 温敬朋,杨健,王沙飞.电子战装备技术发展现状与展望[J]. 信息对抗技术,2022,1(1):1-10.
  WEN Jingpeng, YANG Jian, WANG Shafei. Development status and prospect of electronic warfare equipment technology[J]. Information Countermeasure
- [2] 吴汉平. 机载雷达导论[M]. 北京:电子工业出版 社,2005. WU Hanping. Introduction to airborne radar [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005. (in Chinese)

Technology, 2022, 1(1):1-10. (in Chinese)

- [3] 王永良,彭应宁.空时自适应信号处理[M].北京:清华大学出版社,2000.
  WANG Yongliang, PENG Yingning. Space-time adaptive signal processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2000. (in Chinese)
- [4] KLEMM R. Principles of space-time adaptive processing [M]. London: IET, 2006.

[5] 张良,祝欢,杨予昊,等.机载预警雷达技术及信号处理

- 方法综述[J]. 电子与信息学报,2016,38(12):3298-3306.

  ZHANG Liang, ZHU Huan, YANG Yuhao, et al. Overview on airborne early warning radar technology and signal processing methods[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(12):
- [6] 唐波,汤俊,胡元奎.基于 MIMO 阵列的综合射频系统 技术研究[J].信息对抗技术,2022,1(1):62-72. TANG Bo, TANG Jun, HU Yuankui. Multifunction radio frequency systems based on MIMO array[J]. In-

3298-3306. (in Chinese)

- formation Countermeasure Technology, 2022, 1(1): 62-72 (in Chinese)
- [7] LI J, STOICA P. MIMO radar signal processing[M]. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2009.
- [8] STOICA P, LI J. MIMO radar with colocated antennas [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(5): 106-114.
- [9] CHEN C Y, VAIDYANATHAN P P. MIMO radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(2): 623-634.
- [10] GODRICH H, HAIMOVICH A M, BLUM R S. Target localization accuracy gain in MIMO radar based systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 56(6): 2783-2803.
- [11] HAYKIN S. Cognitive radar: a way of the future[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2006, 23 (1): 30-40.
- [12] TANG B, TANG J. Joint design of transmit waveforms and receive filters for MIMO radar space-time adaptive processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(18): 4707-4722.
- [13] TANG B, TUCK J, STOICA P. Polyphase waveform design for MIMO radar space time adaptive processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 68: 2170-2181.
- [14] SETLUR P, RANGASWAMY M. Waveform design for radar STAP in signal dependent interference[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(1): 19-34.
- [15] O'ROURKE S M, SETLUR P, RANGASWAMY M, et al. Relaxed bi-quadratic optimization for joint filter-signal design in signal-dependent STAP [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66 (5): 1300-1315.
- [16] O'ROURKE S M, SETLUR P, RANGASWAMY M, et al. Quadratic semidefinite programming for waveform-constrained joint filter-signal design in STAP [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68:1744-1759.
- [17] SHISN, HEZS, WANGZY. Joint design of transmit waveforms and receive filter for MIMO-STAP airborne radar[J]. Circuits, Systems, and Signal Processing, 2020, 39:1489-1508.
- [18] LI J, LIAO G, HUANG Y, et al. Manifold optimization for joint design of MIMO-STAP radars[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020, 27: 1969-1973.
- [19] LIJ, LIAO G, HUANG Y, et al. Riemannian geometric optimization methods for joint design of trans-

- mit sequence and receive filter on MIMO radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 5602-5616.
- [20] 童日武,张剑云,周青松. 峰均比约束下机载 MIMO 雷达频谱共存波形设计[J]. 空军工程大学学报(自然科学版),2020,21(1):44-51.
  TONG Riwu, ZHANG Jianyun, ZHOU Qingsong.
  Airborne MIMO radar waveform design for spectral coexistence with PAR constraint [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2020, 21(1): 44-51. (in Chinese)
- [21] WANG Y X, LI W, SUN Q L, et al. Robust joint design of transmit waveform and receive filter for MIMO radar space-time adaptive processing with signal-dependent interferences[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2017, 11(8): 1321-1332.
- [22] ZHOU Q A, LI Z H, SHI J P, et al. Robust cognitive transmit waveform and receive filter for airborne MIMO radar in signal-dependent clutter environment [J]. Digital Signal Processing, 2020, 101; 102709.
- [23] 童日武,张剑云,周青松. 机载 MIMO 雷达发射波形和接收滤波器组联合稳健设计方法[J]. 探测与控制学报,2020,42(3):35-43.

  TONG Riwu, ZHANG Jianyun, ZHOU Qingsong.
  Joint robust design method of transmit waveform and receive filter bank for airborne MIMO radar[J]. Journal of Detection & Control, 2020, 42(3): 35-43. (in Chinese)
- [24] LIZH, TANG B, SHIJP, et al. Maximin joint design of transmit waveform and receive filter bank for MIMO-STAP radar under target uncertainties [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2022, 29: 179-183.
- [25] MEHANNA O, HUANG K, GOPALAKRISHNAN B, et al. Feasible point pursuit and successive approximation of non-convex QCQPs[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(7): 804-808.

- [26] IMANI S, GHORASHI S A. Sequential quasi-convex-based algorithm for waveform design in colocated multiple-input multiple-output radars[J]. IET Signal Processing, 2016, 10(3): 309-317.
- [27] YU X X, ALHUJAILI K, CUI G L, et al. MIMO radar waveform design in the presence of multiple targets and practical constraints[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 1974-1989.
- [28] GRANT M, BOYD S. Cvx package[EB/OL]. (2012-08-15)[2022-03-08]. http://www.cvxr.com/cvx.r.
- [29] KARBASI S M, AUBRY A, DE M A, et al. Robust transmit code and receive filter design for extended targets in clutter [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(8): 1965-1976.
- [30] DE MA, DE NS, HUANGY, et al. Design of phase codes for radar performance optimization with a similarity constraint[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(2): 610-621.
- [31] AUBRY A, DE MA, PIEZZO M, et al. Cognitive design of the receive filter and transmitted phase code in reverberating environment [J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2012, 6(9): 822-833.
- [32] CUI G L, LI H B, RANGASWAMY M. MIMO radar waveform design with constant modulus and similarity constraints [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(2): 343-353.
- [33] CUI G L, FU Y, YU X X, et al. Robust transmitter-receiver design in the presence of signal-dependent clutter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2018, 54(4): 1871-1882.
- [34] BEN-TAL A, GHAOUI L E, NEMIROVSKI A. Robust optimization[M]. Princeton: Princeton University Press, 2009.

责任编辑 安 蓓