

【引用格式】任红, 张若愚, 缪晨, 等. 面向智慧海洋的 MIMO 探测通信一体化波束成形设计[J]. 数字海洋与水下攻防, 2023, 6(6): 648-655.

# 面向智慧海洋的 MIMO 探测通信一体化波束成形设计

任红, 张若愚\*, 缪晨, 马越, 吴文

(南京理工大学 电子工程与光电技术学院, 江苏 南京 210094)

**摘要** 随着智慧海洋的不断发展, 海洋研究中海洋信息的可靠获取、高速传输和高效处理越来越重要。为此, 考虑一个面向智慧海洋的多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 探测通信一体化系统, 在同一平台上共享相同的频谱资源来同时实现水下目标探测与通信。首先, 对基于通信信号以及基于通信和探测信号叠加的 2 种一体化波形构成方法进行研究, 在满足总功率及通信用户信干噪比需求的约束下, 最小化 MIMO 探测发射波束图匹配误差和互相关图。然后, 针对建立的 2 种波束成形设计问题, 将其转化为二次半定规划问题并采用半正定松弛算法进行求解, 得到探测通信一体化波束成形矩阵。最后, 仿真结果验证了 MIMO 探测通信一体化波束成形设计的可行性。

**关键词** 智慧海洋; MIMO; 探测通信一体化; 波束成形; 半正定松弛

**中图分类号** TN929.3 **文献标识码** A **文章编号** 2096-5753(2023)06-0648-08

**DOI** 10.19838/j.issn.2096-5753.2023.06.001

## Beamforming Design of MIMO Integrated Detection and Communication for Smart Ocean

REN Hong, ZHANG Ruoyu\*, MIAO Chen, MA Yue, WU Wen

(School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

**Abstract** With the continuous development of smart ocean, reliable acquisition, high-speed transmission and efficient processing of ocean information are becoming more and more important in ocean research. Therefore, we consider a MIMO integrated detection and communication system for smart ocean, which shares the same spectrum resources on the same platform to simultaneously realize underwater target detection and communication. Firstly, we investigate two integrated waveform composition methods: communication signals and the superposition of communication and probing signals. We minimize the MIMO beampattern matching error and cross-correlation of transmit beampattern under the constraints of the total power and communication user's signal to interference plus noise ratio requirements. Then, the two established beamforming design problems are transformed into quadratic semidefinite programming problems and are solved by semidefinite relaxation algorithm to obtain the beamforming matrix of integrated detection and communication. Finally, simulation results verify the feasibility of the beamforming design for MIMO integrated detection and communication.

**Key words** smart ocean; MIMO; integrated detection and communication; beamforming; semidefinite relaxation

收稿日期: 2023-09-19

作者简介: 任红 (2000-), 女, 硕士生, 主要从事 MIMO 通信感知一体化波束成形研究。

\*通信作者: 张若愚 (1992-), 男, 博士, 副研究员, 主要从事 MIMO 雷达通信一体化研究。

基金项目: 国家自然科学基金项目“基于多维稀疏的大规模 MIMO 通信感知一体化信道与目标参数估计研究”(62201266); 江苏省自然科学基金“面向车联网通信雷达一体化系统\*\*\*研究”(BK20210335)。

## 0 引言

随着国家“21世纪海上丝绸之路”的推进以及工业革命4.0技术的不断成熟,物联网(Internet of Things, IoT)、大数据(Big Data)、人工智能(Artificial Intelligence, AI)、北斗等新一代创新技术与海洋领域开始越来越多地交叉融合,实现智慧海洋成为海洋发展的新航标<sup>[1]</sup>。因此,获取、传输和处理海洋信息在海洋相关研究中正发挥着越来越重要的作用,面向智慧海洋的探测通信一体化相关研究的需求以及必要性也日益凸显<sup>[2-3]</sup>。而多输入多输出(Multi-Input Multi-Output, MIMO)采用多天线技术,可以并行传输信息,在提高通信系统容量方面有着很大优势,将其应用于水下通信,能够在一定程度上提高水声信道带宽在有限情况下的通信速率<sup>[4-5]</sup>。

现有水下探测通信一体化的相关研究大多针对单天线情况下探测或通信波形进行波形设计。比如文献[6]基于改进的探测波形,采用高斯最小频移键控调制方式,将通信基带信号调制到探测波形上,同时实现水下探测和通信2种功能。然而,基于探测波形的一体化波形可用于改变的参数有限,通信信息传输速率会受到限制。文献[7]基于通信波形进行一体化波形设计,采用最小频移键控、二进制频移键控和二进制相移键控3种水声调制信号。利用目标反射的通信波形回波进行水下目标探测,但该波形由于信号发射功率低,在目标探测距离方面性能欠佳。

水下MIMO多天线场景的研究目前主要针对单独的探测或通信系统。比如文献[8]考虑水下MIMO声呐进行目标成像来提高角度分辨率,文献[9]则研究了水下MIMO通信系统的性能估计。然而,水下探测通信一体化系统相对陆地雷达通信一体化系统研究时间短,在MIMO多天线方面鲜少涉及。现有陆上雷达通信一体化系统考虑了较多MIMO多天线情况,比如文献[10]考虑直接使用通信波形实现探测与通信双重功能,但由于纯通信波形进行探测可能导致探测自由度不足,文献[11]针对探测与通信波形的联合波形进行一体化波束成形设计。

因此,基于上述研究,借鉴陆地MIMO雷达

通信一体化技术,考虑分别使用通信信号以及通信和探测信号(通探信号)叠加的信号作为一体化波形,进行面向海洋的MIMO探测通信一体化系统的波束成形设计。以最小化探测发射波束图匹配误差和互相关图为目标,以总功率和通信用户信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)为约束,建立MIMO探通一体化波束成形设计优化问题,采用半正定松弛(Semidefinite Relaxation, SDR)算法对其进行求解。仿真结果表明:低SINR条件下,基于通探信号叠加的一体化波形可实现较低波束图匹配误差,基于通信信号的一体化波形可达到较高用户SINR,而高SINR条件下,这2种一体化波形探测和通信性能趋于一致。

## 1 系统模型

假设一个配备有MIMO探测通信一体化系统的水下航行器,系统由 $M$ 个发射阵元组成,一体化发射波形在实现目标探测的同时与 $K$ 个用户进行数据通信。本文考虑2种探通一体化波束成形生成方式:基于通信信号的一体化波形和基于通探信号叠加的一体化波形,如图1(a)、图1(b)所示。



(a) 基于通信信号的一体化波形



(b) 基于通探信号叠加的一体化波形

图1 水下MIMO探测通信一体化系统

Fig. 1 Underwater MIMO integrated detection and communication system

### 1.1 水下 MIMO 探测通信一体化波形

假设水下 MIMO 探测通信一体化系统的发射波形  $\mathbf{x}(n)=[x_1(n), x_2(n), \dots, x_M(n)]^T, n=1, 2, \dots, N$  为  $M \times 1$  维, 同时进行目标探测与通信, 其中, 符号  $(\cdot)^T$  表示转置操作。

那么, 发射波形的协方差矩阵  $\mathbf{R}$  可以表示为

$$\mathbf{R} = \mathbb{E}\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\} \quad (1)$$

系统的功率约束分为总功率约束和单天线功率约束。总功率约束表示为

$$\text{Tr}(\mathbf{R}) = P_t \quad (2)$$

式中,  $P_t$  为总发射功率。

单天线功率约束表示为

$$[\mathbf{R}]_{m,m} = \frac{P_t}{M} \quad (3)$$

接下来, 在上述假设以及系统总功率约束条件下, 本节考虑基于通信信号和基于通探信号叠加这 2 种一体化波形。

1) 基于通信信号的一体化波形。

基于通信信号的一体化波形  $\mathbf{x}(n)$  具体表示为

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{W}_c \mathbf{c}(n) \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{W}_c$  为  $M \times K$  维通信预编码矩阵;  $K \times 1$  维通信数据流为  $\mathbf{c}(n)=[c_1(n), c_2(n), \dots, c_K(n)]^T$ , 满足  $\mathbb{E}\{\mathbf{c}(n)\mathbf{c}^H(n)\} = \mathbf{I}_K$ , 其中, 符号  $(\cdot)^H$  表示共轭转置操作。

那么, 发射波形的协方差矩阵  $\mathbf{R}$  可根据式 (1) 进一步表示为

$$\mathbf{R} = \mathbf{W}_c \mathbf{W}_c^H = \sum_{k=1}^K \mathbf{R}_k = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \quad (5)$$

2) 基于通探信号叠加的一体化波形。

基于通探信号叠加的一体化波形  $\mathbf{x}(n)$  具体表示为

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{W}_c \mathbf{c}(n) + \mathbf{W}_d \mathbf{d}(n) \triangleq \mathbf{W} \mathbf{s} \quad (6)$$

式中:  $\mathbf{W}=[\mathbf{W}_c \ \mathbf{W}_d]$  是  $M \times (K+M)$  维总预编码矩阵;  $\mathbf{W}_d$  为  $M \times M$  维探测预编码矩阵;  $(K+M) \times 1$  维总发射波形为  $\mathbf{s}(n)=[\mathbf{c}(n) \ \mathbf{d}(n)]^T$ ,  $\mathbf{d}(n)=[d_1(n), d_2(n), \dots, d_M(n)]^T$  表示  $M \times 1$  维探测信号, 满足  $\mathbb{E}\{\mathbf{d}(n)\mathbf{d}^H(n)\} = \mathbf{I}_M$ , 并且假设通信信号与探测信号二者之间统计独立, 即  $\mathbb{E}\{\mathbf{c}(n)\mathbf{d}^H(n)\} = \mathbf{0}_{K \times M}$ 。

那么, 发射波形的协方差矩阵  $\mathbf{R}$  根据式 (1) 具体表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \mathbf{W}_c \mathbf{W}_c^H + \mathbf{W}_d \mathbf{W}_d^H \\ &= \sum_{i=1}^{K+M} \mathbf{R}_i = \sum_{i=1}^{K+M} \mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^H \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H + \sum_{j=K+1}^{K+M} \mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^H \end{aligned} \quad (7)$$

### 1.2 探测模型

假设发射波形是窄带信号且传播路径为视距 (Line of Sight, LoS), 则一个位于方向  $\theta$  的远场目标在时刻  $n$  接收到的合成信号可以表示为<sup>[12]</sup>

$$y(n; \theta) = \mathbf{a}^T(\theta) \mathbf{x}(n) \quad (8)$$

式中:  $\mathbf{a}(\theta)=[1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(M-1)d \sin \theta}]^T$  为  $M$  维阵列导向矢量;  $\lambda$  为载波波长;  $d$  为相邻天线间距。

发射波形在方向  $\theta$  的平均功率 (即发射波束图) 可以表示为

$$P(\theta; \mathbf{R}) = \mathbb{E}\{y(n; \theta)y^H(n; \theta)\} = \mathbf{a}^T(\theta) \mathbf{R} \mathbf{a}^*(\theta) \quad (9)$$

式中, 符号  $(\cdot)^*$  表示共轭。

发射波形的互相关图表示为

$$\begin{aligned} P(\theta_p, \theta_q; \mathbf{R}) &= \mathbb{E}\{y(n; \theta_p)y^H(n; \theta_q)\} \\ &= \mathbf{a}^T(\theta_p) \mathbf{R} \mathbf{a}^*(\theta_q), \theta_p \neq \theta_q \end{aligned} \quad (10)$$

式中,  $\theta_p$  和  $\theta_q$  为不同的目标所在方向。

### 1.3 通信模型

与陆地 MIMO 雷达通信一体化系统的传输信道特性不同, 水下 MIMO 探测通信一体化系统中, 由于水声环境在介质流动、海洋洋流底部漫反射、水生生物等多方面因素的综合影响下, 情况相较地面更为复杂, 所以常使用多径信道来模拟水下信号传播<sup>[13-15]</sup>。假设水下探通一体化系统与第  $k$  个用户之间的信道矢量为  $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^M$ , 则多径信道具体表示为

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{\frac{M}{Q_k}} \sum_{q=1}^{Q_k} \alpha_{k,q} \mathbf{a}(\theta_{k,q}), \forall k \quad (11)$$

式中:  $Q_k$  是水下探通一体化系统与第  $k$  个用户之间的多径数;  $\alpha_{k,q} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$  是第  $k$  个用户的第  $q$  条传播路径的信道增益系数。

则第  $k$  个用户的接收信号可以表示为

$$y_k(n) = \mathbf{h}_k^T \mathbf{x}(n) + v_k(n), \forall k \quad (12)$$

式中,  $v_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$  是加性高斯白噪声。

## 2 问题描述

接下来, 在 1.1 小节的 2 种一体化波形构成方

法以及总功率约束的条件下,将探测波束图匹配设计准则以及通信频谱效率分别作为衡量探测和通信的性能指标构建优化问题并实现MIMO探测通信一体化波束成形设计。

## 2.1 探测波束图匹配设计准则

对于探测通信一体化波束成形的设计,本文遵循文献[16]的MIMO探测发射信号设计准则,具体设计目标为

1) 优化目标方向的发射能量使设计的一体化波形发射波束图尽可能匹配期望波束图;

2) 减小给定目标方向之间的互相关图。

具体采用加权最小二乘来描述MIMO探测发射波束图匹配误差和互相关图,表示为

$$J(\alpha, \mathbf{R}) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \omega_l |\alpha \varphi(\theta_l) - P(\theta_l; \mathbf{R})|^2 + \frac{2\omega_c}{P(P-1)} \sum_{p=1}^{P-1} \sum_{q=p+1}^P |P(\theta_p, \theta_q; \mathbf{R})|^2 \quad (13)$$

式中:  $L$  为采样角度数;  $\omega_l$  为第  $l$  个采样角度的权重;  $\alpha$  为缩放因子;  $\varphi(\theta)$  为期望的发射方向图;  $\{\theta_l\}_{l=1}^L$  为一个覆盖探测角度范围  $[-\pi/2, \pi/2]$  的细密采样角度网格;  $P$  为目标方向数;  $\omega_c$  为互相关图的权重。

## 2.2 通信频谱效率

探测通信一体化系统的通信性能采用通信频谱效率来衡量,表示为

$$SE = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_k) \quad (14)$$

式中,  $\gamma_k$  为第  $k$  个用户的 SINR。从式(14)可以看到,通信频谱效率与用户 SINR 呈单调递增关系。我们通过设计预编码矩阵来使用户的用户 SINR 满足给定阈值,从而保证通信频谱效率达到要求。2种一体化波形的用户 SINR 具体表示如下。

1) 发射通信信号作为一体化波形的参数模型中,第  $k$  个用户的 SINR 为

$$\gamma_k = \frac{|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \neq k} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2}, \forall k \quad (15)$$

2) 发射通信和探测信号叠加的混合波形作为

一体化波形的参数模型中,第  $k$  个用户的 SINR 为

$$\gamma_k = \frac{|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \neq k} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_i|^2 + \sum_{i=K+1}^{K+M} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2}, \forall k \quad (16)$$

式中,分母第1项为多用户间干扰,第2项为探测信号对通信用户的干扰,第3项为加性高斯白噪声。

## 2.3 MIMO 探通一体化波束成形设计

为实现探测通信一体化系统的波束成形设计,根据前文的描述,在满足总发射功率及用户 SINR 约束的条件下,优化发射波束图缩放因子  $\alpha$  和发射波形协方差矩阵  $\mathbf{R}$  来进行波束成形设计,具体的优化问题表示为

$$\begin{aligned} \min_{\alpha, \mathbf{R}} & J(\alpha, \mathbf{R}) \\ \text{s.t.} & \text{Tr}(\mathbf{R}) = P_t \\ & \gamma_k \geq \Gamma, \forall k \\ & \mathbf{R} = \mathbf{W}\mathbf{W}^H \in \mathcal{S}_M^+ \end{aligned} \quad (17)$$

式中,  $\Gamma$  为预设的用户 SINR 阈值。由于第3个约束的存在,上述优化问题是难以解决的非凸问题。因此,本文接下来将对其进行松弛转化,用SDR算法求解。

## 3 基于SDR算法的探通一体化波束成形

针对上述问题,本节考虑1.1小节中的2种一体化波形构成方法,利用SDR算法分别针对这2种情况来求解2.3小节提出的非凸问题。

为便于问题求解,我们首先对目标函数进行处理。根据文献[16],式(13)可进一步简化为半正定二次函数形式,具体表示为

$$J(\alpha, \mathbf{R}) = J(\boldsymbol{\rho}) \triangleq \boldsymbol{\rho}^H \mathbf{B} \boldsymbol{\rho} \quad (18)$$

式中,  $\boldsymbol{\rho} \triangleq [\alpha; \mathbf{r}]$ ,  $\mathbf{r} = \text{vec}(\mathbf{R})$  表示发射波形协方差矩阵  $\mathbf{R}$  的向量化,  $\mathbf{B}$  具体表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{B} \triangleq & \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \omega_l \begin{bmatrix} \varphi(\theta_l) \\ \mathbf{g}_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi(\theta_l) & \mathbf{g}_l^H \end{bmatrix} + \\ & \text{Re} \left\{ \frac{2\omega_c}{P(P-1)} \sum_{p=1}^{P-1} \sum_{q=p+1}^P \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{g}_{p,q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{g}_{p,q}^H \end{bmatrix} \right\} \end{aligned}$$

式中,  $\mathbf{g}_l \triangleq -[\mathbf{a}(\theta_l) \otimes \mathbf{a}^*(\theta_l)]$ ,  $\mathbf{g}_{p,q} \triangleq [\mathbf{a}^*(\theta_p) \otimes \mathbf{a}(\theta_q)]$ 。

接下来,我们考虑了基于2种一体化波形构成方法的波束成形问题。

### 3.1 基于通信信号的一体化波束成形

首先考虑基于通信信号的一体化波形的情况。引入辅助变量  $\mathbf{R}_i = \mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^H, \forall i \in K$ , 且  $\text{rank}(\mathbf{R}_i) = 1$ , 从而将第  $k$  个通信用户的 SINR 转化为

$$\begin{aligned} \gamma_k &= \frac{\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k^*}{\sum_{i=1}^K \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_k^* - \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k^* + \sigma^2} \\ &= \frac{\mathbf{h}_k^T \mathbf{R}_k \mathbf{h}_k^*}{\mathbf{h}_k^T \mathbf{R} \mathbf{h}_k^* - \mathbf{h}_k^T \mathbf{R}_k \mathbf{h}_k^* + \sigma^2} \end{aligned} \quad (19)$$

因此, 问题 (17) 可表示为二次半定规划 (Quadratic Semidefinite Programming, QSDP) 问题, 具体为

$$\begin{aligned} \min_{\alpha, \mathbf{R}, \{\mathbf{R}_k\}} & J(\alpha, \mathbf{R}) \\ \text{s.t.} & \text{Tr}(\mathbf{R}) = P_t \\ & (1 + \Gamma^{-1}) \mathbf{h}_k^T \mathbf{R}_k \mathbf{h}_k^* - \mathbf{h}_k^T \mathbf{R} \mathbf{h}_k^* - \sigma^2 \geq 0, \forall k \quad (20) \\ & \mathbf{R} \in \mathcal{S}_M^+, \mathbf{R} = \sum_{k=1}^K \mathbf{R}_k \\ & \mathbf{R}_k \in \mathcal{S}_M^+, \text{rank}(\mathbf{R}_k) = 1, \forall k \end{aligned}$$

但由于秩一约束  $\text{rank}(\mathbf{R}_k) = 1$  存在, 问题 (20) 依然是一个非凸问题。于是, 我们将导致优化问题 (20) 非凸的秩一约束忽略, 从而使问题 (20) 松弛为可以使用 CVX 工具包求解的凸问题, 即

$$\begin{aligned} \min_{\alpha, \mathbf{R}, \{\mathbf{R}_k\}} & J(\alpha, \mathbf{R}) \\ \text{s.t.} & \text{Tr}(\mathbf{R}) = P_t \\ & (1 + \Gamma^{-1}) \mathbf{h}_k^T \mathbf{R}_k \mathbf{h}_k^* - \mathbf{h}_k^T \mathbf{R} \mathbf{h}_k^* - \sigma^2 \geq 0, \forall k \quad (21) \\ & \mathbf{R} \in \mathcal{S}_M^+, \mathbf{R} = \sum_{k=1}^K \mathbf{R}_k \\ & \mathbf{R}_k \in \mathcal{S}_M^+, \forall k \end{aligned}$$

在求解基于通信信号的一体化波束成形设计问题时, 首先输入总发射功率  $P_t$ 、多径信道  $\mathbf{H}$ 、MIMO 探测的代价函数  $J(\alpha, \mathbf{R})$ 、用户受到的加性高斯白噪声的能量  $\sigma^2$  和 SINR 阈值  $\Gamma$ ; 然后通过 SDR 算法可以求解得到通信波束成形矩阵。具体基于通信信号的一体化波束成形设计问题的 SDR 算法 1 步骤如下:

Step1: 利用 CVX 凸优化工具箱求解问题 (21) 得到协方差矩阵;

Step2: 通过求解得到通信波束成形矩阵的各列向量。

由于根据算法 1 优化求解得到的协方差矩阵  $\tilde{\mathbf{R}}_k$  秩不为 1, 而通过  $\tilde{\mathbf{w}}_k = (\mathbf{h}_k^T \tilde{\mathbf{R}}_k \mathbf{h}_k^*)^{-1/2} \tilde{\mathbf{R}}_k \mathbf{h}_k^*$  求得的通信预编码矩阵  $\mathbf{W}_c$  的各列向量  $\tilde{\mathbf{w}}_k$  秩为一, 所以在从  $\tilde{\mathbf{R}}_k$  中恢复  $\tilde{\mathbf{w}}_k$  时能量小于  $P_t$ , 未能充分利用发射能量。因此, 我们还考虑对得到的  $\mathbf{W}_c$  进行归一化, 即

$$\mathbf{W}_c = \sqrt{P_t} \frac{\mathbf{W}_c}{\|\mathbf{W}_c\|_F} \quad (22)$$

通过式 (22) 对  $\mathbf{W}_c$  进行处理, 可使波形总能量满足  $P_t$ 。

### 3.2 基于通探信号叠加的一体化波束成形

第 2 种情况考虑基于通探信号叠加的一体化波形。类似地, 第  $k$  个通信用户的 SINR 可以转化为

$$\begin{aligned} \gamma_k &= \frac{\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k^*}{\sum_{i=1}^{K+M} \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_k^* - \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k^* + \sigma^2} \\ &= \frac{\mathbf{h}_k^T \mathbf{R}_k \mathbf{h}_k^*}{\mathbf{h}_k^T \mathbf{R} \mathbf{h}_k^* - \mathbf{h}_k^T \mathbf{R}_k \mathbf{h}_k^* + \sigma^2} \end{aligned} \quad (23)$$

问题 (17) 可进一步表示为

$$\begin{aligned} \min_{\alpha, \mathbf{R}, \{\mathbf{R}_k\}} & J(\alpha, \mathbf{R}) \\ \text{s.t.} & \text{Tr}(\mathbf{R}) = P_t \\ & (1 + \Gamma^{-1}) \mathbf{h}_k^T \mathbf{R}_k \mathbf{h}_k^* - \mathbf{h}_k^T \mathbf{R} \mathbf{h}_k^* - \sigma^2 \geq 0, \forall k \quad (24) \\ & \mathbf{R} \in \mathcal{S}_M^+, \mathbf{R} - \sum_{k=1}^K \mathbf{R}_k \in \mathcal{S}_M^+ \\ & \mathbf{R}_k \in \mathcal{S}_M^+, \text{rank}(\mathbf{R}_k) = 1, \forall k \end{aligned}$$

忽略秩一约束将 QSDP 问题 (24) 转化为采用 SDR 算法可求解的凸问题, 即

$$\begin{aligned} \min_{\alpha, \mathbf{R}, \{\mathbf{R}_k\}} & J(\alpha, \mathbf{R}) \\ \text{s.t.} & \text{Tr}(\mathbf{R}) = P_t \\ & (1 + \Gamma^{-1}) \mathbf{h}_k^T \mathbf{R}_k \mathbf{h}_k^* - \mathbf{h}_k^T \mathbf{R} \mathbf{h}_k^* - \sigma^2 \geq 0, \forall k \quad (25) \\ & \mathbf{R} \in \mathcal{S}_M^+, \mathbf{R} - \sum_{k=1}^K \mathbf{R}_k \in \mathcal{S}_M^+ \\ & \mathbf{R}_k \in \mathcal{S}_M^+, \forall k \end{aligned}$$

在求解基于通探信号叠加的一体化波束成形设计问题时, 首先输入总发射功率  $P_t$ 、多径信道  $\mathbf{H}$ 、MIMO 探测的代价函数  $J(\alpha, \mathbf{R})$ 、用户受到的加性高斯白噪声的能量  $\sigma^2$  和 SINR 阈值  $\Gamma$ ; 然后通过 SDR 算法可以求解得到通信波束成形矩阵  $\mathbf{W}_c$  和探测波束成形矩阵  $\mathbf{W}_d$ 。具体基于通探信号叠

加的一体化波束成形设计问题的 SDR 算法步骤如下:

Step1: 利用 CVX 凸优化工具箱求解问题(25) 得到协方差矩阵  $\tilde{\mathbf{R}}, \tilde{\mathbf{R}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{R}}_K$ ;

Step2: 通过  $\tilde{\mathbf{w}}_k = (\mathbf{h}_k^T \tilde{\mathbf{R}}_k \mathbf{h}_k^*)^{-1/2} \tilde{\mathbf{R}}_k \mathbf{h}_k^*$  求解得到通信波束成形矩阵  $\mathbf{W}_c$  的各列向量;

Step3: 利用  $\mathbf{R}_d = \tilde{\mathbf{R}} - \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{w}}_k \tilde{\mathbf{w}}_k^H$  计算探测波形协方差矩阵;

Step4: 采用奇异值分解  $\mathbf{R}_d = \mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{Q}^H = \mathbf{W}_d \mathbf{W}_d^H$  得到探测波束成形矩阵  $\mathbf{W}_d = \mathbf{Q}\mathbf{A}^{\frac{1}{2}}$ 。

#### 4 仿真结果

本节给出面向智慧海洋的 MIMO 探测通信一体化波束成形设计的仿真结果, 用以验证理论分析与推导的正确性。在所设计的仿真实验中, 假设探通一体化系统的发射端配备有  $M=10$  个发射阵元, 阵元间的间隔  $d = \lambda/2$  且总发射功率为  $P_t = 1$ , 同时向  $K=1$  个用户发送通信信息, 发射端到用户的传播路径有  $Q=3$  条, 各条多径的离开角分别为  $-50^\circ$ ,  $20^\circ$  和  $60^\circ$ 。理想发射波束图  $\varphi(\theta)$  包含一个主波束, 即假设探测一个目标, 其方向为  $\hat{\theta} = 0^\circ$  且波束宽度为  $\Delta = 10^\circ$ ,  $\varphi(\theta)$  具体表示为

$$\varphi(\theta) = \begin{cases} 1, & \hat{\theta} - \frac{\Delta}{2} \leq \theta \leq \hat{\theta} + \frac{\Delta}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (26)$$

式中, 方向  $\theta \in \{\theta_l\}_{l=1}^L$  是以采样精度  $0.1^\circ$  在  $(-90^\circ, 90^\circ)$  角度范围内采样得到。探测波束图匹配误差权重  $\omega_1$  和互相关图权重  $\omega_c$  均设置为 1, 加性高斯白噪声的方差  $\sigma^2 = 0.01$ , 通信用户 SINR 的阈值  $\Gamma$  范围为  $3 \sim 24$  dB。

图 2 为期望波束图、 $\Gamma = 18$  dB 时基于通探信号叠加、基于通信信号以及能量归一化后基于通信信号的发射波束图。其中, 期望波束图指的是 MIMO 探测信号形成的波束图, 由于它不携带通信信息, 所以不具备通信传输的能力。从图 2 可以看出, 与期望波束图相比, 另外 3 种探测通信一体化系统的发射波束图在每条多径的离开角均有体现, 从而说明一体化系统发射端到用户之间的多径传播现象。

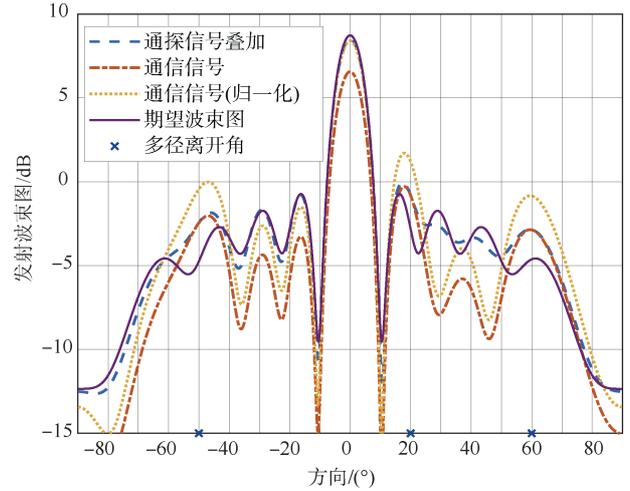


图 2 MIMO 探通一体化发射波束图 ( $\Gamma = 18$  dB)  
Fig. 2 Transmitting beam pattern of MIMO integrated detection and communication ( $\Gamma = 18$  dB)

从图 2 我们可以看到, 基于通信信号且未进行能量归一化的探测通信一体化系统的发射波束图的主波束与期望波束图相差更多, 这是由于只发射通信信号造成了一部分能量损失, 而将能量归一化后的发射波束图可以近似达到基于通探信号叠加的发射波束图期望波束。

设计的发射波束图与期望波束图之间的匹配性能采用 MSE 来衡量, MSE 具体定义为

$$\text{MSE} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |P(\theta_l; \mathbf{R}) - P(\theta_l; \mathbf{R}_0)|^2 \quad (27)$$

式中,  $\mathbf{R}_0$  为期望波束的协方差矩阵, 通过忽略问题(17)的第 2 个和第 3 个约束, 然后采用 SDR 算法求解得到。

图 3 展示了 3 种 MIMO 探通一体化发射波束图 MSE 随用户 SINR 阈值的变化。在 SINR 阈值较低的情况下, 3 种探通一体化发射波束图 MSE 均无明显改变, 这是因为此时的波束图足以达到用户 SINR 的需求。由于仅发射通信信号作为一体化波形在从算法求解得到的秩不为一的协方差矩阵  $\tilde{\mathbf{R}}_k$  中分解预编码矩阵  $\mathbf{W}_c$  的秩为一的各列向量过程中存在能量损失, 因此, 同一 SINR 阈值条件下, 基于通探信号叠加的一体化波形的发射波束图 MSE 最小, 基于通信信号且进行能量归一化的发射波束图 MSE 次之, 基于通信信号且未进行能量归一化的发射波束图 MSE 最大。

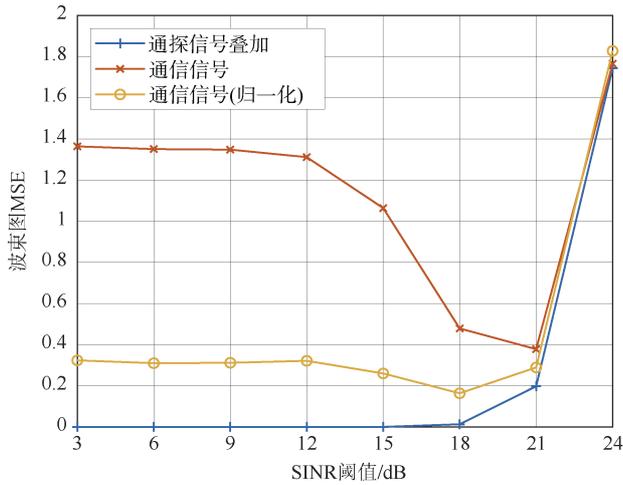


图 3 波束图 MSE 随 SINR 阈值的变化  
Fig. 3 Variation of beam pattern MSE with SINR thresholds

从图 3 可以看到,基于通探信号叠加的一体化波形的发射波束图 MSE 随着 SINR 阈值的增加逐渐升高。这是由于基于通探信号叠加的一体化波形,在分解得到预编码矩阵  $W_c$  的过程中弥补了求解预编码矩阵  $W_c$  时造成的能量损失,所以多径离开角附近的波束图增益随 SINR 阈值的增加呈现单调递增趋势,进而波束图 MSE 随 SINR 阈值单调递增。而基于通信信号未进行能量归一化以及基于通信信号且进行能量归一化的发射波束图 MSE 随 SINR 阈值的增加呈现先降低再升高的变化趋势。产生这种趋势的原因是 SINR 阈值较低时,基于通信信号且未进行能量归一化的发射波束图增益较低,在所有方向均低于期望波束图增益,而随着 SINR 阈值的增加,基于通信信号且未进行能量归一化的发射波束图增益开始升高,因此与期望波束图之间的误差越来越小。但当 SINR 阈值增加到一定数值时,由于需要满足用户的 SINR 需求,所以目标探测性能随之下降,发射波束图 MSE 增加。

图 4 和图 5 分别为可达 SINR 与 SINR 阈值的对比以及通信频谱效率 SE 随 SINR 阈值的变化。从图 4 可以看到,在每个 SINR 阈值情况下,用户的可达 SINR 均能满足约束,从而说明理论推导与问题求解的正确性。图 5 表明 3 种 MIMO 探通一体化频谱效率随着 SINR 阈值的增加整体呈上升趋势,这种趋势从图 4 中也得以反映。图 5 中基于通信信号的一体化波形相比基于通探信号叠加的一

体化波形有更高的频谱效率,这是因为发射通探信号叠加的一体化波形会给用户带来来自探测信号的干扰,导致用户 SINR 相对较小,从而频谱效率较低。

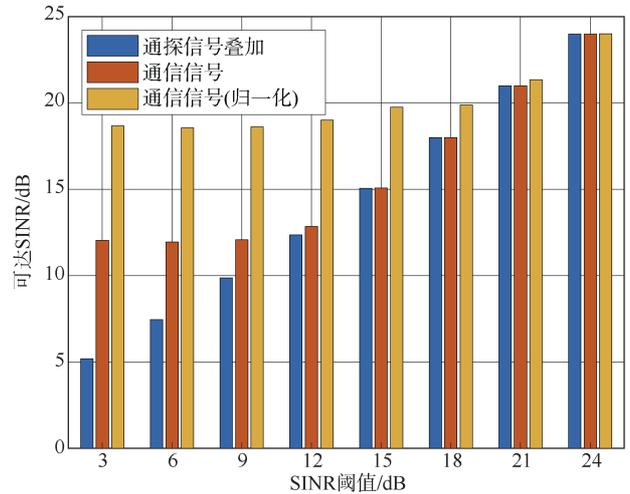


图 4 可达 SINR 与 SINR 阈值的对比  
Fig. 4 Variation of achievable SINR with SINR thresholds

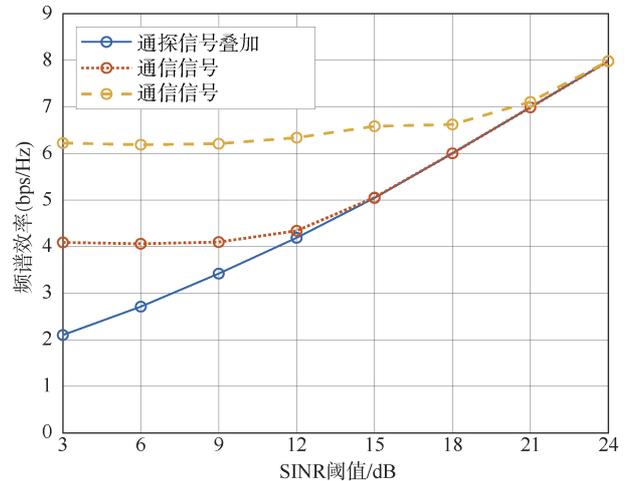


图 5 频谱效率随 SINR 阈值的变化  
Fig. 5 Variation of spectral efficiency with SINR thresholds

### 5 结束语

本文研究了面向智慧海洋的 MIMO 探测通信一体化波束成形设计。考虑了 2 种一体化波形构成方法的 MIMO 探测通信一体化系统,分别是基于通信信号以及基于通探信号叠加的一体化波形。在满足总功率和通信用户 SINR 需求的约束下,以最小化 MIMO 探测发射波束图匹配误差和互相关图

为目标来建立波束成形设计问题,并采用SDR算法进行问题求解。与基于通信信号的一体化波形相比,基于通探信号叠加的一体化波形,在SINR阈值较低时的波束图MSE更小,目标探测性能更好,而基于通信信号的一体化波形具有较高的用户SINR。但在SINR阈值较高时,2种一体化波形构成方法在目标探测和通信性能趋于一致。

### 参考文献

- [1] 冯焱彬,温国曦. 智慧海洋,通信先行——5G海面超远覆盖技术及应用场景探究[J]. 通信世界, 2022, 23(16): 47-49.
- [2] 徐文,鄢社锋,季飞,等. 海洋信息获取、传输、处理及融合前沿研究评述[J]. 中国科学:信息科学, 2016, 46(8): 1053-1085.
- [3] 高建文,肖双爱,虞志刚,等. 面向海洋全方位综合感知的一体化通信网络[J]. 中国电子科学研究院学报, 2020, 15(4): 343-349, 363.
- [4] 张若愚,袁伟杰,崔原豪,等. 面向6G的大规模MIMO通信感知一体化:现状与展望[J]. 移动通信, 2022, 46(6): 17-23.
- [5] ZHOU Y H, CAO X L, TONG F. Acoustic MIMO communications in a very shallow water channel[J]. Journal of Marine Science and Application, 2015, 14(4): 434-439.
- [6] NIU Q X, ZHANG Q F, SHI W T. Integrated waveform design scheme based on underwater detection and communication[C]// 2022 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC). Xi'an: IEEE, 2022.
- [7] LU J, ZHANG Q F, ZHANG L L, et al. Detection performance of active sonar based on underwater acoustic communication signals[C]// 2018 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC). Qingdao: IEEE, 2018.
- [8] LIU X H, GAO K, TANG J S, et al. High-resolution 2D imaging using MIMO Sonar with Fourier integral method (FIM)[C]// OCEANS 2019. Marseille: IEEE, 2019.
- [9] POTTIER A, BOUVET P J, Forjonel P F. Performance evaluation of multi-user MIMO underwater acoustic communications[C]// The Fifth Underwater Communications and Networking Conference. Lerici: IEEE, 2021.
- [10] LIU F, MASOUROS C, LI A, 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.
- [11] LIU X, HUANG T Y, SHLEZINGER N, et al. Joint transmit beamforming for multiuser MIMO communications and MIMO radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 3929-3944.
- [12] ZHANG H B, ZHANG H L, DI B, et al. Holographic integrated sensing and communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(7): 2114-2130.
- [13] 卢俊,张群飞,史文涛,等. 探测通信一体化研究现状与发展趋势[J]. 信号处理, 2019, 35(9): 1484-1495.
- [14] KIM S. Angle-domain frequency-selective sparse channel estimation for underwater MIMO-OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(5): 685-687.
- [15] BOUVET P J, AUFFRET Y. On the achievable rate of multiple-input-multiple-output underwater acoustic communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2020, 45(3): 1126-1137.
- [16] STOICA P, LI J, XIE Y. On probing signal design for MIMO radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(8): 4151-4161.

(责任编辑:肖楚楚)