

FDA-MIMO雷达和MIMO通信频谱共存系统收发联合设计方法

徐启航^① 兰 岚^{*①} 廖桂生^① 王可为^② 郑通兴^②

^①(西安电子科技大学雷达信号处理国家级重点实验室 西安 710071)

^②(西安交通大学电子与信息学部信息与通信工程学院 西安 710049)

摘要: 雷达与通信在一个平台占用相同频谱时会产生相互干扰,此外雷达目标探测过程中面临主瓣方向的欺骗式干扰威胁。为解决上述问题,该文设计了一种频率分集阵多输入多输出(FDA-MIMO)雷达和MIMO通信频谱共存系统,提出了一种雷达为中心的系统收发参数联合设计方法。该方法通过联合优化雷达发射波形、雷达接收滤波器和通信发射码本,最大化雷达系统的输出信干噪比(SINR),从而提高对目标的检测概率,同时保证MIMO通信速率。在优化过程中,采用交替优化(AO)策略,将优化问题分解为多个子问题并迭代求解。其中,接收滤波器的优化通过拉格朗日乘子法求解,通信发射码本优化采用不等式定理得到最优近似解,而雷达发射波形优化通过泰勒展开和松弛算法进行凸近似。仿真结果表明,该联合设计方法能够在保证通信速率的同时有效提高雷达系统的SINR,显著提升FDA-MIMO雷达和MIMO通信频谱共存系统在主瓣欺骗式干扰下的性能。

关键词: 雷达通信频谱共存; 频率分集阵多输入多输出; 收发联合设计; 交替优化; 主瓣欺骗式干扰抑制

中图分类号: TN957

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2025)04-0915-13

DOI: 10.12000/JR25014

CSTR: 32380.14.JR25014

引用格式: 徐启航, 兰岚, 廖桂生, 等. FDA-MIMO雷达和MIMO通信频谱共存系统收发联合设计方法[J]. 雷达学报(中英文), 2025, 14(4): 915–927. doi: 10.12000/JR25014.

Reference format: XU Qihang, LAN Lan, LIAO Guisheng, *et al.* Transceiver design for an FDA-MIMO radar and MIMO communication spectral coexistence system[J]. *Journal of Radars*, 2025, 14(4): 915–927. doi: 10.12000/JR25014.

Transceiver Design for an FDA-MIMO Radar and MIMO Communication Spectral Coexistence System

XU Qihang^① LAN Lan^{*①} LIAO Guisheng^① WANG Kewei^②
ZHENG Tongxing^②

^①(National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(School of Information and Communications Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: When radar and communication systems share the same frequency spectrum on the same platform, mutual interference may occur. In addition, mainlobe deceptive interferences pose a serious threat to radar target detection. To address these issues, we devise a Frequency Diverse Array Multiple-Input Multiple-Output (FDA-MIMO) radar and MIMO communication spectral coexistence system and propose a radar-centric joint transceiver design scheme. In this respect, the radar transmission waveform, radar receive filter, and

收稿日期: 2025-01-15; 改回日期: 2025-06-13; 网络出版: 2025-07-04

*通信作者: 兰岚 lanlan@xidian.edu.cn

*Corresponding Author: LAN Lan, lanlan@xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62471348, 62431021), 中央高校基本科研业务费(QTZX23068), 陕西省科技新星(2024ZC-KJXX-009), 多域数据协同处理与控制全国重点实验室开放基金(MDPC20200403), 中国航空科学基金(ASFC-2022Z021070001)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62471348, 62431021), the Fundamental Research Funds for the Central Universities (QTZX23068), the Young Science and Technology Star of Shaanxi Province (2024ZC-KJXX-009), the Open Research Fund of National Key Laboratory of Multi-domain Data Collaborative Processing and Control (MDPC20200403), the Aeronautical Science Foundation of China (ASFC-2022Z021070001)

责任编辑: 李焱磊 Corresponding Editor: LI Yanlei

©The Author(s) 2025. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License

(<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

communication transmission codebook are optimized to maximize the Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR) of the radar system, thereby enhancing the target detection probability while ensuring MIMO communication throughput. During the optimization process, the Alternating Optimization (AO) strategy is employed to decompose the problem into multiple subproblems, which are solved in an iterative way. Specifically, the radar receive filter is obtained using the Lagrange multiplier method. In addition, the communication transmission codebook is approximated using an inequality theorem, and the radar transmission waveform is optimized using Taylor expansion and relaxation algorithms. Simulation results reveal that this joint design method can effectively improve the SINR of the radar system while ensuring communication throughput, thereby considerably enhancing the performance of the FDA-MIMO radar and MIMO communication spectral coexistence system under mainlobe jamming conditions.

Key words: Radar-communication spectral coexistence; Frequency Diverse Array Multiple-Input Multiple-Output (FDA-MIMO); Transceiver design; Alternating Optimization (AO); Mainlobe deceptive jammer suppression

1 引言

6G作为更先进的下一代移动通信技术, 具有集通信、感知、计算能力为一身的优点, 能够提供更高的数据传输速率、更低的传输延迟以及更广泛的连接能力^[1]。然而, 无线通信技术飞速发展导致频谱资源紧张的问题日益凸显。雷达作为一种全天时、全天候的感知传感器, 在频谱资源受限情况下, 其与无线通信系统会对频谱资源相互争夺^[2]。目前, 10 GHz之内的频段中, L波段、S波段和C波段长期被大量雷达系统占用, 然而这些频谱资源在未来将会容纳更多的通信设备。例如S波段(2~4 GHz)除了用于高功率的机载预警雷达, 也被广泛用于802.11b/g/n/ax/y WLAN网络等通信系统中^[3]。此外, 应用广泛的车载雷达需要与通信共享更高频段的毫米波频段资源。为了实现对频谱资源的高效利用, 研究雷达和通信的频谱共享技术至关重要^[4]。

不同于传统仅包含雷达或通信单一系统的场景, 在雷达通信频谱共享系统中, 雷达和通信系统在同一频段下共用软/硬件平台从而实现资源共享^[5,6], 此时, 为了同时满足雷达探测与通信信号传输需求, 需要对雷达和通信性能指标的相互制约关系进行研究^[7]。实际上, 从理论模型和系统构型来看, 雷达和通信在信号、处理和应用等方面存在许多固有的、不可调和的矛盾^[8]。其中最为突出的是, 当雷达与通信分系统共用同一频谱时的频谱共存问题^[3], 此时系统内部会产生相互干扰, 必须设计有效的方法来应对这一问题。除此之外, 雷达目标探测过程中还面临各类电磁干扰(包括压制式干扰、欺骗式干扰)的威胁, 其中欺骗式干扰通过截获雷达发射的波形, 经过调制延时后转发形成若干与真实目标高度逼真的虚假目标, 导致雷达错误跟踪虚假目标, 对真实目标探测性能急剧下降。因此, 如何在复杂电磁环境下实现雷达通信频谱共存至关重要。传统的单输入单输出(Single-Input

Single-Output, SISO)雷达/通信缺乏系统自由度对抗干扰, 难以有效利用平台资源。

多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术的概念最早在20世纪90年代提出^[8], 随着无线通信系统的发展得到了广泛的研究和应用, 如今在5G和6G通信技术的商用推广下, MIMO技术已成为无线通信领域的主流技术之一^[9]。MIMO技术具有空间分集与多路复用优势, 为一体化系统提供了更多自由度。在雷达领域, 相比于传统相控阵雷达, MIMO雷达借助虚拟孔径有效扩展了系统自由度, 提升了目标探测、参数估计、抗干扰等能力^[10]。如今, 已有大量学者针对MIMO雷达与MIMO通信的频谱共存问题开展研究^[11-13]。Yu等人^[14]通过约束雷达信号频谱在通信频带处形成凹口实现雷达通信频谱共存, 然而当雷达与通信系统频谱重合时该方法则无法实现共存。Sodagari等人^[15]提出利用预编码技术来实现雷达与通信两者之间的共存。在此基础上, Liu等人^[16]对其进行扩展, 这种方法将期望的信号投影到其干扰信道的零空间上以保证其接收性能, 若待探测目标的方向恰与干扰信道的零空间对齐, 则目标被滤除而将无法被雷达探测。针对该问题, 2016年Li等人^[17]利用优化方法协同设计MIMO通信系统与矩阵补全(Matrix Completion, MC) MIMO雷达, 通过设计通信发射协方差矩阵实现系统的频谱共存, 大量学者^[18-22]对此模型进行扩展并完善了干扰、杂波背景下的雷达-通信系统频谱共存的协同设计。此外, Shi等人^[23]以雷达互信息为准则针对基站采用混合波束形成结构的多用户MIMO通信系统与MIMO雷达进行协同设计研究。Hong等人^[24]则通过遍历干扰对齐构造MIMO雷达发射信号的预编码矩阵, 利用其空间自由度消除干扰。然而, 现有MIMO雷达仅能对来自旁瓣的干扰进行波束形成置零, 当干扰位于雷达主瓣内, 此时采用经典自适应波束形成的方法会将目标也抑

制掉,从而导致方向图畸变,严重影响其在复杂主瓣干扰场景下的目标探测性能,因此亟需研究新体制阵列抗主瓣干扰方法。

频率分集阵(Frequency Diverse Array, FDA)在传统相控阵的基础上在发射阵元之间引入了频率步进量,能够得到距离-角度-时间三维依赖的发射方向图^[25],通过结合MIMO技术,在发射端引入正交波形,并在接收端进行综合匹配处理后能够得到额外的距离维自由度,在雷达目标探测与感知应用中受到了广泛关注^[26]。通过利用收发联合波束形成技术,FDA-MIMO雷达可以在收发二维空域对主瓣欺骗式干扰进行置零^[27-30]。此外,也有学者将FDA用于雷达通信频谱共享技术中^[31-34]。其中,Jian等人^[31]通过在FDA发射波形嵌入通信信息,在接收端采用双通道处理分别实现通信信息解码和雷达信号处理功能。Ji等人^[32]提出了一种二次通信功能的信息嵌入方案,具体将通信信息嵌入到FDA-MIMO雷达的频率增量中。针对雷达通信中互干扰问题,Nusenu等人^[33]利用雷达信号激励的巴特勒矩阵并联,同时将通信信号与雷达信号一起注入系统,在FDA雷达主波束的零点方向对通信信号进行投影。此外,Gong等人^[34]对低截获FDA雷达频谱共存问题进行了研究。然而,上述基于FDA的雷达通信频谱共享技术的研究尚未深入挖掘FDA-MIMO的距离维自由度对于主瓣方向干扰的抑制能力。此外,由于FDA-MIMO系统包括发射端参数与接收滤波器,因此需要研究系统收发联合设计方法以提升雷达通信频谱共享系统的整体性能。

基于上述分析,针对主瓣欺骗式干扰条件下的FDA-MIMO雷达和MIMO通信频谱共存系统,本文研究了以雷达为中心的系统收发参数联合设计方法。通过对雷达发射波形、雷达接收滤波器、通信发射码本进行联合优化,在雷达发射波形能量、相似性约束,通信发射码本能量约束下,使得雷达系统输出信干噪比(Signal-to-Noise Ratio, SINR)最大化,从而提高对真实目标的检测概率,同时保证满足相应的通信速率。针对上述多变量优化问题,通过划分为针对各自优化变量的子问题,采用交替优化(Alternating Optimization, AO)的思想对各子问题进行迭代求解。其中,对于接收滤波器的优化问题,通过拉格朗日乘子法得到滤波器的闭式解;对于通信发射码本优化子问题,采用一种不等式定理对其放缩得到高效的最优近似解算法;对于雷达发射波形子问题,采用Charnes-cooper变换、泰勒展开、松弛算法对其进行凸近似,得到最优近似解。仿真结果表明,该算法通过对FDA-MIMO雷达和MIMO通信频谱共存系统收发参数进行联合设计,在满足通信速率的同时有效提升了雷达输出SINR,提升了雷达通信频谱共存系统在主瓣欺骗式干扰背景下的整体性能。

2 FDA-MIMO雷达和MIMO通信频谱共存系统模型

如图1所示,一个收发共置的FDA-MIMO雷达与一个MIMO通信系统采用分离式部署方式构成FDA-MIMO雷达和MIMO通信一体化系统^[35],值

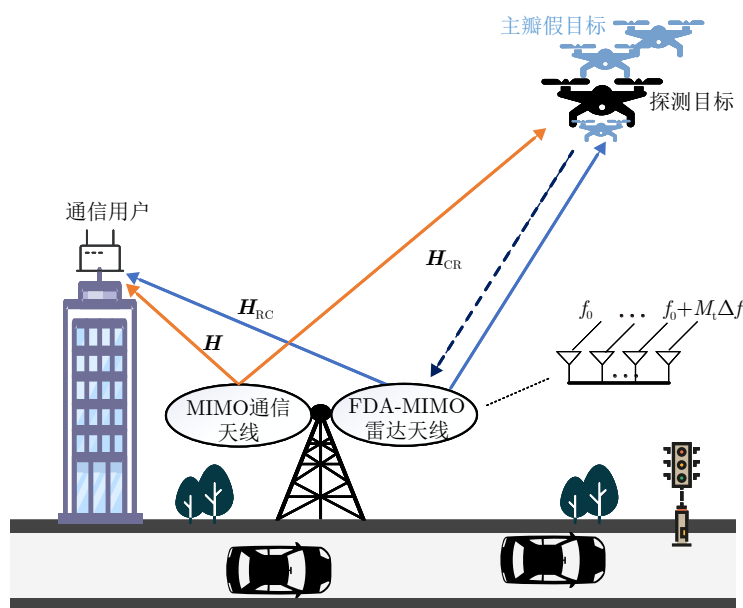


图1 FDA-MIMO雷达和MIMO通信频谱共存系统模型

Fig. 1 FDA-MIMO radar and MIMO communication spectral coexistence system model

得注意的是,分离式部署方式下,整个天线被分为两组子阵列,其通信信号与雷达信号相互独立,严格意义上未实现系统层面的一体化,本质上仍为频谱共存系统。该场景中,假设空间远场距离-角度 (r_0, θ_0) 处存在无人机点目标,同时在空中存在通信用户,雷达通信一体化系统需要在探测对方无人机的同时,在下行链路对一多天线用户传输信息。此外,假设对方干扰机采用远距离支援式干扰方式产生 Q 个与其在同方位的高逼真假目标,其中第 q 个 $(q = 1, 2, \dots, Q)$ 假目标位于 (r_q, θ_q) 处。此外,考虑雷达与通信在同一频段工作,并在各自任务中产生相互干扰。

下面分别给出FDA-MIMO雷达、MIMO通信分系统的信号模型,并对该场景下的频谱共享问题进行建模。

2.1 FDA-MIMO雷达模型

考虑在一维等距线阵(Uniform Linear Array, ULA)中由 M_t 个发射天线、 M_r 个接收天线组成的共置FDA-MIMO雷达。其中,在发射通道间引入频率步进量,则第 m 个 $(m = 1, 2, \dots, M_t)$ 阵元发射信号的载频可以表示为

$$f_m = f_0 + (m - 1) \Delta f \quad (1)$$

其中, f_0 为参考阵元(第1个阵元)频率, Δf 为频率步进量,其值远小于参考频率和发射信号带宽。

假设每个脉冲包含 L 码元,则雷达系统收到的远场目标回波信号可以表示为

$$\mathbf{Y} = \alpha_0 \mathbf{b}(\theta_0) \mathbf{a}^T(r_0, \theta_0) \mathbf{S} + \mathbf{Y}_j + \mathbf{Y}_c + \mathbf{N}_r \quad (2)$$

其中, $(\cdot)^T$ 代表转置运算, α_0 为目标回波对应的散射系数, $\mathbf{N}_r \in \mathbb{C}^{M_r \times L}$ 代表雷达接收端的加性高斯白噪声, $\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_L] \in \mathbb{C}^{M_t \times L}$ 为雷达的探测波形矩阵, $\mathbb{C}$ 表示复数域, $\mathbf{a}(r, \theta) \in \mathbb{C}^{M_t}$ 和 $\mathbf{b}(\theta) \in \mathbb{C}^{M_r}$ 分别代表FDA-MIMO雷达的发射和接收导向矢量,分别写作^[25]:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(r, \theta) &= \mathbf{a}_r(r) \odot \mathbf{a}_\theta(\theta) \\ &= \left[1, e^{-j4\pi \frac{\Delta f}{c} r}, \dots, e^{-j4\pi \frac{\Delta f}{c} (M_t-1)r} \right]^T \\ &\quad \odot \left[1, e^{j2\pi \frac{d_t}{\lambda_0} \sin \theta}, \dots, e^{j2\pi \frac{d_t}{\lambda_0} (M_t-1) \sin \theta} \right]^T \end{aligned} \quad (3)$$

$$\mathbf{b}(\theta) = \left[1, e^{j2\pi \frac{d_r}{\lambda_0} \sin \theta}, \dots, e^{j2\pi \frac{d_r}{\lambda_0} (M_r-1) \sin \theta} \right]^T \quad (4)$$

其中, $\odot$ 表示哈达玛(Hadamard)积运算, $\lambda_0 = c/f_0$ 表示波长, c 代表光速, $\mathbf{a}_r(r) \in \mathbb{C}^{M_t}$ 和 $\mathbf{a}_\theta(\theta) \in \mathbb{C}^{M_t}$ 分别表示距离导向矢量和角度导向矢量, d_t 和 d_r 分别表示发射和接收阵元间距。

式(2)中的 $\mathbf{Y}_j$ 表示欺骗式干扰,即

$$\mathbf{Y}_j = \sum_{q=1}^Q \alpha_q \mathbf{b}(\theta_q) \mathbf{a}^T(r_q, \theta_q) \mathbf{S} \quad (5)$$

其中, α_q 为第 q 个欺骗式干扰回波对应的散射系数。

式(2)中的 $\mathbf{Y}_c$ 表示通信对雷达的干扰信号,其干扰信道 $\mathbf{H}_{CR} \in \mathbb{C}^{M_r \times N_t}$ 参考几何信道模型,即考虑通信发射与雷达接收间存在 P 条物理传播路径^[36],表示为

$$\mathbf{Y}_c = \mathbf{H}_{CR} \mathbf{X} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{H}_{CR} = \sum_{p=1}^P \beta_p \mathbf{b}(\theta_p) \mathbf{v}_t^T(\theta_p)$, $\mathbf{v}_t(\theta) = \left[1, e^{j\frac{2\pi d_c \sin \theta}{\lambda_0}}, \dots, e^{j\frac{2\pi (N_t-1) d_c \sin \theta}{\lambda_0}} \right]^T \in \mathbb{C}^{N_t}$ 为通信天线的发射导向矢量, β_p 为第 p 个传播路径的衰减系数, d_c 为通信阵列的阵元间距, $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_t}]^T \in \mathbb{C}^{N_t \times L}$ 为通信发射波形矩阵。考虑共存模式下雷达和通信系统采样时间保持一致,即发射波形码长相同。

接下来,对 $\mathbf{Y}$ 进行矢量化处理后得到:

$$\mathbf{y} = \alpha_0 \mathbf{A}(r_0, \theta_0) \mathbf{s} + \sum_{q=1}^Q \beta_q \mathbf{A}(r_q, \theta_q) \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{H}}_{CR} \mathbf{x} + \mathbf{n}_r \quad (7)$$

其中, $\mathbf{s} = \text{vec}(\mathbf{S}) \in \mathbb{C}^{M_t L}$, $\mathbf{x} = \text{vec}(\mathbf{X}) \in \mathbb{C}^{N_t L}$, $\mathbf{A}(r, \theta) = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{b}(\theta) \mathbf{a}^T(r, \theta) \in \mathbb{C}^{M_r L \times M_t L}$, $\tilde{\mathbf{H}}_{CR} = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{H}_{CR} \in \mathbb{C}^{M_r L \times N_t L}$, $\mathbf{n}_r = \text{vec}(\mathbf{N}_r) \in \mathbb{C}^{M_r L}$, $\text{vec}(\cdot)$ 表示矩阵向量化操作, $\mathbf{I}$ 表示单位矩阵, $\otimes$ 表示克罗内克(Kronecker)积运算。

接收信号 $\mathbf{y}$ 通过空时滤波进行抗干扰处理后的输出为

$$\begin{aligned} \mathbf{w}^H \mathbf{y} &= \alpha_0 \mathbf{w}^H \mathbf{A}(r_0, \theta_0) \mathbf{s} + \sum_{q=1}^Q \beta_q \mathbf{w}^H \mathbf{A}(r_q, \theta_q) \mathbf{s} \\ &\quad + \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{H}}_{CR} \mathbf{x} + \mathbf{w}^H \mathbf{n}_r \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $(\cdot)^H$ 代表共轭转置运算, $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M_r L}$ 表示空时接收滤波器。

2.2 MIMO通信模型

MIMO通信系统天线与雷达天线分离式部署在基站上,其采用 N_t 个发射单元,且通信用户终端由 N_r 个接收单元组成。假设通信系统的下行链路工作于窄带平坦衰落信道环境中,且只考虑雷达端对其的干扰(电子对抗干扰对通信的设备的影响忽略不计),则接收信号表示为

$$\mathbf{Y}_B = \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{H}_{RC} \mathbf{S} + \mathbf{N}_c \quad (9)$$

其中, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 为通信系统发射端与接收端之间的信道矩阵。 $\mathbf{H}_{RC} \in \mathbb{C}^{N_r \times M_t}$ 表示雷达到通信用

户的干扰信道, 同样采用几何信道模型建模, 具体可表示为

$$\mathbf{H}_{\text{RC}} = \sum_{p_2=1}^{P_2} \beta_{p_2} \mathbf{v}_r(\theta_{p_2}) \mathbf{a}^T(r_{p_2}, \theta_{p_2}) \quad (10)$$

其中, $\mathbf{v}_r(\theta) = \left[1, e^{j\frac{2\pi d_c \sin \theta}{\lambda_0}}, \dots, e^{j\frac{2\pi(N_r-1)d_c \sin \theta}{\lambda_0}} \right]^T \in \mathbb{C}^{N_r}$ 为通信接收导向矢量, β_{p_2} 为第 p_2 个传播路径的衰减系数, d_c 为通信接收阵列的阵元间距。 $\mathbf{N}_c$ 代表通信接收端的高斯白噪声。

接下来, 对通信系统接收信号 $\mathbf{Y}_B$ 进行矢量化处理后可表示为

$$\mathbf{y}_B = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{x} + \hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}}\mathbf{s} + \mathbf{n}_c \quad (11)$$

其中, $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r L \times N_t L}$, $\hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}} = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{H}_{\text{RC}} \in \mathbb{C}^{N_r L \times M_t L}$, $\mathbf{n}_c = \text{vec}(\mathbf{N}_c) \in \mathbb{C}^{N_r L}$ 。

通常用信道容量衡量通信系统性能, 上述建模使用空间信道的次数为 $N_t N_r L$ 次, 将该问题MIMO通信传输速率的下界指标建模为^[37]

$$\text{MI}(\mathbf{R}_x, \mathbf{s}) = \frac{1}{N_t N_r L} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r L} + \mathbf{R}_n^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{R}_x \tilde{\mathbf{H}}^H \right) \quad (12)$$

其中, $\det(\cdot)$ 表示矩阵的行列式运算, $\mathbf{R}_n \in \mathbb{C}^{N_r L \times N_r L}$ 为通信系统中干扰加噪声协方差矩阵, $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 表示数学期望, $\mathbf{R}_x \in \mathbb{C}^{N_t L \times N_t L}$ 为通信发射协方差矩阵, 可表示为

$$\mathbf{R}_x = \mathbb{E} \{ \mathbf{x} \mathbf{x}^H \} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_n &= \mathbb{E} \left\{ (\hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}} \mathbf{s} + \mathbf{n}_c)(\hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}} \mathbf{s} + \mathbf{n}_c)^H \right\} \\ &= \hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}} \mathbf{s} \mathbf{s}^H \hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}}^H + \sigma_c^2 \mathbf{I}_{N_r L} \end{aligned} \quad (14)$$

2.3 问题建模

当雷达与通信系统共用一个平台时不可避免产生相互干扰, 为了实现雷达和无线系统之间的频谱共存, 需要对雷达与通信二者之间的发射波形和能量进行约束, 并利用通信的信道容量和雷达输出 SINR 作为各自系统性能指标。

因此, 为了在保证通信系统的传输要求前提下提高主瓣干扰环境下的雷达目标检测能力, 可通过设计雷达系统发射波形、接收滤波器、通信系统发射码本, 构建以雷达系统输出 SINR 最大为准则的联合优化问题。此时, 雷达输出的 SINR 可表示为

$$\begin{aligned} \text{SINR}(\mathbf{s}, \mathbf{w}, \mathbf{R}_x) \\ = \frac{\sigma_0^2 |\mathbf{w}^H \mathbf{A}(r_0, \theta_0) \mathbf{s}|^2}{\mathbf{w}^H (\boldsymbol{\Sigma}_j(\mathbf{s}) + \boldsymbol{\Sigma}_c(\mathbf{R}_x)) \mathbf{w} + \sigma_n^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}} \end{aligned} \quad (15)$$

其中, 假定 α_0 和 α_q 为零均值相互独立的随机变量,

其方差分别为 $\sigma_0^2 = \mathbb{E}\{|\alpha_0|^2\}$ 和 $\sigma_q^2 = \mathbb{E}\{|\alpha_q|^2\}$, σ_n^2 表示噪声方差, 此外

$$\boldsymbol{\Sigma}_j(\mathbf{s}) = \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 \mathbf{A}(r_q, \theta_q) \mathbf{s} \mathbf{s}^H \mathbf{A}^H(r_q, \theta_q) \quad (16)$$

$$\boldsymbol{\Sigma}_c(\mathbf{R}_x) = \tilde{\mathbf{H}}_{\text{CR}} \mathbf{R}_x \tilde{\mathbf{H}}_{\text{CR}}^H \quad (17)$$

下面对各优化变量的取值范围进行讨论。

(1) 针对雷达波形 $\mathbf{s}$, 首先考虑引入相似性约束, 使得发射波形获得期望的信号属性, 如高多普勒容忍^[38]、低积分旁瓣电平^[39]等特性, 具体可以表示为

$$\|\mathbf{s} - \mathbf{s}_0\|^2 \leq \xi \quad (18)$$

其中, ξ 为相似性参数, $\mathbf{s}_0$ 为预设的参考波形, 满足 $\|\mathbf{s}_0\|^2 = 1$ 。

此外, 考虑对雷达发射信号施加能量约束:

$$\|\mathbf{s}\|^2 = 1 \quad (19)$$

(2) 针对通信系统, 考虑对发射信号进行能量约束:

$$\mathbb{E} \{ \text{tr}(\mathbf{x} \mathbf{x}^H) \} = \text{tr}(\mathbf{R}_x) \leq E_t \quad (20)$$

其中, $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹。

此外, 信道通信速率应满足约束条件如下:

$$\begin{aligned} \text{MI}(\mathbf{R}_x, \mathbf{s}) &= \frac{1}{N_t N_r L} \\ &\cdot \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r L} + \mathbf{R}_n^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{R}_x \tilde{\mathbf{H}}^H \right) \geq C_t \end{aligned} \quad (21)$$

其中, C_t 为通信速率的最小要求。

综上所述, 雷达通信频谱共存系统收发联合优化设计问题可表示为

$$\mathcal{P}_1 \begin{cases} \max_{\mathbf{s}, \mathbf{w}, \mathbf{R}_x} \text{SINR}(\mathbf{s}, \mathbf{w}, \mathbf{R}_x) \\ \text{s.t.} \quad \text{MI}(\mathbf{R}_x, \mathbf{s}) \geq C_t \\ \text{tr}(\mathbf{R}_x) \leq E_t \\ \|\mathbf{s} - \mathbf{s}_0\|^2 \leq \xi \\ \|\mathbf{s}\|^2 = 1 \end{cases} \quad (22)$$

显然, 优化问题 $\mathcal{P}_1$ 为多参数非凸优化问题, 且为 NP-hard 问题, 因此需要研究对各变量的近似优化求解方法。

3 收发参数联合优化方法

针对非凸优化问题 $\mathcal{P}_1$, 本文中采用 AO 算法对各变量的优化子问题进行迭代求解。假设在第 $(n-1)$ 次迭代过程中, 分别得到优化后的接收滤波器 $\mathbf{w}^{(n-1)}$ 、通信码本 $\mathbf{R}_x^{(n-1)}$ 、雷达波形 $\mathbf{s}^{(n-1)}$, 则第 n 次迭代中关于 $\mathbf{w}^{(n)}$, $\mathbf{R}_x^{(n)}$, $\mathbf{s}^{(n)}$ 的 3 个优化子问题可分别构建与求解如下。

3.1 更新接收滤波器 $\mathbf{w}^{(n)}$

首先, 固定通信码本与雷达波形, 关于接收滤波器 $\mathbf{w}^{(n)}$ 的优化子问题可表示为

$$\mathcal{P}_{\mathbf{w}^{(n)}} \left\{ \max_{\mathbf{w}} \frac{\sigma_0^2 |\mathbf{w}^H \mathbf{A}(r_0, \theta_0) \mathbf{s}^{(n-1)}|^2}{\mathbf{w}^H (\boldsymbol{\Sigma}_j(\mathbf{s}^{(n-1)}) + \boldsymbol{\Sigma}_c(\mathbf{R}_x^{(n-1)})) \mathbf{w} + \sigma_n^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}} \right. \quad (23)$$

式(23)为一个经典的最小方差无失真响应(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)问题^[40], 可写为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} & \mathbf{w}^H (\boldsymbol{\Sigma}_j(\mathbf{s}^{(n-1)}) + \boldsymbol{\Sigma}_c(\mathbf{R}_x^{(n-1)}) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M_r L}) \mathbf{w} \\ \text{s.t.} & \mathbf{w}^H \mathbf{A}(r_0, \theta_0) \mathbf{s}^{(n-1)} = 1 \end{aligned} \quad (24)$$

由MVDR准则求得的最优解为

$$\mathbf{w}^{(n)} = \frac{(\boldsymbol{\Sigma}_j(\mathbf{s}^{(n-1)}) + \boldsymbol{\Sigma}_c(\mathbf{R}_x^{(n-1)}) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M_r L})^{-1} \mathbf{A}(r_0, \theta_0) \mathbf{s}^{(n-1)}}{\mathbf{s}^{(n-1)H} \mathbf{A}^H(r_0, \theta_0) (\boldsymbol{\Sigma}_j(\mathbf{s}^{(n-1)}) + \boldsymbol{\Sigma}_c(\mathbf{R}_x^{(n-1)}) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M_r L})^{-1} \mathbf{A}(r_0, \theta_0) \mathbf{s}^{(n-1)}} \quad (25)$$

3.2 更新通信码本 $\mathbf{R}_x^{(n)}$

此时, 固定接收滤波器与雷达波形, 关于通信码本 $\mathbf{R}_x^{(n)}$ 的优化子问题可表示为

$$\mathcal{P}_{\mathbf{R}_x^{(n)}} \left\{ \begin{aligned} & \min_{\mathbf{R}_x \succeq \mathbf{0}} \mathbf{w}^{(n-1)H} \boldsymbol{\Sigma}_c(\mathbf{R}_x) \mathbf{w}^{(n-1)} \\ & \text{s.t. } \text{MI}(\mathbf{R}_x) \geq C_t \\ & \text{tr}(\mathbf{R}_x) \leq E_t \end{aligned} \right. \quad (26)$$

式(26)为凸优化问题, 然而由于内点法求解运算效率低, 接下来采用一种更为高效的算法对问题 $\mathcal{P}_{\mathbf{R}_x^{(n)}}$ 进行求解。

首先, 利用迹的性质目标函数可以重构为

$$\begin{aligned} & \mathbf{w}^{(n-1)H} \boldsymbol{\Sigma}_c(\mathbf{R}_x) \mathbf{w}^{(n-1)} \\ &= \mathbf{w}^{(n-1)H} \tilde{\mathbf{H}}_{\text{CR}} \mathbf{R}_x \tilde{\mathbf{H}}_{\text{CR}}^H \mathbf{w}^{(n-1)} \\ &= \text{tr}(\tilde{\mathbf{G}} \mathbf{R}_x) \end{aligned} \quad (27)$$

其中, $\tilde{\mathbf{G}} = \tilde{\mathbf{H}}_{\text{CR}}^H \mathbf{w}^{(n-1)} \mathbf{w}^{(n-1)H} \tilde{\mathbf{H}}_{\text{CR}}$ 。

进一步, 对第1个约束条件进行一阶泰勒展开, 可以得到:

$$\text{MI}(\mathbf{R}_x) \approx \text{MI}(\mathbf{R}_x') + \text{tr}(\mathbf{D}(\mathbf{R}_x - \mathbf{R}_x')) \quad (28)$$

其中, $\mathbf{D} = \frac{\partial \text{MI}(\mathbf{R}_x)}{\partial \mathbf{R}_x} \big|_{\mathbf{R}_x = \mathbf{R}_x'} = \frac{1}{N_t N_r L \ln 2} \tilde{\mathbf{H}}^H (\mathbf{I}_{N_r L} + \mathbf{R}_n^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{R}_x \tilde{\mathbf{H}}^H)^{-1} \mathbf{R}_n^{-1} \tilde{\mathbf{H}}$, $\mathbf{R}_x'$ 为上一轮得到的优化后结果 $\mathbf{R}_x^{(n-1)}$ 。此时, 约束条件等价于

$$\text{tr}(\mathbf{D} \mathbf{R}_x) \geq \tilde{C} \quad (29)$$

其中, $\tilde{C} = C_t + \text{tr}(\mathbf{D} \mathbf{R}_x^{(n-1)}) - \text{MI}(\mathbf{R}_x^{(n-1)})$ 。

问题 $\mathcal{P}_{\mathbf{R}_x^{(n)}}$ 可等价重新写为

$$\mathcal{P}'_{\mathbf{R}_x^{(n)}} \left\{ \begin{aligned} & \min_{\mathbf{R}_x \succeq \mathbf{0}} \text{tr}(\tilde{\mathbf{G}} \mathbf{R}_x) \\ & \text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{D} \mathbf{R}_x) \geq \tilde{C} \\ & \text{tr}(\mathbf{R}_x) \leq E_t \end{aligned} \right. \quad (30)$$

注意到目标函数 $\text{tr}(\tilde{\mathbf{G}} \mathbf{R}_x)$ 中的矩阵 $\tilde{\mathbf{G}}$ 和矩阵 $\mathbf{R}_x$ 均为厄米特(Hermitian)矩阵, 利用冯诺依曼(Von Neumann)迹的不等式^[41]可知

$$\text{tr}(\tilde{\mathbf{G}} \mathbf{R}_x) \geq \sum_{i=1}^{N_t L} \lambda_i \mu_{N_t L - i + 1} \quad (31)$$

其中, μ_i ($i = 1, 2, \dots, N_t L$) 为 $N_t L$ 阶矩阵 $\tilde{\mathbf{G}}$ 的特征值, λ_i ($i = 1, 2, \dots, N_t L$) 为 $N_t L$ 阶矩阵 $\mathbf{R}_x$ 的特征值, β_i ($i = 1, 2, \dots, N_t L$) 为矩阵 $\tilde{\mathbf{G}}$ 特征值 μ_i 对应的特征向量。因此, 目标函数可转换为求 $\sum_{i=1}^{N_t L} \lambda_i \mu_{N_t L - i + 1}$ 的最小值。且满足等号的充分条件为

$$\mathbf{R}_x = \sum_{i=1}^{N_t L} \lambda_{N_t L - i + 1} \beta_i \beta_i^H \quad (32)$$

代入式(32)可将约束条件 $\text{tr}(\mathbf{D} \mathbf{R}_x) \geq \tilde{C}$ 重构为

$$\sum_{i=1}^{N_t L} \lambda_i \beta_{N_t L - i + 1}^H \mathbf{D} \beta_{N_t L - i + 1} \geq \tilde{C} \quad (33)$$

综上所述, 可将问题转化为如下线性规划(Linear Programming, LP)问题:

$$\mathcal{P}''_{\mathbf{R}_x^{(n)}} \left\{ \begin{aligned} & \min_{\boldsymbol{\lambda}} \mathbf{u}^T \boldsymbol{\lambda} \\ & \text{s.t. } \mathbf{z}^T \boldsymbol{\lambda} \geq \tilde{C} \\ & \mathbf{1}_{N_t L}^T \boldsymbol{\lambda} \leq E_t \end{aligned} \right. \quad (34)$$

其中, $\mathbf{1}_M$ 表示 $M \times 1$ 维全1矢量, $\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_t L}]^T$, $\mathbf{u} = [\mu_{N_t L}, \mu_{N_t L - 1}, \dots, \mu_1]^T$, $\mathbf{z} = [\beta_{N_t L}^H \mathbf{D} \beta_{N_t L}, \beta_{N_t L - 1}^H \mathbf{D} \beta_{N_t L - 1}, \dots, \beta_1^H \mathbf{D} \beta_1]^T$ 。

将优化后的 λ^* 代入式(32)得到最优解 $\mathbf{R}_x^{(n)}$ 。

3.3 更新雷达波形 $\mathbf{s}^{(n)}$

当固定接收滤波器与通信码本时, 关于雷达波形的优化问题转换为

$$\mathcal{P}_{\mathbf{s}^{(n)}} \begin{cases} \max_{\mathbf{s}} \text{SINR}(\mathbf{s}) \\ \text{s.t. } \text{MI}(\mathbf{s}) \geq C_t \\ \|\mathbf{s} - \mathbf{s}_0\|^2 \leq \xi \\ \|\mathbf{s}\|^2 = 1 \end{cases} \quad (35)$$

可见, $\mathcal{P}_{\mathbf{s}^{(n)}}$ 为关于 $\mathbf{s}$ 的非凸优化问题, 为了解决该问题, 令 $\mathbf{S} = \mathbf{s}\mathbf{s}^H$ 。然后对非凸的通信速率约束条件进行转化, 采用一阶泰勒展开方法对通信速率的下界约束条件进行逼近, 则函数MI在 $\mathbf{S}'$ 处的一阶泰勒展开表示为

$$\text{MI}(\mathbf{S}') \approx \text{MI}(\mathbf{S}') + \text{tr}(\mathbf{T}(\mathbf{S} - \mathbf{S}')) \quad (36)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{T} &= \frac{\partial^T \text{MI}(\mathbf{S})}{\partial \mathbf{S}} \Big|_{\mathbf{S}=\mathbf{S}'} \\ &= \frac{1}{N_t N_r L \ln 2} \hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}}^H \left[\left(\hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}} \mathbf{S}' \hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}}^H + \sigma_c^2 \mathbf{I}_{N_r L} + \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{R}_x^{(n-1)} \tilde{\mathbf{H}}^H \right)^{-1} \right. \\ &\quad \left. - \left(\hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}} \mathbf{S}' \hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}}^H + \sigma_c^2 \mathbf{I}_{N_r L} \right)^{-1} \right] \hat{\mathbf{H}}_{\text{RC}} \end{aligned}$$

将上一次优化后结果 $\mathbf{S}^{(n-1)}$ 代入 $\mathbf{S}'$ 可将该约束条件化简为

$$\text{tr}(\mathbf{T}\mathbf{S}) \geq C_t + \text{tr}(\mathbf{T}\mathbf{S}^{(n-1)}) - \text{MI}(\mathbf{S}^{(n-1)}) = \bar{C} \quad (37)$$

接下来对相似性约束条件进行化简, 代入 $\|\mathbf{s}\|^2 = 1$ 得

$$\text{tr}(\mathbf{S}_0 \mathbf{S}) \geq (1 - \xi/2)^2 \quad (38)$$

其中, $\mathbf{S}_0 = \mathbf{s}_0 \mathbf{s}_0^H$ 。

引入的优化变量 $\mathbf{S}$ 满足 $\mathbf{S} \succeq \mathbf{0}$ 且 $\text{rank}(\mathbf{S}) = 1$, $\text{rank}(\cdot)$ 表示矩阵的秩。因此, 优化问题 $\mathcal{P}_{\mathbf{s}^{(n)}}$ 为秩1的非凸约束优化问题, 先利用半正定松弛法(Semidefinite Relaxation, SDR)将其松弛, 可转化为如下形式

$$\mathcal{P}'_{\mathbf{S}^{(n)}} \begin{cases} \max_{\mathbf{S}} \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_{\text{xx}} \mathbf{S})}{\text{tr}(\mathbf{R}_{\text{JCN}} \mathbf{S})} \\ \text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{T}\mathbf{S}) \geq \bar{C} \\ \text{tr}(\mathbf{S}_0 \mathbf{S}) \geq (1 - \xi/2)^2 \\ \text{tr}(\mathbf{S}) = 1 \\ \mathbf{S} \succeq \mathbf{0} \end{cases} \quad (39)$$

其中

$$\mathbf{R}_{\text{xx}} = \sigma_0^2 \mathbf{A}^H(r_0, \theta_0) \mathbf{w}^{(n-1)} \mathbf{w}^{(n-1)H} \mathbf{A}(r_0, \theta_0) \quad (40)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\text{JCN}} &= \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 \mathbf{A}^H(r_q, \theta_q) \mathbf{w}^{(n-1)} \mathbf{w}^{(n-1)H} \mathbf{A}(r_q, \theta_q) \\ &\quad + \text{tr}(\mathbf{w}^{(n-1)} \mathbf{w}^{(n-1)H} \boldsymbol{\Sigma}_c(\mathbf{R}_x^{(n-1)})) \mathbf{I}_{M_t L} \\ &\quad + \sigma_n^2 \text{tr}(\mathbf{w}^{(n-1)} \mathbf{w}^{(n-1)H}) \mathbf{I}_{M_t L} \end{aligned} \quad (41)$$

由于 $\mathcal{P}'_{\mathbf{S}^{(n)}}$ 为分式优化问题, 可以采用Charnes-cooper变换方法对问题优化求解。

首先定义

$$\tilde{\mathbf{S}} = \mu \mathbf{S} \quad (42)$$

$$\text{tr}(\mathbf{R}_{\text{JCN}} \tilde{\mathbf{S}}) = 1 \quad (43)$$

将式(43)、式(44)代入问题 $\mathcal{P}'_{\mathbf{S}^{(n)}}$ 中, 可将其转化为

$$\mathcal{P}_{\tilde{\mathbf{S}}} \begin{cases} \max_{\tilde{\mathbf{S}}, \mu} \text{tr}(\mathbf{R}_{\text{xx}} \tilde{\mathbf{S}}) \\ \text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{R}_{\text{JCN}} \tilde{\mathbf{S}}) = 1 \\ \text{tr}(\mathbf{T} \tilde{\mathbf{S}}) \geq \mu \bar{C} \\ \text{tr}(\mathbf{S}_0 \tilde{\mathbf{S}}) \geq \mu (1 - \xi/2)^2 \\ \text{tr}(\tilde{\mathbf{S}}) = \mu \\ \mu \geq 0 \end{cases} \quad (44)$$

其中, $\mu \geq 0$ 用来约束 $\text{tr}(\mathbf{R}_{\text{JCN}} \tilde{\mathbf{S}}) = 1$ 。

显然 $\mathcal{P}_{\tilde{\mathbf{S}}}$ 为一个标准的半定规划(Semidefinite Programming, SDP)问题。此时可以利用MATLAB的cvx工具箱对 $\mathcal{P}_{\tilde{\mathbf{S}}}$ 求解, 得到 $\mathcal{P}_{\tilde{\mathbf{S}}}$ 的最优解为 $(\tilde{\mathbf{S}}^{\text{opt}}, \mu^{\text{opt}})$, 则SDR松弛后的原问题最优解为

$$\mathbf{S}^{\text{opt}} = \tilde{\mathbf{S}}^{\text{opt}} / \mu^{\text{opt}} \quad (45)$$

接下来, 求解原问题的最优解, 检查矩阵 $\mathbf{S}^{\text{opt}}$ 的秩, 若秩为1时, 可通过特征分解立即获得 $\mathbf{s}^{\text{opt}}$ 。若矩阵的秩大于1, 通过矩阵分解定理构造一个最优解 $\mathbf{s}^{\text{opt}}$, 根据秩1近似法, 可以令

$$\mathbf{S}^{*\text{opt}} = \lambda_{\max}(\mathbf{S}^{\text{opt}}) \mathbf{u}_{\max}(\mathbf{S}^{\text{opt}}) \mathbf{u}_{\max}^H(\mathbf{S}^{\text{opt}}) \quad (46)$$

其中, $\mathbf{u}_{\max}$ 为最大特征值 $\lambda_{\max}$ 对应的特征矢量, 此时由 $\mathbf{S}^{*\text{opt}}$ 近似得到 $\mathbf{S}^{\text{opt}}$, 由此得到最优解 $\mathbf{s}^{(n)} = \sqrt{\lambda_{\max}(\mathbf{S}^{\text{opt}})} \mathbf{u}_{\max}(\mathbf{S}^{\text{opt}})$ 。若得到的最优解不满足原约束条件, 可利用高斯随机化方法^[42]进行求解。

3.4 算法总结与复杂度分析

综上所述, 通过对主瓣干扰场景下的FDA-MIMO雷达和MIMO通信频谱共存系统 $\mathbf{w}$, $\mathbf{R}_x$, $\mathbf{s}$ 参数进行优化迭代以提升雷达系统SINR。其中, 每次迭代一类参数, 当满足收敛条件时停止迭代并输出当前

优化参数及雷达输出SINR。具体算法流程总结如算法1所示。

算法1 基于AO的FDA-MIMO雷达和MIMO通信频谱共存系统收发联合优化算法

Alg. 1 Transceiver design for FDA-MIMO radar and MIMO communication spectral coexistence system based on AO strategy

输入: C_t, E_t, ξ, ς

初始化: $n = 0, \mathbf{R}_x^{(0)} = (E_t/(LN_t)) \mathbf{I}_{N_t L}, \mathbf{s}^{(0)}, \mathbf{w}^{(0)}$

repeat

1. $n = n + 1$

2. 根据式(25)计算接收滤波器 $\mathbf{w}^{(n)}$

3. 使用MATLAB中的linprog函数求解问题式(34)得到通信码本 $\mathbf{R}_x^{(n)}$

4. 使用MATLAB中的CVX工具箱求解问题式(44), 再利用秩1近似法得到雷达波形 $\mathbf{s}^{(n)}$

5. 计算当前SINR $\text{SINR}^{(n)}$

until $|\text{SINR}^{(n)} - \text{SINR}^{(n-1)}| < \varsigma$

输出: $\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{w}^{(n)}, \mathbf{s}_{\text{opt}} = \mathbf{s}^{(n)}, \mathbf{R}_{x\text{opt}} = \mathbf{R}_x^{(n)},$
 $\text{SINR}_{\text{opt}} = \text{SINR}^{(n)}$

其中对于接收滤波器 $\mathbf{w}$ 的优化, 采用MVDR算法, 其计算复杂度为 $O((LM_r)^3)$; 对于通信码本 $\mathbf{R}_x$ 的优化, 利用冯诺依曼迹的不等式对问题进行缩放后采用LP方法求解, 其计算复杂度为 $O((LN_t)^{3.5})$; 对于 $\mathbf{s}$ 的优化, 对分式Charnes-cooper变换后采用SDP和矩阵的秩1近似法对其进行转化得到近似最优解, 该部分的计算复杂度为 $O((LM_t)^{4.5} + (LM_t)^3)$ 。因此, 所提算法在每一轮循环中总体计算复杂度为 $O((LM_r)^3 + (LN_t)^{3.5} + (LM_t)^{4.5} + (LM_t)^3)$ 。

4 仿真实验

本节通过数值仿真验证所提算法性能。假设FDA-MIMO雷达和MIMO通信一体化发射平台天线阵列采用阵元间距均为半波长的线性均匀阵列。其中雷达天线数为 $M_t = M_r = 8$, 通信端发射天线数为 $N_t = 8$, 通信用户接收天线数为 $N_r = 8$ 。假设通信下行链路的信道已知为瑞利衰落信道, 雷达与通信之间相互干扰的信道建模路径数分别为 P_1 和 P_2 且散射系数 β_{p_1} 和 β_{p_2} 赋值为零均值不相关随机变量, 其干噪比(Interference-to-Noise Ratio, INR)均设为15 dB。具体建模参数如表1所示。

对于雷达探测问题的建模, 假设雷达探测的无人机目标位于 $(27 \text{ km}, 10^\circ)$, 3个欺骗式假目标分别位于 $(5 \text{ km}, 10^\circ)$, $(6 \text{ km}, 10^\circ)$, $(45 \text{ km}, 10^\circ)$ 处, 假目标的干噪比(Jamming-to-Noise Ratio, JNR)均设为15 dB。

此外, 给定的雷达参考发射波形 $\mathbf{S}_0$ 为正交线性调频信号(Linear Frequency Modulation, LFM)^[40], 此时发射波形矩阵中第 (m, l) 个元素为

$$\begin{aligned} S_0(m, l) &= \frac{\exp\{j2\pi m(l-1)/M_t\} \exp\{j\pi(l-1)^2/M_t\}}{\sqrt{M_t L}} \end{aligned} \quad (47)$$

算法迭代停止条件系数设置为 $\varsigma = 0.1$ 。

图2给出了采用所提优化算法后的雷达输出SINR随着迭代次数的变化曲线, 给定通信传输速率下界 C_t 的值为0.1 bits/channel use, 且通信码本能量约束 $E_t = 15$, 相似性约束设置为 $\xi = 1$ 。从图2中可见, 联合优化发射波形、通信码本、接收滤波器后雷达SINR提升了60.7 dB, 对主瓣欺骗式干扰实现了有效抑制。另外, 对比了联合优化与仅优化通信码本、仅优化雷达发射波形的优化算法的输出SINR性能。结果表明, 联合优化算法相比于其他两种算法优化后SINR分别提升了12.5 dB和30.9 dB, 这更加体现了联合优化算法的优越性。

图3给出了不同相似性参数 ξ 下SINR随着迭代次数变化的曲线, 在仿真所取 $\xi = 0.05, \xi = 0.50, \xi = 1.00, \xi = 2.00$ 下, SINR分别提升46.6 dB, 60.7 dB, 63.2 dB, 64.3 dB。由曲线可知, 相似性参数越小

表1 FDA-MIMO雷达和MIMO通信频谱共存系统参数表

Tab. 1 FDA-MIMO radar and MIMO communication spectral coexistence system simulation parameters

参数	取值	参数	取值
载频 f_0	1 GHz	$\mathbf{H}_{\text{CR}}$ 路径数 P_1	15
频偏 Δf	3000 Hz	$\mathbf{H}_{\text{RC}}$ 路径数 P_2	15
码长 L	6	目标信噪比	10 dB

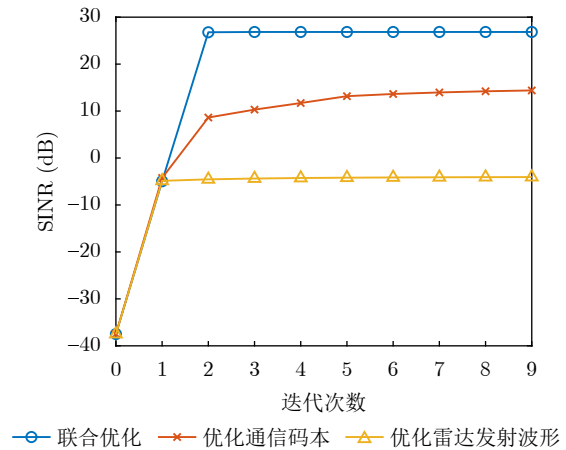


图2 联合优化后SINR随着迭代次数的变化曲线

Fig. 2 SINR convergence with iteration number after joint optimization

SINR提升越小。这是因为所选相似性参数越小时该约束条件自由度也相对更低,从而降低SINR;与此同时设计的波形也越接近参考波形,即越满足理想的波形属性。因此在具体场景中我们应选取相应的相似性约束参数对问题求解。

接着用优化后的FDA-MIMO雷达距离角度二维方向图响应对所提方法的效果进行了验证,定义方向图函数为

$$p(r, \theta) = |\mathbf{w}^H \mathbf{A}(r, \theta) \mathbf{s}| \quad (48)$$

图4对比了FDA-MIMO雷达与传统的MIMO雷达通过对收发参数联合优化后在距离-角度二维域的波束方向图。不同于MIMO与相控阵的是,FDA-MIMO雷达由于在发射端引入了频率步进量,因此具有额外的距离维自由度,其收发双程方向图是距离-角度相关的,能够在距离维对主瓣干扰形成零点,从而有效抑制主瓣干扰。

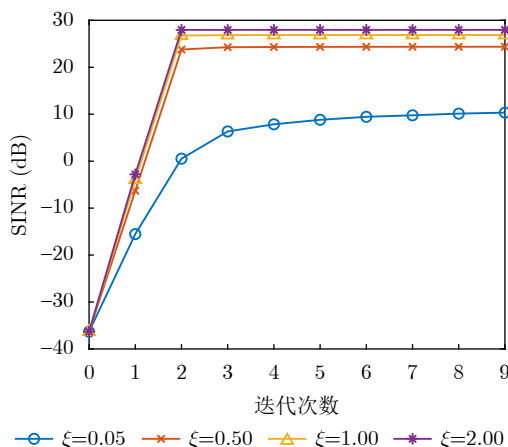
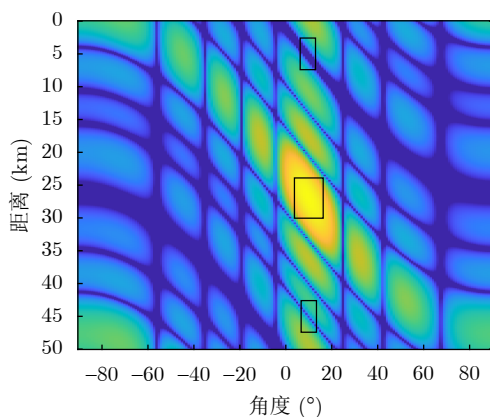


图3 不同 ξ 条件SINR随着迭代次数的变化曲线

Fig. 3 SINR convergence with iteration number under varying parameter ξ



(a) FDA-MIMO雷达波束方向图
(a) FDA-MIMO radar beam pattern

此外,由图5中雷达恒虚警检测概率(Probability of detection, Pd)结果可知,当 $P_{fa} = 10^{-4}$ 时,随着迭代次数的增加,检测性能得到有效提升,对于第9次优化后的结果,当信号功率 $|\alpha_0|^2 = 37$ dB时即可以达到90%的检测概率。

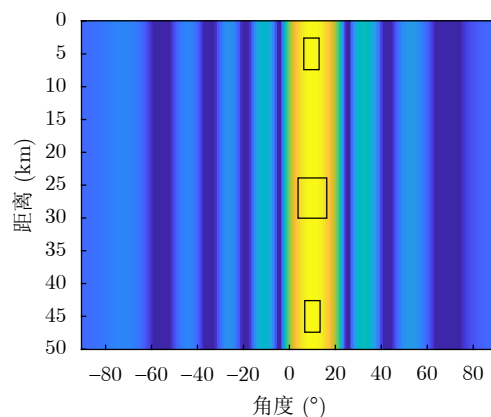
接下来,在不同通信速率性能下对雷达SINR输出情况进行分析,图6对比了不同通信速率约束下的输出结果,可见在优化通信码本后,通信速率约束对于雷达性能的影响得到有效降低,符合理论值结果。此外,与传统MIMO雷达对比可见,FDA-MIMO雷达能够有效提高主瓣干扰环境下的探测性能。

此外,图7对比了雷达输出SINR随不同通信干扰(即通信设备对雷达端干扰)INR的变化曲线。由图可知,经过联合优化后,雷达输出SINR随INR保持稳定;而仅优化通信码本时,算法性能在INR大于15 dB后效果明显降低;仅优化雷达发射波形时SINR则随INR增大而下降。由此可见,联合优化算法对于大范围的通信干扰信道INR均能适配,且能明显优于单独优化某个变量,在INR=-5 dB时,联合优化后输出SINR提升12.5 dB。

接下来,对比了输出SINR在不同的假目标干扰JNR下的变化情况。由图8可见,联合优化算法和仅优化通信码本、优化雷达发射波形的算法均能在不同假目标JNR下保持输出SINR的稳定性。这是由于利用FDA-MIMO雷达的距离维自由度使其在通过接收滤波处理后就能够将干扰进行有效抑制。

5 结语

本文研究了主瓣欺骗式干扰条件下的FDA-MIMO雷达和MIMO通信频谱共存系统收发参数联合设计问题,提出了一种基于交替优化思想的多变量优化方法。通过联合优化接收滤波器、通信发射码本和



(b) MIMO雷达波束方向图
(b) MIMO radar beam pattern

图4 算法优化后方向图对比

Fig. 4 Comparison of beam pattern performance through algorithm optimization

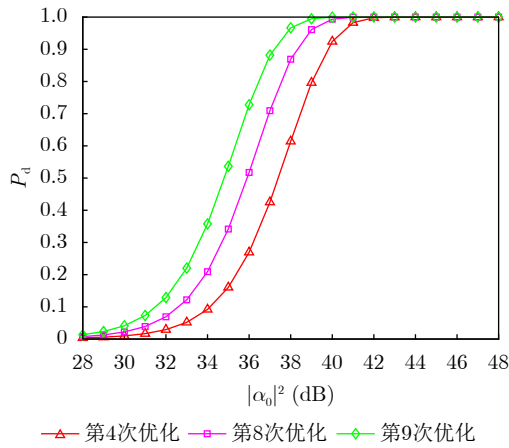


图5 给定循环次数下的检测概率

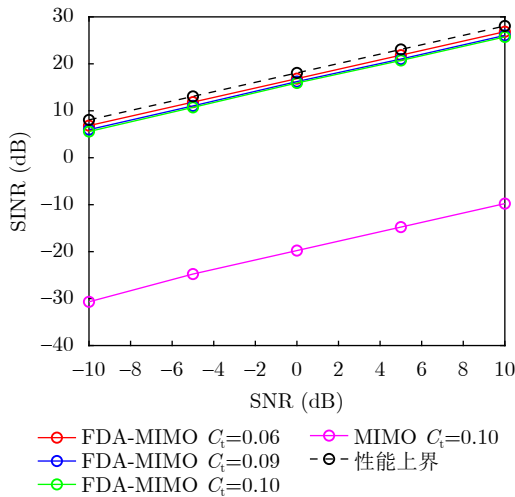
Fig. 5 P_d at a given iteration

图6 输出SINR随输入SNR的关系

Fig. 6 SINR versus SNRs

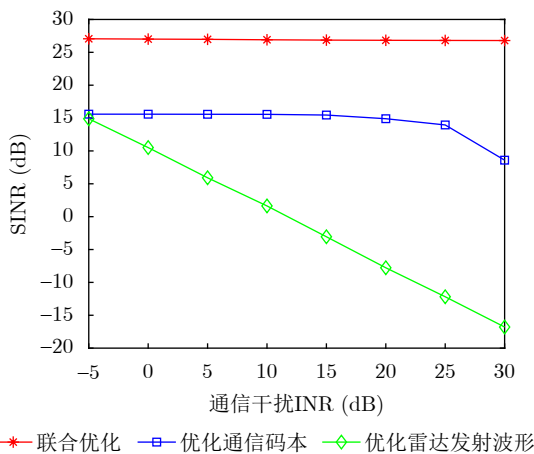


图7 输出SINR在不同通信干扰下的变化情况

Fig. 7 SINR versus INR of communication

雷达发射波形,在保证通信速率的同时有效提升了雷达输出SINR,显著提高频谱共存系统在主瓣欺骗式干扰下的目标检测能力。研究结果表明,经过

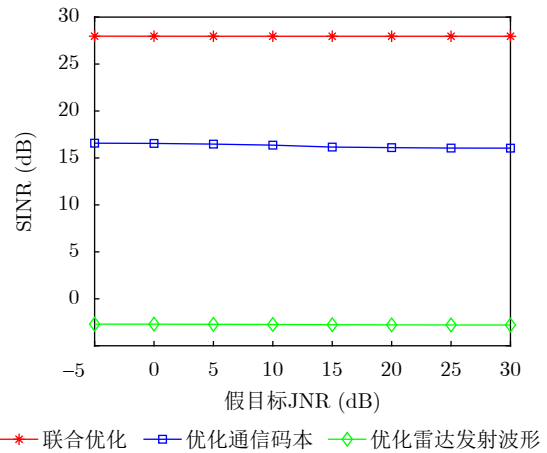


图8 输出SINR在不同假目标干扰下的变化情况

Fig. 8 SINR versus JNR of false target

联合优化后,在距离-角度二维方向图上系统能够有效地在主瓣干扰位置形成零点,雷达的输出SINR得到了显著提升,大幅度抑制了主瓣欺骗式干扰,提升了目标检测性能。且与传统的MIMO雷达对比,所提出的优化方案在面对主瓣欺骗式干扰时目标检测性能上具有显著优势。此外,验证了通过调整相似性系数和通信速率约束对算法效果的影响。

后续研究拟进一步考虑对FDA-MIMO雷达频偏进行优化,并探索FDA-MIMO雷达与通信系统通过共享资源、协调波形与频谱使用、优化功率分配等方式的深度协同优化方法。

利益冲突 所有作者均声明不存在利益冲突

Conflict of Interests The authors declare that there is no conflict of interests

参考文献

- [1] YOU Xiaohu, WANG Chengxiang, HUANG Jie, *et al.* Towards 6G wireless communication networks: Vision, enabling technologies, and new paradigm shifts[J]. *Science China Information Sciences*, 2021, 64(1): 110301. doi: [10.1007/s11432-020-2955-6](https://doi.org/10.1007/s11432-020-2955-6).
- [2] ZHENG Le, LOPS M, ELDAR Y C, *et al.* Radar and communication coexistence: An overview: A review of recent methods[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2019, 36(5): 85–99. doi: [10.1109/MSP.2019.2907329](https://doi.org/10.1109/MSP.2019.2907329).
- [3] 刘凡, 袁伟杰, 原进宏, 等. 雷达通信频谱共享及一体化: 综述与展望[J]. *雷达学报*, 2021, 10(3): 467–484. doi: [10.12000/JR20113](https://doi.org/10.12000/JR20113).
- [4] LIU Fan, YUAN Weijie, YUAN Jinhong, *et al.* Radar-communication spectrum sharing and integration: Overview and prospect[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(3): 467–484. doi: [10.12000/JR20113](https://doi.org/10.12000/JR20113).
- [4] LIU An, HUANG Zhe, LI Min, *et al.* A survey on

- fundamental limits of integrated sensing and communication[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(2): 994–1034. doi: [10.1109/COMST.2022.3149272](https://doi.org/10.1109/COMST.2022.3149272).
- [5] LIU Fan, CUI Yuanhao, MASOUROS C, *et al.* Integrated sensing and communications: Toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1728–1767. doi: [10.1109/JSAC.2022.3156632](https://doi.org/10.1109/JSAC.2022.3156632).
- [6] 梁兴东, 李强, 王杰, 等. 雷达通信一体化技术研究综述[J]. 信号处理, 2020, 36(10): 1615–1627. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2020.10.001](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2020.10.001).
- LIANG Xingdong, LI Qiang, WANG Jie, *et al.* Joint wireless communication and radar sensing: Review and future prospects[J]. *Journal of Signal Processing*, 2020, 36(10): 1615–1627. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2020.10.001](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2020.10.001).
- [7] 马丁友, 刘祥, 黄天耀, 等. 雷达通信一体化: 共用波形设计和性能边界[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 198–212. doi: [10.12000/JR21146](https://doi.org/10.12000/JR21146).
- MA Dingyou, LIU Xiang, HUANG Tianyao, *et al.* Joint radar and communications: Shared waveform designs and performance bounds[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 198–212. doi: [10.12000/JR21146](https://doi.org/10.12000/JR21146).
- [8] FOSCHINI G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. *Bell Labs Technical Journal*, 1996, 1(2): 41–59. doi: [10.1002/bltj.2015](https://doi.org/10.1002/bltj.2015).
- [9] CUI Mingyao, WU Zidong, LU Yu, *et al.* Near-Field MIMO communications for 6G: Fundamentals, challenges, potentials, and future directions[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2022, 61(1): 40–46. doi: [10.1109/MCOM.004.2200136](https://doi.org/10.1109/MCOM.004.2200136).
- [10] 何子述, 程子扬, 李军, 等. 集中式MIMO雷达研究综述[J]. 雷达学报, 2022, 11(5): 805–829. doi: [10.12000/JR22128](https://doi.org/10.12000/JR22128).
- HE Zishu, CHENG Ziyang, LI Jun, *et al.* A survey of collocated MIMO radar[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(5): 805–829. doi: [10.12000/JR22128](https://doi.org/10.12000/JR22128).
- [11] 薛磊, 唐波, 李达. 面向频谱共存的MIMO雷达波形设计综述[J]. 信息对抗技术, 2023, 2(4): 70–92. doi: [10.12399/j.issn.2097-163x.2023.04-05.005](https://doi.org/10.12399/j.issn.2097-163x.2023.04-05.005).
- XUE Lei, TANG Bo, and LI Da. MIMO radar waveform design for spectral coexistence: An overview[J]. *Information Countermeasure Technology*, 2023, 2(4): 70–92. doi: [10.12399/j.issn.2097-163x.2023.04-05.005](https://doi.org/10.12399/j.issn.2097-163x.2023.04-05.005).
- [12] ZHANG Haoyu, CHEN Li, HAN Kaifeng, *et al.* Coexistence designs of radar and communication systems in a multi-path scenario[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(3): 3733–3749. doi: [10.1109/TVT.2023.3325544](https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3325544).
- [13] LI Da, TANG Bo, WANG Xuyang, *et al.* Codesign for spectral coexistence between RIS-aided MIMO radar and MIMO communication systems[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2024, 60(6): 8166–8183. doi: [10.1109/TAES.2024.3431514](https://doi.org/10.1109/TAES.2024.3431514).
- [14] YU Xianxiang, QIU Hui, YANG Jing, *et al.* Multispectrally constrained MIMO radar beam pattern design via sequential convex approximation[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, 58(4): 2935–2949. doi: [10.1109/TAES.2022.3150619](https://doi.org/10.1109/TAES.2022.3150619).
- [15] SODAGARI S, KHAWAR A, CLANCY T C, *et al.* A projection based approach for radar and telecommunication systems coexistence[C]. IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Anaheim, USA, 2012: 5010–5014. doi: [10.1109/GLOCOM.2012.6503914](https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2012.6503914).
- [16] LIU Fan, MASOUROS C, LI Ang, *et al.* MIMO radar and cellular coexistence: A power-efficient approach enabled by interference exploitation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(14): 3681–3695. doi: [10.1109/TSP.2018.2833813](https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2833813).
- [17] LI Bo, PETROPULU A P, and TRAPPE W. Optimum co-design for spectrum sharing between matrix completion based MIMO radars and a MIMO communication system[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(17): 4562–4575. doi: [10.1109/TSP.2016.2569479](https://doi.org/10.1109/TSP.2016.2569479).
- [18] QIAN Junhui, LOPS M, ZHENG Le, *et al.* Joint system design for coexistence of MIMO radar and MIMO communication[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(13): 3504–3519. doi: [10.1109/TSP.2018.2831624](https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2831624).
- [19] WANG Fangzhou and LI Hongbin. Power allocation for coexisting multicarrier radar and communication systems in cluttered environments[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021, 69: 1603–1613. doi: [10.1109/TSP.2021.3060003](https://doi.org/10.1109/TSP.2021.3060003).
- [20] TANG Bo and LI Jian. Spectrally constrained MIMO radar waveform design based on mutual information[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(3): 821–834. doi: [10.1109/TSP.2018.2887186](https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2887186).
- [21] QIAN Junhui, ZHANG Jinru, XU Peng, *et al.* Spectral coexistence for power-harvested multiuser communication system with radar[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(8): 12258–12263. doi: [10.1109/TVT.2024.3377892](https://doi.org/10.1109/TVT.2024.3377892).
- [22] QIAN Junhui, LIU Ziyu, WANG Kezhong, *et al.* Transmission design for radar and communication spectrum sharing enhancement[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(2): 2723–2727. doi: [10.1109/TVT.2022.3207609](https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3207609).
- [23] SHI Shengnan, HE Zishu, and CHENG Ziyang. Codesign for hybrid MU-MIMO communication and MIMO radar systems based on mutual information[J]. *IEEE Systems Journal*, 2023, 17(1): 1328–1339. doi: [10.1109/JSYST.2022.3201773](https://doi.org/10.1109/JSYST.2022.3201773).

- [24] HONG Bingqing, WANG Wenqin, and LIU Congcong. Ergodic interference alignment for spectrum sharing radar-communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(10): 9785–9796. doi: [10.1109/TVT.2019.2933290](https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2933290).
- [25] 许京伟, 朱圣棋, 廖桂生, 等. 频率分集阵列雷达技术探讨[J]. 雷达学报, 2018, 7(2): 167–182. doi: [10.12000/JR18023](https://doi.org/10.12000/JR18023).
XU Jingwei, ZHU Shengqi, LIAO Guisheng, *et al.* An overview of frequency diverse array radar technology[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(2): 167–182. doi: [10.12000/JR18023](https://doi.org/10.12000/JR18023).
- [26] 王文钦, 陈慧, 郑植, 等. 频控阵雷达技术及其应用研究进展[J]. 雷达学报, 2018, 7(2): 153–166. doi: [10.12000/JR18029](https://doi.org/10.12000/JR18029).
WANG Wenqin, CHEN Hui, ZHENG Zhi, *et al.* Advances on frequency diverse array radar and its applications[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(2): 153–166. doi: [10.12000/JR18029](https://doi.org/10.12000/JR18029).
- [27] 兰岚, 廖桂生, 许京伟, 等. FDA-MIMO雷达主瓣距离欺骗式干扰抑制方法[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(5): 997–1003. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2018.05.06](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2018.05.06).
LAN Lan, LIAO Guisheng, XU Jingwei, *et al.* Main-beam range deceptive jamming suppression approach with FDA-MIMO radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2018, 40(5): 997–1003. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2018.05.06](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2018.05.06).
- [28] 兰岚, 廖桂生, 许京伟, 等. 基于频率分集阵列的多功能一体化波形设计与信号处理方法[J]. 雷达学报, 2022, 11(5): 850–870. doi: [10.12000/JR22163](https://doi.org/10.12000/JR22163).
LAN Lan, LIAO Guisheng, XU Jingwei, *et al.* Waveform design and signal processing method of a multifunctional integrated system based on a frequency diverse array[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(5): 850–870. doi: [10.12000/JR22163](https://doi.org/10.12000/JR22163).
- [29] LAN Lan, ZHANG Yitao, XU Jingwei, *et al.* Suppressing mainlobe deceptive jammers via two-low-rank matrix decomposition in FDA-MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2025, 61(2): 2885–2898. doi: [10.1109/TAES.2024.3480030](https://doi.org/10.1109/TAES.2024.3480030).
- [30] LAN Lan, ROSAMILIA M, AUBRY A, *et al.* FDA-MIMO transmitter and receiver optimization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2024, 72: 1576–1589. doi: [10.1109/TSP.2024.3366438](https://doi.org/10.1109/TSP.2024.3366438).
- [31] JIAN jiangwei, HUANG Qimao, HUANG bang, *et al.* FDA-MIMO-based integrated sensing and communication system with frequency offsets permutation index modulation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(11): 6707–6721. doi: [10.1109/TCOMM.2024.3402608](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2024.3402608).
- [32] JI Shilong, WANG Wenqin, CHEN Hui, *et al.* On physical-layer security of FDA communications over Rayleigh fading channels[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2019, 5(3): 476–490. doi: [10.1109/TCCN.2019.2906896](https://doi.org/10.1109/TCCN.2019.2906896).
- [33] NUSENU S Y, SHAO Huaizong, PAN Ye, *et al.* Dual-function radar-communication system design via sidelobe manipulation based on FDA butler matrix[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, 18(3): 452–456. doi: [10.1109/LAWP.2019.2894015](https://doi.org/10.1109/LAWP.2019.2894015).
- [34] GONG Pengcheng, XU Kaiyan, WU Yuntao, *et al.* Optimization of LPI-FDA-MIMO radar and MIMO communication for spectrum coexistence[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(6): 1076–1080. doi: [10.1109/LWC.2023.3261419](https://doi.org/10.1109/LWC.2023.3261419).
- [35] LIU Fan, MASOUIROS C, LI Ang, *et al.* MU-MIMO communications with MIMO radar: From co-existence to joint transmission[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(4): 2755–2770. doi: [10.1109/TWC.2018.2803045](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2803045).
- [36] SAYEED A M. Deconstructing multiantenna fading channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2563–2579. doi: [10.1109/TSP.2002.803324](https://doi.org/10.1109/TSP.2002.803324).
- [37] LIU Xiang, HUANG Tianyao, LIU Yimin, *et al.* Achievable sum-rate capacity optimization for joint MIMO multiuser communications and radar[C]. 2021 IEEE 22nd International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Lucca, Italy, 2021: 466–470. doi: [10.1109/SPAWC51858.2021.9593259](https://doi.org/10.1109/SPAWC51858.2021.9593259).
- [38] CHEN Zihao, LIANG Junli, SONG Keman, *et al.* On designing good doppler tolerance waveform with low PSL of ambiguity function[J]. *Signal Processing*, 2023, 210: 109075. doi: [10.1016/j.sigpro.2023.109075](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2023.109075).
- [39] 郝天铎, 崔琛, 龚阳, 等. 基于凸优化方法的认知雷达低峰均比波形设计[J]. 雷达学报, 2018, 7(4): 498–506. doi: [10.12000/JR18002](https://doi.org/10.12000/JR18002).
HAO Tianduo, CUI Chen, GONG Yang, *et al.* Waveform design for cognitive radar under low PAR constraints by convex optimization[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(4): 498–506. doi: [10.12000/JR18002](https://doi.org/10.12000/JR18002).
- [40] CUI Guolong, LI Hongbin, and RANGASWAMY M. MIMO radar waveform design with constant modulus and similarity constraints[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(2): 343–353. doi: [10.1109/TSP.2013.2288086](https://doi.org/10.1109/TSP.2013.2288086).
- [41] MIRSKY L. A trace inequality of John von Neumann[J]. *Monatshefte für Mathematik*, 1975, 79(4): 303–306. doi: [10.1007/BF01647331](https://doi.org/10.1007/BF01647331).
- [42] LUO Zhiqian, MA W K, SO A M C, *et al.* Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2010, 27(3): 20–34. doi: [10.1109/MSP.2010.936019](https://doi.org/10.1109/MSP.2010.936019).

作者简介

徐启航，博士生，主要研究方向为阵列信号处理、通感一体化等。

兰 岚，博士，副教授，主要研究方向为新体制阵列雷达信号处理、智能化抗干扰、目标检测与参数估计等。

廖桂生，博士，教授，主要研究方向为阵列信号处理、空时自适应处理、新体制雷达等。

王可为，博士生，主要研究方向为物理层安全、隐蔽通信、通感一体化、智能可重构天线等。

郑通兴，博士，副教授，主要研究方向为物理层安全、隐蔽通信、通感一体化、智能可重构天线、随机几何等。

(责任编辑：于青)