



研究与开发

有源 RIS 辅助的近海双功能雷达通信系统性能优化

徐淼, 岳殿武, 孙玉, 武祥凯, 袁猛

(大连海事大学信息科学技术学院, 辽宁 大连 116026)

摘要: 针对近海水域船舶用户通信质量差、雷达探测需求大、频谱资源稀缺的问题, 研究了一种船载有源智能反射面 (active reconfigurable intelligent surface, ARIS) 辅助的近海双功能雷达通信 (dual-function radar communication, DFRC) 系统。为符合海上信道特性, 采用了考虑海上蒸发波导影响的三射线路径损耗模型和双径弥散功率 (two wave with diffuse power, TWDP) 信道, 并提出了一种基于分式规划理论和拉格朗日算子法的交替优化算法。在雷达探测功率约束下, 通过优化基站的波束成形与 ARIS 的反射矩阵向量, 最大化用户的加权和速率。仿真结果表明, 所提算法具有良好的收敛性, 相较无源 RIS 辅助的 DFRC 系统, 在探测功率相同时, 有源 RIS 辅助的近海 DFRC 系统可以显著地提高船舶用户的加权和速率。

关键词: 双功能雷达通信系统; 智能反射面; 波束成形

中图分类号: TN925

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2025007

Performance optimization of active RIS-assisted near-shore dual-function radar communication system

XU Miao, YUE Dianwu, SUN Yu, WU Xiangkai, YUAN Meng

School of Information Science and Technology, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China

Abstract: To address the issues of poor communication quality, high demand for radar detection, and scarce scarcity of spectrum resources for maritime users in coastal waters, an offshore dual-function radar communication (DFRC) system assisted by a shipborne active reconfigurable intelligent surface (ARIS) was studied. In order to align with the characteristics of maritime channels, a three-path loss model and a two wave with diffuse power (TWDP) channel considering the evaporative duct over the sea was employed. An alternating optimization algorithm based on fractional programming theory and the Lagrangian operator method was proposed. Under the constraint of radar detection power, the user's weighting and rate were maximized by optimizing the beamforming of the base station and the reflection matrix vector of the ARIS. Simulation results show that the proposed algorithm has good convergence proper-

收稿日期: 2024-10-23; 修回日期: 2024-12-10

通信作者: 岳殿武, dwyue@dlnu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62301108); 辽宁省应用基础研究计划项目 (No.2023JH26/10300010)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.62301108); Science and Technology Program of Liaoning Province (No.2023JH26/10300010)

ties. Compared with the DFRC system assisted by a passive reflective intelligent surface (RIS), the ARIS-assisted coastal DFRC system can significantly improve the weighted sum rate of maritime users while maintaining the same detection power.

Key words: dual-function radar communication system, reconfigurable intelligent surface, beamforming

0 引言

近年来,随着蓝色经济的快速发展,渔业、交通运输等传统产业不断发展,石油开采、环境监测、旅游等新兴海洋活动不断涌现,多样化的海上活动对高速数据服务的需求不断增加^[1]。为了改善用户体验,使近海岸海上用户能够接入高速网络,近海通信引起了人们的广泛关注,其主要目标是在陆地基站或中继的帮助下为海上用户提供广域宽带覆盖,目前较为有效的解决方案是通过在海岸部署基站^[2],将地面通信中使用的技术(如Wi-Fi、WiMAX和LTE)引入近海通信系统。然而,由于海上通信距离长,加上来自海面的反射效应以及海浪的粗糙度引起的散射效应,如何保证接收端具有良好的信号质量是一个长期存在的难题。此外,海上环境中常伴随着蒸发波导的产生,这种发生在大气中的异常折射结构会“捕获”沿着特定方向发射的电磁波,从而改变电磁波的正常传播特性,进一步降低了陆上通信系统直接应用于海上通信的能效^[3]。

双功能雷达通信(dual-function radar and communication, DFRC)系统与智能反射面(reconfigurable intelligence surface, RIS)都是下一代无线通信网络的关键技术。随着无线频谱变得越来越拥挤,频谱复用是实现高频谱效率的必要手段。DFRC被认为是解决6G无线网络频谱稀缺问题的一种很有前途的候选技术^[4]。DFRC系统的雷达和通信系统之间共用同一频谱,并共享一个通用的硬件平台,从而提高频谱效率、降低硬件成本,实现无线通信与雷达传感功能的双赢^[5]。

随着陆上DFRC在理论和硬件实现上的发展,研究人员开始考虑其在海上应用的可能性。文献[6]提出了一种用于近海的DFRC系统,并设计了2种分别以通信性能和检测性能为主的海上杂波抑制算法,但其信道建模采用的双射线模型并未考虑海上蒸发波导的影响。

RIS是未来6G发展中至关重要的新技术之一,通过RIS反射元件可以控制无线信道的电磁波特性,从而重构信号传播环境^[7]。RIS由大量低成本的反射元件组成,这些反射元件可以修改入射信号的相位,从而调整信号的传输方向,以改进无线传播环境的效能^[8]。最近已经有学者在DFRC系统中引入RIS,以提高雷达和通信的频谱效率,但鲜有将其应用在海上的相关研究。文献[9]分别研究了分离与共享天线部署下RIS无源波束成形和DFRC波束成形的联合优化,文献[10]则通过联合优化发射矢量和RIS相移,在通信性能的约束下最大化雷达回波信噪比。

虽然相关研究已经证明了RIS在无线通信中的巨大潜力,但由于“乘性衰落”效应,即RIS反射路径的衰减与基站到RIS以及RIS到用户这2段路径长度的乘积(而不是其相加)的平方成正比,严重影响了RIS所带来的增益。为了解决这个问题,文献[11]提出了有源RIS(active RIS, ARIS)这一新概念。ARIS在传统无源RIS的基础上集成了功率放大器,因而可以放大信号,克服乘性衰落。

近海船舶通信距离动辄几百米或者几千米,其乘性衰落尤为严重。而在部分港口的主航道、船舶交汇水域等船只较多的水域,通信质量差的问题更为严重。因此,本文提出了一种ARIS辅



助的近海雷达通信一体化系统。通过在船上部署 ARIS 辅助接收端接收信号，在满足雷达探测需求的同时改善海上通信用户质量。为了使 ARIS 带来的增益最大化，本文提出了一种基于分式规划和拉格朗日算子法的交替优化算法来联合设计基站（base station, BS）的预编码矩阵和各船载 ARIS 的反射矩阵，在满足目标方向的雷达探测功率的约束下最大化通信用户的加权和速率。

1 系统模型

1.1 通信模型

本文提出了一个 ARIS 辅助的 DFRC 系统，如图 1 所示，其中，每一个船舶用户均配备一个 ARIS 以辅助其船载天线接收通信信号，陆地上的双功能基站在 K 个 ARIS 的协助下，向 K 个单天线船只用户传输通信信号，并对近海水域内的一个方位角为 φ 的探测目标进行探测。

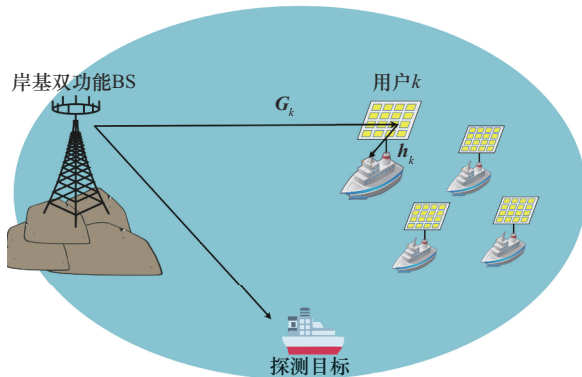


图1 ARIS 辅助的 DFRC 系统

在图 1 模型中，假设该系统中的 BS 配备了 M 根天线，每个 ARIS 均配备了 N 个反射元件。考虑海上通信距离远大于 RIS 的尺寸，为计算简便，本文中 BS 天线阵列与 ARIS 皆以均匀线性天线阵列（uniform linear array, ULA）方式部署^[12]。

同时，由于海上用户广泛地分布在广阔的海域中，这意味不同海上用户之间，以及海上用户和探测目标之间的大尺度衰落会很大，故当

ARIS 功率较小时，经过其他船只的船载 ARIS 反射过来的信号相对较弱，可以忽略。因此，ARIS 不为目标跟踪和其他海上用户进行服务，只为其所在的船舶用户服务。则第 k 个船舶用户所接收到的信号为：

$$y_k = \sum_{i=1}^K \left(\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k^H \mathbf{G}_k \right) \mathbf{p}_i s_i + \mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k \mathbf{n}_{\text{ris}} + n_k \quad (1)$$

其中， $\mathbf{h}_k \in \mathbf{C}^{N \times 1}$ 表示 ARIS 到第 k 个海上用户的信道， $\mathbf{G}_k \in \mathbf{C}^{N \times M}$ 表示 BS 到第 k 个海上用户配备的 ARIS 的信道，令 $\mathbf{P} = [p_1, p_2, \dots, p_K]$ 作为 BS 的预编码矩阵， $\mathbf{p}_k \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 作为 BS 对第 k 个用户的预编码矢量。 s_k 为 BS 对第 k 个海上用户传输的通信信号，且满足 $E(|s_k|^2) = 1$ 。 $\boldsymbol{\Theta}_k = \text{diag}(a_{k,1}e^{j\theta_{k,1}}, a_{k,2}e^{j\theta_{k,2}}, a_{k,3}e^{j\theta_{k,3}}, \dots, a_{k,N}e^{j\theta_{k,N}}) \in \mathbf{C}^{N \times N}$ 为第 k 个 ARIS 的连续相移矩阵，其中， $a_{k,n}$ 和 $\theta_{k,n}$ 表示其第 n 个有源元件的放大系数和相移，且 $a_{k,n} \geq 1, \theta_{k,n} \in [0, 2\pi]$ 。 $n_k \sim \text{CN}(0, \sigma_n^2)$ 为第 k 个用户处引入的加性白高斯噪声。向量 $\mathbf{n}_{\text{ris}} \sim \text{CN}(0_N, \sigma_{\text{ris}}^2 \mathbf{I}_N)$ 表示在 ARIS 中引入的热噪声。

根据用户的接收信号式 (1)，令 $\mathbf{C}_k = \mathbf{G}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k \mathbf{h}_k$ ，则用户 k 的信干噪比（signal to interference plus noise ratio, SINR）为：

$$\gamma_k = \frac{|\mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_i|^2 + \|\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k\|^2 \sigma_{\text{ris}}^2 + \sigma_n^2} \quad (2)$$

令 $R_k = \log(1 + \gamma_k)$ ， w_k 为用户 k 指定的权重，则用户的加权和速率可以表述为：

$$R = \sum_{k=1}^K w_k R_k \quad (3)$$

1.2 雷达模型

DFRC 的雷达和通信系统之间共用一个多输入多输出（multiple input multiple output, MIMO）基站，其雷达功能利用与通信系统相同的发射信号，即采用通信信号作为雷达探测波形，在一个时隙内同时实现雷达探测和通信功能。MIMO 雷

达对方位角为 φ 的目标进行探测时，假设发射信号为窄带信号，且不考虑各种衰减因素，则发射信号在探测目标处的合成信号 \mathbf{x}_r 可表示为^[13]：

$$\mathbf{x}_r = \boldsymbol{\alpha}(\varphi)^H \mathbf{P} \mathbf{s} \quad (4)$$

其中， $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_K]^T \in \mathbf{C}^{K \times 1}$ ， $\boldsymbol{\alpha}(\varphi)$ 是方向导向矢量，对于有 M 根天线的均匀线性阵列而言，其 φ 方向的导向矢量 $\boldsymbol{\alpha}(\varphi)$ 可表示为：

$$\boldsymbol{\alpha}(\varphi) = \left[1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} b \sin \varphi}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} b(M-1) \sin \varphi} \right]^T \quad (5)$$

其中， λ_c 为载波波长， b 为阵列元件间距，在一般情况下，设置为 $\frac{\lambda_c}{2}$ 。

在 MIMO 雷达发射波束的设计中，其核心在于设计探测信号的协方差矩阵，本文重点设计双功能波形矩阵，具有空间协方差矩阵 $\mathbf{R}_x = \mathbf{P} \mathbf{P}^H$ 。

因为 $E(|s_k|^2) = 1$ ，故 \mathbf{R}_x 不仅为发射信号的协方差矩阵，也是预编码器的协方差矩阵。当系统对方位角 φ 处的目标进行探测时，辐射功率为：

$$P_r(\varphi) = \frac{\boldsymbol{\alpha}(\varphi)^H \mathbf{R}_x \boldsymbol{\alpha}(\varphi)}{M} \quad (6)$$

1.3 信道模型

与地面网络不同，视距传播是沿海交通、海岸警卫和近海渔业等短程海事活动中最常见的通信场景，海上无线信道由视距 (line of sight, LOS) 路径和海面反射路径所主导，并具有稀疏散射、不稳定性等特点^[14]。

电磁波的散射会直接影响信道的多径衰落统计，而在海上通信中，广阔的海域通常缺乏散射体，因此，适用于丰富散射的陆上通信环境中的瑞利衰落不再适用于大多数海洋环境。此外，由于海洋环境中海浪运动的影响，即使海上用户不在海面上移动，其接收信号的强度也可能因海浪

波动而产生剧烈波动。

所以在海上通信中，简单的基于用户位置来预测路径损耗可能得不到准确的结果，传统的自由空间路径损耗模型在海上通信中已经不再适用，在信道建模中考虑海浪引起的随机性是必要的。

此外，蒸发波导的影响也必须考虑在内。大气波导效应在雷达系统和军事通信中的应用一直受到人们的关注和研究，据文献统计，海上蒸发波导发生概率极高，因此，在海上无线电信号极大概率会受到蒸发波导的影响而发生折射。当电磁波传输过程中遭遇到蒸发波导时会被其“捕获”，其传播方向取决于蒸发波导的方向，而不是在海洋上方的整个空间内自由传播。一种适用于海上信道的三射线模型可以对近海面场景下的信号传播进行准确描述^[14]，损耗函数 L 可表示为：

$$L(x) = \left(\frac{\lambda_c}{4\pi x} \right)^2 [2(1 + \Delta)]^2 \quad (7)$$

其中， $\Delta = 2 \sin \left(\frac{2\pi T_t T_r}{\lambda_c x} \right) \cdot \sin \left(\frac{2\pi(T_e - T_t)(T_e - T_r)}{\lambda_c x} \right)$ ， x 是发射器和接收器之间的距离， λ_c 为载波波长， T_t 和 T_r 分别表示发射和接收天线的高度， T_e 为蒸发波导的高度。

对于海上信道的小尺度衰落，文献[14]提出了双径弥散功率 (two wave with diffuse power, TWDP) 信道可适用于海上通信。TWDP 信道由 2 个强直射分量和多个漫散射分量组成，相比莱斯信道和瑞利信道，可以更好地表征海上信道小尺度衰落的组成，即视距分量、海上镜面反射和漫反射分量。文献[15]则通过分析在挪威特隆赫姆海岸实地测量的信道数据，验证了 TWDP 衰落信道与近海信道有较高的拟合度。故系统的下行海上通信信道的小尺度衰落采用 TWDP 信道模型。信道 \mathbf{G}_k 可以表示为：

$$\mathbf{G}_k = \sqrt{L(x)} \cdot (\tilde{\mathbf{G}}_1^k + \beta \tilde{\mathbf{G}}_2^k + \tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}}^k) \quad (8)$$

其中， $\tilde{\mathbf{G}}_i^k$ 对应视距路径 ($i=1$) 和海面反射路径



($i=2$), $\tilde{\mathbf{G}}_1^k = \alpha_r(\phi_r) \alpha_t^H(\phi_t)$, $\tilde{\mathbf{G}}_2^k = e^{j\psi} \alpha_r(\phi_r) \alpha_t^H(\phi_t)$, ϕ_t 和 ϕ_r 是离开和到达的方位角, $\alpha_r(\phi_r)$ 、 $\alpha_t(\phi_t)$ 分别是发射和接收天线的方向导向矢量, 其表达式如式 (5) 所示。 ψ 为随机相位, 以表征海洋环境下海面反射分量因海浪随机变化而产生的随机方向角。 β 为反射系数, 且满足 $0 \leq \beta \leq 1$, 用以描述镜面反射部分与直射链路分量之间的幅值差异, $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{NLOS}}^k$ 服从独立同分布, 且服从具有均值为零、方差为 σ_d^2 的复对称高斯分布, 表示由散射产生的许多独立弱波的总和。反射系数 β 以及 σ_d^2 的大小受海面粗糙度等参数影响, 这些参数均由海况决定^[16]。

2 算法设计

2.1 优化问题建模

假设信道状态信息 (channel state information, CSI) 是已知的, 对所有信道采用静态模型。设 P_t 为系统的总功率预算。在总功率预算与雷达对目标方向探测功率的约束下, 通过联合优化 BS 的预编码矩阵和各 ARIS 的反射矩阵及放大器以提高用户加权和速率。该问题表述为:

$$\begin{aligned} \text{P(1): } & \max_{\mathbf{P}, \boldsymbol{\theta}_1, \dots, \boldsymbol{\theta}_K} R \\ \text{s.t. } & \text{C1: } \text{Tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_{\text{BS}} \\ & \text{C2: } \sum_{i=1}^K \|\boldsymbol{\theta}_k \mathbf{G}_k \mathbf{p}_i\|^2 + \|\boldsymbol{\theta}_k\|^2 \sigma_{\text{ris}}^2 \leq P_A, k=1, \dots, K \\ & \text{C3: } P_r(\varphi) > \eta P_{\text{BS}} \end{aligned} \quad (9)$$

P(1) 中目标函数表示加权和速率。约束 C1 与约束 C2 分别为 BS 和 ARIS 的最大功耗约束, 其中 P_{BS} 和 P_A 分别表示 BS 与 ARIS 的最大可用发射功率, 且满足 $P_A + P_{\text{BS}} = P_t$ 。约束 C3 是为了保证朝向 φ 方向上的探测功率大于 ηP_{BS} , 其中, $0 \leq \eta < 1$ 是用于限定 φ 方向上最小探测功率的比例因子。

显然, 由于优化问题 P(1) 的非凸性以及变量

之间的高耦合性, 难以直接对其进行求解。为了有效地解决这个问题, 在第 2.2 节中, 提出了一种基于交替优化和分式规划的联合波束成形和预编码方案, 首先, 通过分式规划理论消除原问题中对数分式形式带来的非凸性, 再通过交替优化算法对变量分别进行求解, 即每次仅优化一个变量, 同时保持其他变量不变, 以此解决优化问题^[17-18]。

2.2 分式规划表述原问题

通过应用拉格朗日对偶变换, 引入变量 $\boldsymbol{\mu} = [\mu_1, \mu_2, \mu_3, \dots, \mu_K] \in \mathbf{R}$, 则原问题 P(1) 等价于^[19]:

$$\begin{aligned} \text{P(2): } & \max_{\mathbf{P}, \boldsymbol{\theta}_1, \dots, \boldsymbol{\theta}_K, \boldsymbol{\mu}} \sum_{k=1}^K w_k \text{lb}(1 + \mu_k) - \\ & \sum_{k=1}^K w_k \mu_k + \sum_{k=1}^K \frac{w_k (1 + \mu_k) \gamma_k}{1 + \gamma_k} \\ \text{s.t. } & \text{C1: } \text{Tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_{\text{BS}} \\ & \text{C2: } \sum_{i=1}^K \|\boldsymbol{\theta}_k \mathbf{G}_k \mathbf{p}_i\|^2 + \|\boldsymbol{\theta}_k\|^2 \sigma_{\text{ris}}^2 \leq P_A, k=1, \dots, K \\ & \text{C3: } P_r(\varphi) > \eta P_{\text{BS}} \end{aligned} \quad (10)$$

其中, 原问题 P(1) 的对数分式被去掉。当其他变量固定时, P(2) 为变量 $\boldsymbol{\mu}$ 的无约束凸优化问题, 此时, μ_k 的最优解 $\hat{\mu}_k$ 满足:

$$\hat{\mu}_k = \gamma_k \quad (11)$$

由于 P(2) 中分式项的非凸性, 该问题是一个非凸问题, 不便于直接处理, 可以应用二次变换消除其非凸性^[20]。令 $f_1 = \sum_{k=1}^K \frac{w_k (1 + \mu_k) \gamma_k}{1 + \gamma_k}$, 将其重新表述为:

$$\begin{aligned} f_1 = & \sum_{k=1}^K \frac{w_k (1 + \mu_k) \gamma_k}{1 + \gamma_k} = \\ & \sum_{k=1}^K \frac{w_k (1 + \mu_k) \left| \mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_k \right|^2}{\sum_{i=1}^K \left| \mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_i \right|^2 + \left\| \mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\theta}_k \right\|^2 \sigma_{\text{ris}}^2 + \sigma_n^2} \end{aligned} \quad (12)$$

应用分式规划的二次变换, 引入 $\mathbf{y} =$

$[y_1, y_2, y_3, \dots, y_K] \in \mathbf{C}$, 将 f_1 变换为新函数 f_2 。

$$f_2 = \sum_{k=1}^K \left(2\text{Re} y_k^* \sqrt{w_k(1+\mu_k)} \mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_k \right) - \sum_{k=1}^K |y_k|^2 \left(\sum_{i=1}^K |\mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_i|^2 + \|\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\theta}_k\|^2 \sigma_{\text{ris}}^2 + \sigma_n^2 \right) \quad (13)$$

基于上述变换, 可以将原问题 P(1) 等价地表述为:

$$\begin{aligned} \text{P(3): } \max_{\mathbf{P}, \boldsymbol{\theta}_1, \dots, \boldsymbol{\theta}_K, \boldsymbol{\mu}, \mathbf{y}} \quad & \sum_{k=1}^K w_k \text{lb}(1+\mu_k) - \sum_{k=1}^K w_k \mu_k + f_2 \\ \text{s.t. C1: } & \text{Tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_{\text{BS}} \\ \text{C2: } & \sum_{i=1}^K \|\boldsymbol{\theta}_k \mathbf{G}_k \mathbf{p}_i\|^2 + \|\boldsymbol{\theta}_k\|^2 \sigma_{\text{ris}}^2 \leq P_A, \quad k=1, \dots, K \\ \text{C3: } & P_r(\varphi) > \eta P_{\text{BS}} \end{aligned} \quad (14)$$

固定其他变量, 优化 \mathbf{y} , 对于固定的 $\mathbf{P}, \boldsymbol{\theta}_1, \dots, \boldsymbol{\theta}_K, \boldsymbol{\mu}$, P(3) 是一个关于 $\mathbf{y}=[y_1, y_2, y_3, \dots, y_K] \in \mathbf{C}$ 的无约束凸优化问题。 y_k 最优解 \hat{y}_k 为:

$$\hat{y}_k = \frac{\sqrt{w_k(1+\mu_k)} \mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_k}{\sum_{i=1}^K |\mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_i|^2 + \|\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\theta}_k\|^2 \sigma_{\text{ris}}^2 + \sigma_n^2} \quad (15)$$

2.3 优化预编码矩阵

当变量 $\boldsymbol{\theta}_1, \dots, \boldsymbol{\theta}_K, \boldsymbol{\mu}, \mathbf{y}$ 为固定值时, 省略无关项, 则 P(3) 可以被表达为:

$$\begin{aligned} \text{P(4): } \max_{\mathbf{P}} \quad & \sum_{k=1}^K (2\text{Re}\{y_k^* \sqrt{w_k(1+\mu_k)} \mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_k\}) - \sum_{k=1}^K |y_k|^2 \left(\sum_{i=1}^K \mathbf{p}_i^H \mathbf{C}_k \mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_i \right) \\ \text{s.t. C1: } & \text{Tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_{\text{BS}} \\ \text{C2: } & \sum_{i=1}^K \|\boldsymbol{\theta}_k \mathbf{G}_k \mathbf{p}_i\|^2 \leq P_A - \|\boldsymbol{\theta}_k\|^2 \sigma_{\text{ris}}^2, \quad k=1, \dots, K \\ \text{C3: } & P_r(\varphi) > \eta P_{\text{BS}} \end{aligned} \quad (16)$$

由于约束 C3 的非凸性, P(4) 仍然是非凸的。因此对其进行简化, 令 $\mathbf{Z} = \mathbf{M} \times \mathbf{I}_M - \boldsymbol{\alpha}(\varphi) \boldsymbol{\alpha}^H(\varphi)$, 可等价表述为:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\alpha}^H(\varphi) \mathbf{P} \mathbf{P}^H \boldsymbol{\alpha}(\varphi) &= M \times P_{\text{BS}} + \sum_{k=1}^K \mathbf{p}_k^H \boldsymbol{\alpha}(\varphi) \boldsymbol{\alpha}^H(\varphi) \mathbf{p}_k - M \times P_{\text{BS}} \\ &= M \times P_{\text{BS}} - \sum_{k=1}^K \mathbf{p}_k^H \left(M \times \mathbf{I}_M - \boldsymbol{\alpha}(\varphi) \boldsymbol{\alpha}^H(\varphi) \right) \mathbf{p}_k \\ &= M \times P_{\text{BS}} - \sum_{k=1}^K \mathbf{p}_k^H \mathbf{Z} \mathbf{p}_k \end{aligned} \quad (17)$$

P(4) 可以重新表述为:

$$\begin{aligned} \text{P(5): } \min_{\mathbf{P}} \quad & \sum_{i=1}^K \mathbf{p}_i^H \mathbf{A} \mathbf{p}_i - \sum_{k=1}^K \text{Re}\{\boldsymbol{\Gamma} \mathbf{p}_k\} \\ \text{s.t. C1: } & \text{Tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_{\text{BS}} \\ \text{C2: } & \sum_{i=1}^K \mathbf{p}_i^H \mathbf{U}_k \mathbf{p}_i \leq \tilde{P}_A, \quad k=1, \dots, K \\ \text{C3: } & \sum_{k=1}^K \mathbf{p}_k^H \mathbf{Z} \mathbf{p}_k < (1-\eta) M P_{\text{BS}} \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $\boldsymbol{\Gamma} = 2y_k^* \sqrt{w_k(1+\mu_k)} \mathbf{C}_k^H$, $\mathbf{U}_k = \mathbf{G}_k^H \boldsymbol{\theta}_k^H \boldsymbol{\theta}_k \mathbf{G}_k$, $\tilde{P}_A = P_A - \|\boldsymbol{\theta}\|^2 \sigma_{\text{ris}}^2$, $\mathbf{A} = \sum_{k=1}^K |y_k|^2 \mathbf{C}_k \mathbf{C}_k^H$ 。由于 $\boldsymbol{\alpha}(\varphi) \boldsymbol{\alpha}^H(\varphi)$ 是一个秩为 1 的矩阵, 且其特征值为 $\|\boldsymbol{\alpha}(\varphi)\|^2 = M$, 所以 \mathbf{Z} 是一个正半定矩阵, 因此 P(5) 中 C3 为一个凸项^[21]。显然, P(5) 是一个二次约束二次规划 (quadratic constrained quadratic programming, QCQP) 问题, 可由 CVX 工具箱直接进行求解。

2.4 优化反射矩阵 $\boldsymbol{\theta}_k$

固定其他变量, 将 P(3) 中的无关项省略, 对第 k 个 ARIS 反射矩阵 $\boldsymbol{\theta}_k$ 的优化问题可以改写为:

$$\begin{aligned} \text{P(6): } \max_{\boldsymbol{\theta}_k} \quad & 2\text{Re}\left(y_k^* \sqrt{w_k(1+\mu_k)} \mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_k\right) - |y_k|^2 \left(\sum_{i=1}^K |\mathbf{C}_k^H \mathbf{p}_i|^2 + \|\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\theta}_k\|^2 \sigma_{\text{ris}}^2 \right) \\ \text{s.t. C2: } & \sum_{i=1}^K \|\boldsymbol{\theta}_k \mathbf{G}_k \mathbf{p}_i\|^2 + \|\boldsymbol{\theta}_k\|^2 \sigma_{\text{ris}}^2 \leq P_A \end{aligned} \quad (19)$$

定义 $\boldsymbol{\theta}_k = a_{k,1} e^{j\theta_{k,1}}, a_{k,2} e^{j\theta_{k,2}}, a_{k,3} e^{j\theta_{k,3}}, \dots, a_{k,N} e^{j\theta_{k,N}}$, \mathbf{C}_k^H 可表示为 $\mathbf{C}_k^H = \boldsymbol{\theta}_k^H \text{diag}(\mathbf{h}_k^H) \mathbf{G}_k^H$, 则 P(6) 可以简化为:



$$\begin{aligned} \text{P(6): } \max_{\theta_k} \quad & \text{Re}\{2\theta_k^H \mathbf{Y}\} - \theta_k^H \mathbf{T} \theta_k \\ \text{s.t. } \quad & \mathbf{C}2: \theta_k^H \mathbf{V} \theta_k \leq P_A \end{aligned} \quad (20)$$

其中,

$$\mathbf{V} = \sum_{i=1}^K \text{diag}(\mathbf{G}_k \mathbf{p}_i) \text{diag}(\mathbf{G}_k \mathbf{p}_i)^H + \sigma_{\text{ris}}^2 \mathbf{I}_N \quad (21)$$

$$\mathbf{Y} = \text{Re}\left\{ \sqrt{w_k(1+\mu_k)} \text{diag}(\mathbf{y}_k^* \mathbf{h}_k^H) \mathbf{G}_k \mathbf{p}_k \right\} \quad (22)$$

$$\mathbf{T} = |y_k|^2 \left\{ \text{diag}(\mathbf{h}_k^H) \text{diag}(\mathbf{h}_k) \sigma_{\text{ris}} + \sum_{i=1}^K \text{diag}(\mathbf{h}_k^H) \mathbf{G}_k \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{G}_k^H \text{diag}(\mathbf{h}_k) \right\} \quad (23)$$

经过等价表述的问题P(6)是一个凸优化问题。然而,直接求解产生的计算复杂度较高,因此使用一种相比而言复杂度较低的拉格朗日乘子法进行求解^[22],引入拉格朗日函数。

$$L(\theta_k, \lambda) = F(\theta_k) - \lambda g(\theta_k) \quad (24)$$

其中, $F(\theta_k) = \text{Re}\{2\theta_k^H \mathbf{Y}\} - \theta_k^H \mathbf{T} \theta_k$, $g(\theta_k) = \theta_k^H \mathbf{V} \theta_k - P_A$, λ 为拉格朗日乘子。其最优性条件(Karush-Kuhn-Tucker conditions, KKT)为:

$$\begin{cases} \theta_k^H \mathbf{V} \theta_k \leq P_A \\ \lambda \geq 0 \\ \nabla_{\theta_k} L(\theta_k, \lambda) = 0 \\ \lambda g(\theta_k) = 0 \end{cases} \quad (25)$$

θ_k 的最优解 θ_{opt} 满足 $\theta_{\text{opt}} = (\lambda \mathbf{V} + \mathbf{T})^{-1} \mathbf{Y}$,因此对 θ_{opt} 的求解可转变为求解 λ 的最优值 λ_{opt} 。故当满足式(26)时可直接求得 $\theta_{\text{opt}} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Y}$, $\lambda_{\text{opt}} = 0$ 。否则,必须确保式(27)成立。

$$\left\{ \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Y} \right\}^H \mathbf{V} \left\{ \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Y} \right\} \leq P_A \quad (26)$$

$$\begin{cases} \theta_{\text{opt}} = (\lambda \mathbf{V} + \mathbf{T})^{-1} \mathbf{Y} \\ \theta_{\text{opt}}^H \mathbf{V} \theta_{\text{opt}} = P_A \end{cases} \quad (27)$$

上述 λ_{opt} 和 θ_{opt} 可以通过二分搜索法得到^[23]。上述求解波束成形矩阵和反射矩阵的迭代优化算

法流程如下。

步骤1 输入 $\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_K$, $\mathbf{G}_1, \dots, \mathbf{G}_K$, P_A , P_{BS} , φ , P_A , P_{BS} , 设置阈值 ε_1 与权重 w_1, \dots, w_K 。

步骤2 计算 $\mathbf{Z} = \mathbf{M} \times \mathbf{I}_M - \alpha(\varphi) \alpha^H(\varphi)$, 初始化 $\mathbf{P}, \theta_1, \dots, \theta_K, \mu, \mathbf{y}$ 。设初始迭代次数 $t=0$, 由式(3)计算初始加权和速率 R^0 。

步骤3 通过式(11)和式(15)更新 μ, \mathbf{y} 。求解式(18), 更新 \mathbf{P} 。令 $k=1$ 。

步骤4 通过式(21)~式(23)计算得到 $\mathbf{V}, \mathbf{Y}, \mathbf{T}$ 判断是否满足式(26), 如果满足, 则计算 $\theta_{\text{opt}} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Y}$, $\lambda_{\text{opt}} = 0$, 更新 $\theta_k = \text{diag}(\theta_{\text{opt}})$, 并进入步骤9, 否则进入步骤5。

步骤5 初始化精度 ε_2 、边界 λ_1 和 λ_2 。

步骤6 计算 $\lambda = \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2}$ 。

步骤7 计算 $\theta = (\lambda \mathbf{V} + \mathbf{T})^{-1} \mathbf{Y}$, 如果满足 $\theta^H \mathbf{V} \theta \geq P_A$, 则 $\lambda_1 = \lambda$, 否则, 令 $\lambda_2 = \lambda$ 。

步骤8 如果满足 $|\lambda_1 - \lambda_2| \leq \varepsilon_2$, 通过式(28)计算 θ_{opt} , 更新 $\theta_k = \text{diag}(\theta_{\text{opt}})$, 否则回到步骤6。

步骤9 如果 k 满足 $k=K$, 进入步骤10, 否则, 令 $k=k+1$, 进入步骤4。

步骤10 设定 $t=t+1$, 通过式(3)计算优化后的加权和速率 R^t , 若满足 $|R^t - R^{t-1}| \leq \varepsilon_1$, 输出经过迭代优化的 $\mathbf{P}, \theta_1, \dots, \theta_K$ 并结束迭代进程; 否则, 跳转至步骤3。

2.5 算法复杂度分析

算法1的计算复杂度主要来自对变量 $\mathbf{P}, \theta_1, \dots, \theta_K, \mu, \mathbf{y}$ 的求解。其中求解 μ 的计算复杂度为 $O(KM)$, 由式(16)求解 \mathbf{y} 的复杂度为 $O(K^2M + KN)$, 求解 \mathbf{P} 的优化问题 $\rho(5)$ 是一个

QCQP 问题，给定精度 ε ，其计算复杂度为 $O(\text{lb}(1/\varepsilon) \sqrt{MK+2})^{[11]}$ ，给定搜索边界 λ_1 和 λ_2 ，由二分搜索法求解 θ_k 的算法复杂度为 $O\left(\text{lb}\left(\frac{\lambda_2-\lambda_1}{\varepsilon}\right)N^3\right)$ 。因此，算法 1 的总体计算复杂度为 $O\left(I_0\left(\text{lb}(1/\varepsilon)M^{4.5}K^{4.5}+\text{lb}\left(\frac{\lambda_2-\lambda_1}{\varepsilon}\right)KN^3\right)\right)$ ，其中， I_0 为算法 1 收敛所需的迭代次数。

3 性能仿真与分析

通过数值仿真来验证所提出的 ARIS 辅助的近海 DFRC 系统的性能，并通过与其他方案的对比来体现本文所提方案的优势。将原问题 P(1) 中的 C2 约束省略，并添加约束 $a_{k,n} \leq 1, k=1, \dots, K, n=1, \dots, N$ 作为无源 RIS 辅助 DFRC 系统方案，将文献[21]所提出的 DFRC 系统波束成形算法作为对比方案。仿真中考虑有 K 艘单天线船舶随机生成在圆心为 $(2500 \text{ m}, 0)$ ，半径为 600 m 的圆形海域。权衡参数 η 设置为 0.8 ， η 可以衡量系统通信性能与雷达性能之间的功率分配关系。 η 设定得越大，分配给雷达探测功能的功率就越大。文献[14]指出海上蒸发波导高度一般在 10 m 以上、 40 m 以下，在仿真中设置蒸发波导高度 T_e 为 30 m 。仿真参数设置见表 1。

问题 P(1) 以雷达探测功率作为约束最大化海上用户的加权和速率，可以通过改变约束 C3 中的权衡参数 η 来改变目标探测功率与加权和速率之间的功率分配，图 2 所示为 ARIS 与无源 RIS 辅助的 DFRC 系统雷达探测性能与通信性能的权衡关系，可以看出，在参数 η 相同的情况下，ARIS 辅助的 DFRC 系统的加权和速率始终高于无源 RIS。另外，随着参数 η 的增大，目标方向上雷达探测功率随之增大，在总功率约束下，分配给通信功能的功率减少，导致系统的加权和速率随之减小。

表 1 仿真参数设置

参数	数值
BS 位置	(0, 0)
探测目标方位角 φ	60°
BS 天线数 M	16
BS 最大可用功率 P_{BS}	50 dBm
ARIS 到船载天线的距离	2 m
ARIS 反射元件数 N	100
ARIS 最大可用功率 P_A	30 dBm
信道散射分量方差 σ_d^2	0.1
船舶用户数 K	2
反射系数 β	0.4
权衡参数 η	0.8
载波频率 f_c	1 GHz
噪声功率 σ_n	-114 dBm
ARIS 热噪声功率 σ_{ris}	-114 dBm
船舶天线高度 T_r	10 m
基站天线高度 T_t	100 m
蒸发波导高度 T_e	30 m

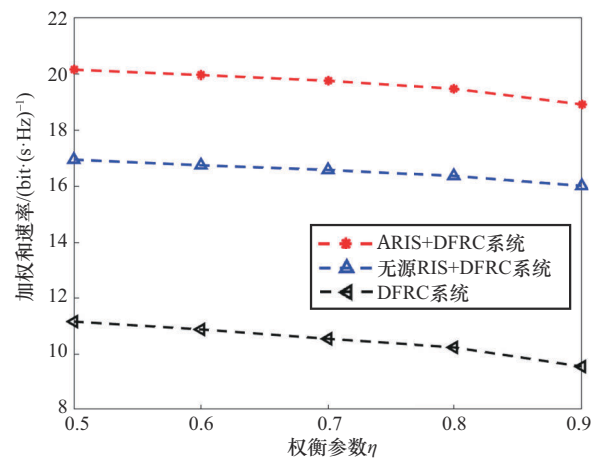


图 2 ARIS 与无源 RIS 辅助的 DFRC 系统雷达探测性能与通信性能的权衡关系

图 3 所示为本文所提出的优化算法的收敛性。可以看出，在 η 相同的情况下，与无源 RIS 所辅助的 DFRC 系统和文献[21]中的无 RIS 辅助的 DFRC 系统相比，ARIS 辅助 DFRC 系统的加权和速率分别提高了 $4 \text{ bit}/(\text{s}\cdot\text{Hz})$ 和 $10 \text{ bit}/(\text{s}\cdot\text{Hz})$ 。

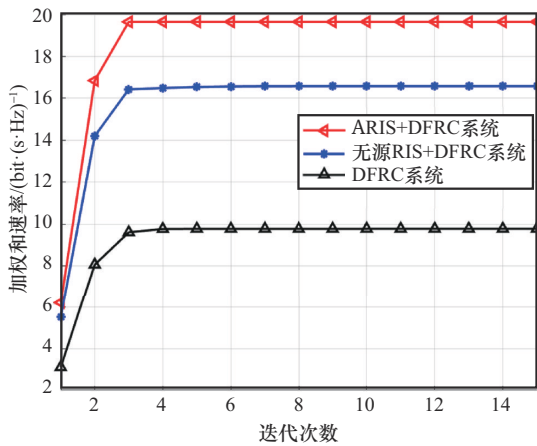


图3 优化算法的收敛性

图4所示为ARIS和无源RIS辅助下的DFRC波束方向图 (beam pattern, BP) 比较, 通过BP可以直观地看出雷达对各个方向辐射电磁波的能力。通过比较可以看出, 二者的BP都存在2个峰, 其中, 探测目标方向处的峰体现了雷达探测性能, 而另一个峰值则代表了DFRC通信性能。无源RIS的雷达探测峰值略高于ARIS, 这是由于总功率的一部分被分配给了ARIS, 因此, DFRC中的探测功率略小于无源RIS。

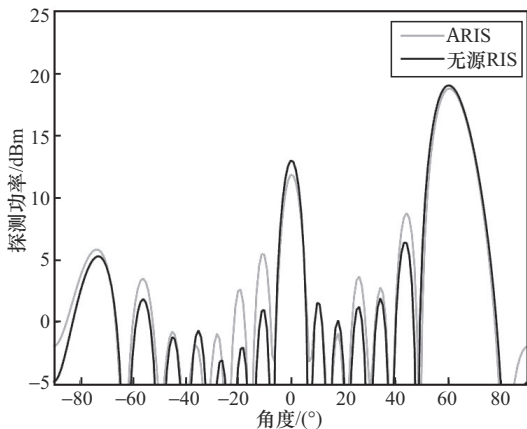


图4 ARIS和无源RIS辅助下的DFRC波束方向图比较

图5所示为系统性能与RIS反射元件数的关系。可以看到, 在雷达探测功率相同时, 随着反射元件数目的增加, DFRC系统的通信性能随之增加。进一步观察仿真曲线可发现, 当反射元件数 N 从300增加到500时, 其加权和速率的增长反而不如 N 从

200增加到300时增加的多。这是因为每个反射元件都有一定的功率消耗, 在分配给ARIS的总功率不变的情况下, 随着ARIS的反射元件数量的增加, 单个元件的放大功率会减少, 所以系统加权和速率的增加速度随着ARIS元件数量的增加而减缓。

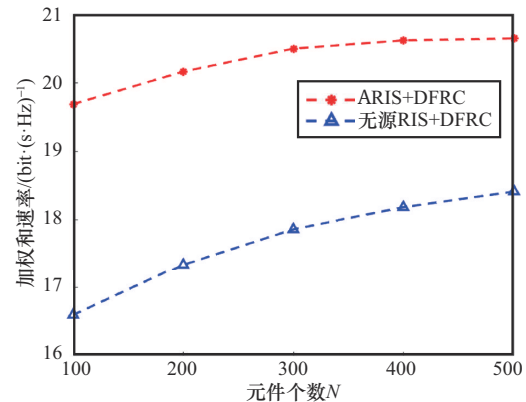


图5 系统性能与RIS反射元件数的关系

图6所示为不同反射元件数下通信性能与探测性能的权衡关系。由图6可以看出, 随着雷达探测功率的增大, 不同反射元件数下的ARIS和无源RIS辅助的DFRC系统的加权和速率均减小。而ARIS辅助的DFRC系统在反射元件数为100时, 其性能依旧远高于反射元件数为500的无源RIS辅助的DFRC系统。这说明了相较于无源RIS, ARIS辅助下的DFRC系统可以通过更少的反射元件数实现更高的性能提升。

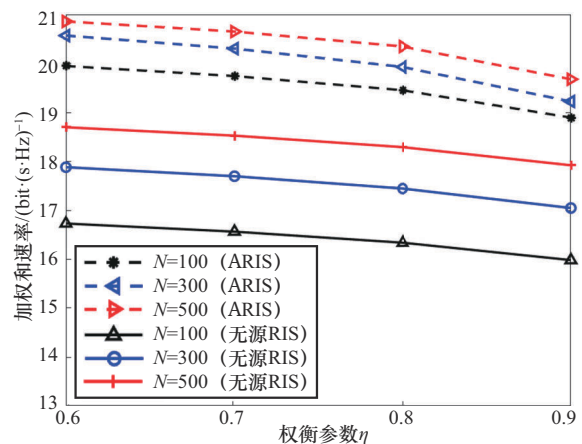


图6 不同反射元件数下通信性能与探测性能的权衡关系

4 结束语

本文提出了一种近海 DFRC 系统, 研究了船载 ARIS 辅助的近海 DFRC 系统在保证检测性能的同时提高通信性能的方法。结合海上通信的实际情况, 采用了海上三射线路径损耗模型和 TWDP 衰落信道分别作为大尺度衰落和小尺度衰落。通过分式规划理论和拉格朗日算子法, 对 DFRC 预编码器、 K 个 ARIS 的反射矩阵进行联合优化, 在满足雷达探测性能的要求下, 最大化通信用户的加权和速率。仿真结果表明, 本文所提出算法具有良好的收敛性, 与无源 RIS 辅助的 DFRC 相比, 在近海通信中 ARIS 可以较好地解决由于海上通信距离较大导致的“乘性衰落”效应所引起的增益不明显问题。在相同的雷达探测性能下, ARIS 辅助的 DFRC 系统通信性能得到了显著提升。最后, 由于海上通信距离较大且只能通过无线信号进行通信, 如何对 RIS 与 BS 进行精确快速的统一控制有待进一步研究。

参考文献:

- [1] ZHOU M T, HOANG V D, HARADA H, et al. TRITON: high-speed maritime wireless mesh network[J]. IEEE Wireless Communications, 2013, 20(5): 134-142.
- [2] YANG T T, LIANG H, CHENG N, et al. Efficient scheduling for video transmissions in maritime wireless communication networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(9): 4215-4229.
- [3] 董浩, 宋亮, 化存卿, 等. 海上通信技术发展与研究综述[J]. 电信科学, 2022, 38(5): 1-17.
- [4] DONG H, SONG L, HUA C Q, et al. Survey of the research and development on the maritime communication technology [J]. Telecommunications Science, 2022, 38(5): 1-17.
- [5] HASSANIEN A, AMIN M G, ABOUTANIOS E, et al. Dual-function radar communication systems: a solution to the spectrum congestion problem[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2019, 36(5): 115-126.
- [6] LIU F, MASOUIROS C, PETROPULU A P, et al. Joint radar and communication design: applications, state-of-the-art, and the road ahead[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(6): 3834-3862.
- [7] ZHANG J C, WANG G, YANG H J, et al. Joint waveform design for multi-user maritime integrated sensing and communication[J]. Wireless Networks, 2024, 30(6): 5919-5930.
- [8] SIDDIQI M Z, MIR T. Reconfigurable intelligent surface-aided wireless communications: an overview[J]. Intelligent and Converged Networks, 2022, 3(1): 33-63.
- [9] WU Q Q, ZHANG S W, ZHENG B X, et al. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: a tutorial[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(5): 3313-3351.
- [10] WANG Z. RIS-aided dual-functional radar and communications beam-forming design [O]. London:Imperial College London, 2021
- [11] DU H Y, KANG J W, NIYATO D, et al. Reconfigurable intelligent surface-aided joint radar and covert communications: fundamentals, optimization, and challenges[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2022, 17(3): 54-64.
- [12] ZHANG Z J, DAI L L, CHEN X B, et al. Active RIS vs. passive RIS: which will prevail in 6G?[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(3): 1707-1725.
- [13] CHEN Z, YE J J, HUANG L. A two-stage beamforming design for active RIS aided dual functional radar and communication[C]/Proceedings of the 2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-6.
- [14] 黄中瑞, 史英春, 唐波, 等. 阵元等功率约束下的 MIMO 雷达发射加权矩阵优化算法[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(5): 1856-1864.
- [15] HUANG Z R, SHI Y C, TANG B, et al. Optimization of the transmit weighting matrix for MIMO radar based on the uniform elemental power constraint[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(5): 1856-1864.
- [16] WANG J, ZHOU H F, LI Y, et al. Wireless channel models for maritime communications[J]. IEEE Access, 2018(6): 68070-



68088.

- [15] 朱然. TWDP 衰落信道及其二阶统计特性研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2016.
- ZHU R. Research on TWDP fading channel and its second-order statistical characteristics[D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2016.
- [16] EKMAN T. Fading distribution model for the maritime radio channel[C]//Proceedings of the 2024 18th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Piscataway: IEEE Press, 2024: 1-5.
- [17] BEZDEK J C, HATHAWAY R J. Some notes on alternating optimization[M]//Lecture Notes in Computer Science. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2002: 288-300.
- [18] ZHOU H, EROL-KANTARCI M, LIU Y W, et al. A survey on model-based, heuristic, and machine learning optimization approaches in RIS-aided wireless networks[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2024, 26(2): 781-823.
- [19] SHEN K M, YU W. Fractional programming for communication systems: Part II: uplink scheduling *via* matching[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(10): 2631-2644.
- [20] SHEN K M, YU W. Fractional programming for communication systems: Part I: power control and beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(10): 2616-2630.
- [21] XU C C, CLERCKX B, ZHANG J Y. Multi-antenna joint radar and communications: precoder optimization and weighted sum-rate vs probing power tradeoff[J]. IEEE Access, 2020, 8: 173974-173982.
- [22] PAN C H, REN H, WANG K Z, et al. Intelligent reflecting surface aided MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1719-1734.
- [23] BOYD S. Distributed optimization and statistical learning *via* the alternating direction method of multipliers[J]. Foundations and Trends® in Machine Learning, 2010, 3(1): 1-122.

[作者简介]



徐森 (2001-), 男, 大连海事大学信息科学技术学院硕士生, 主要研究方向为智能反射面技术。



岳殿武 (1965-), 男, 博士, 大连海事大学信息科学技术学院教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信与信息理论。



孙玉 (1993-), 女, 大连海事大学信息科学技术学院博士生, 主要研究方向为大规模 MIMO 与可重构智能表面。



武祥凯 (2002-), 男, 大连海事大学信息科学技术学院硕士生, 主要研究方向为智能反射面技术。



袁猛 (2000-), 男, 大连海事大学信息科学技术学院硕士生, 主要研究方向为智能反射面技术。