

# 流体天线辅助的 ISAC 系统通感动态加权联合波束成形设计

李飞<sup>1</sup>, 张杰<sup>1</sup>, 李汀<sup>1</sup>, 宋云超<sup>2</sup>

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003; 2. 南京邮电大学电子与光学工程学院, 江苏 南京 210023)

**摘要:** 针对现有流体天线 (FA) 辅助通感一体化 (ISAC) 系统难以实现通信与感知动态权衡, 且传统优化方法复杂度高的问题, 提出一种基于加权联合优化通信与感知性能的 FA 辅助 ISAC 波束成形方案。首先, 建立通信和速率与感知波束增益加权和最大化模型, 将通信速率最大化问题转换为加权最小均方误差 (WMMSE) 最小化形式, 在发射功率约束下联合优化波束成形矩阵及收发端天线位置。然后, 针对非凸的波束成形矩阵和 FA 位置优化问题, 采用交替优化算法分解波束成形与位置优化子问题, 结合泰勒展开与最大最小化 (MM) 算法构造凸松弛并推导闭式解。仿真结果表明, 所提方案在通信与速率和波束增益上明显优于传统 ISAC 系统, 且通过调节权值可实现通信与感知性能的灵活权衡。

**关键词:** 流体天线; 通感一体化; 波束成形; 联合优化; 加权最小均方误差

**中图分类号:** TN92

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2025098

## Dynamic-weighted joint beamforming design for communication and sensing in fluid antenna-assisted ISAC system

LI Fei<sup>1</sup>, ZHANG Jie<sup>1</sup>, LI Ting<sup>1</sup>, SONG Yunchao<sup>2</sup>

1. College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

2. College of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China

**Abstract:** To address the challenges in achieving dynamic communication-sensing trade-offs and the high complexity of conventional optimization methods in existing fluid antenna (FA)-assisted integrated sensing and communication (ISAC) systems, a weighted joint optimization scheme for FA-assisted ISAC beamforming was proposed. Firstly, a weighted sum maximization model of communication sum-rate and sensing beam pattern gain was established. The communication rate maximization problem was transformed into a weighted minimum mean square error (WMMSE) minimization formulation, with joint optimization of the beamforming matrix and transceiver antenna positions under transmit power constraints. Then, for the non-convex optimization problem involving beamforming matrices and FA positions, an alternating optimization algorithm was employed to decompose it into beamforming and position optimization subproblems. Convex relaxations were constructed by integrating Taylor expansion and the majorization-minimization (MM) algorithm, and closed-form solutions were derived. The simulation results demonstrate that the proposed scheme significantly outperforms traditional ISAC systems in both total communication rate and beam pattern gain. Furthermore, flexible trade-offs between communication and sensing performance are achieved by adjusting weight parameters.

**Keywords:** fluid antenna, ISAC, beamforming, joint optimization, WMMSE

收稿日期: 2025-03-07; 修回日期: 2025-05-20

通信作者: 李汀, lit@njupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62271265, No.62371249)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.62271265, No.62371249)

## 0 引言

随着通信与感知性能的不断提升与发展,通信和传感设备数量大幅度增长带来的频谱阻塞问题愈发严重。通信感知一体化 (ISAC, integrated sensing and communication) 作为一项极具前景的技术,被业界视为解决这一难题的有效手段,也因此成为当前的研究热点<sup>[1]</sup>。通过共享单一硬件平台并进行联合信号处理,ISAC技术在频谱利用、能源管理和硬件性能等方面实现了显著的性能增长与效率提升<sup>[2]</sup>。因此,ISAC技术被视为众多新兴技术发展的核心力量,如可重构智能表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface)、无人机 (UAV, unmanned aerial vehicle)<sup>[3-5]</sup>等新兴技术。

## 1 研究背景与本文贡献

### 1.1 相关工作

传统的多入多出 (MIMO, multiple-input multiple-output) ISAC系统通常配置固定位置天线 (FPA, fixed-position antenna),用于发射和接收通信和感知信号。随着MIMO技术的进步,虽然无线通信系统的容量已经得到一定程度的提升<sup>[6]</sup>,但配置FPA的传统MIMO系统由于无法充分利用发射和接收区域内的无线信道资源,在性能提升方面存在较大的局限性。

最近,有研究提出将流体天线 (FA, fluid antenna) 系统应用于通信领域,通过在基站 (BS, base station) 处使用柔性电缆将FA连接到射频链上,并使用步进电机等组成的控制单元实时调整FA的位置<sup>[7]</sup>。因此,FA可以为ISAC系统提供额外的自由度 (DoF, degree of freedom)<sup>[8]</sup>,从而克服固定天线的局限性<sup>[9]</sup>。随着对FA系统研究的不断深入,其物理实现和性能分析受到了广泛关注,相关的理论和技术也在持续演进和发展中<sup>[10]</sup>。流体天线的核心概念是通过动态优化天线在一定区域内的位置,从而提供额外的空间自由度,实现无线信道的灵活配置<sup>[11]</sup>。目前,已经存在相关的研究成果。文献[12]设计了一种支持FA的MIMO通信系统,对接收FA的位置和发射协方差矩阵进行了联合优化,使MIMO信道矩阵重构到更有利于容量最大化的条件。文献[13]进一步考虑了FA支持的多用户通信系统,在满足通信性能最低要求的前提下,对多个用户的FA位置进行联合优化,使总发

射功率最小。研究表明,采用FA可以在信号功率提高、干扰抑制、灵活波束成形和空间复用等方面改善通信性能。

在ISAC领域,FA由于其所提供的额外空间自由度,表现出巨大的应用潜力。FA通过设计天线位置,并联合优化波束成形器,增强了感知和通信性能,因此在性能分析和优化设计方面引起了人们的关注<sup>[14]</sup>。目前,已经有学者通过研究证实了FA在ISAC领域的优势。文献[15]提出了一种两侧协同配置二维FA的ISAC系统,通过联合优化发射与接收FA的位置和发射波束成形矩阵,实现通信速率最大化,证明了优化FA的位置可以使信道矩阵重构到更有利于通信速率最大化的情况。文献[16]则通过联合优化FA的位置和发射波束成形矩阵,制定了雷达检测概率最大化的问题。文献[17]研究了一种两侧协同配置二维FA的辅助全双工ISAC系统,在满足感知性能并同时提升下行和上行通信能力的情况下,成功解决了联合波束成形和发射接收FA位置优化问题。文献[18]提出了一种高效的外推投影梯度方法加速天线位置的优化,减少了计算复杂度。文献[19]提出一种基于搜索的3阶段投影梯度上升方法,进一步提高了无线通信和传感的信号质量。结果表明,与传统的基于FPA的ISAC系统相比,FA可以显著提高ISAC系统的通信与感知性能。

### 1.2 研究动机

虽然已经有学者通过研究证实了FA在ISAC领域的优势,但仍有一些关键问题值得讨论。

1) 当前研究多集中于单侧部署FA<sup>[16,18]</sup>或采用一维线性模型<sup>[18-19]</sup>等相对简单的模型。尽管文献[15,17]开始研究BS和通信用户 (CU, communication user) 的两侧协同配置二维FA的架构,但这种架构所带来的高度耦合,导致优化问题呈现高度非凸特性,较难求解。当前求解方法多依赖CVX求解器进行迭代逼近,然而该过程不可避免地导致计算复杂度大幅提升<sup>[15-17]</sup>。本文研究采用BS和CU两侧协同配置二维FA的架构,通过获取波束成形矩阵以及FA位置的闭式解,有效降低计算的复杂度。

2) 现有的FA辅助ISAC研究,大多数集中在单一性能极值问题,例如通信性能最大化<sup>[15,18]</sup>和感知性能最大化<sup>[16]</sup>问题上。因此,本研究提出加权联合优化通信与感知性能模型,通过权重因子的改变,能够有效地反映FA辅助的ISAC系统中通信与感知

的权衡情况,从而实现通信与感知性能的灵活权衡。

### 1.3 本文贡献

为解决上述问题,本文研究了一种加权联合优化通信与感知性能的波束成型方案,解决基于FA的ISAC系统对于通信与感知性能的功率分配问题。通过加权最小均方误差(WMMSE, weighted minimum mean squared error)算法,将原先的分式规划问题转换成整式问题。在基站发射功率的约束下,交替优化(AO, alternating optimization)发射和接收FA的位置与波束成形矩阵,通过求解问题的闭式解,降低计算复杂度。进一步分析了本文系统通信与感知性能随权值变化的情况,展现了基于FA的ISAC系统的通信与感知性能的权衡情况。本文的主要研究工作如下。

1) 建立了基于FA的ISAC系统加权优化模型,以通信和速率、感知波束图增益作为ISAC系统的通信和感知性能指标。在基站发射功率的限制下,通过联合优化发射、接收预编码矩阵和发射、接收流体天线的位置,解决了最大化通信和速率与感知波束图增益的加权和问题,并分析权值变化带来的性能影响。

2) 首先,通过WMMSE算法,将目标问题中的通信和速率问题转换为最小加权均方误差问题,针对转换后的问题提出了一种基于交替优化的迭代算法,将原问题分解成多个子问题。接着,通过最大最小化(MM, majorization minimization)算法转换,拉格朗日乘子法推导出发射和接收波束成形矩阵以及一些辅助变量的闭式解。然后,基于泰勒展开、MM转换,构建目标函数的上界,将与发

射天线位置有关非凸优化问题转换为凸优化问题,采用SCA方法进行求解。最后,通过松弛天线位置约束,推导出发射天线的闭式解,加快了求解的速度,并通过检查闭式解是否可行,确定发射FA的位置;通过与发射天线类似的等价变换,将与接收天线位置有关非凸优化问题转换为凸优化问题,求得闭式解,通过检查闭式解是否可行,确定接收FA的位置,实现问题的求解。

3) 仿真结果表明,配备FA的ISAC系统的通信与感知性能明显优于传统ISAC系统。通过改变目标问题中的权值,验证本文系统通信与感知性能随权值变化的情况,进一步展现了基于FA的ISAC系统的通信与感知性能的权衡。

## 2 系统模型

### 2.1 FA辅助的ISAC系统模型

本文考虑一个FA辅助MIMO的ISAC,该系统模型如图1所示,由双功能BS、 $K$ 个CU,以及一个感知目标组成。该ISAC系统中的BS不仅负责与CU进行通信,同时还执行指向目标的雷达感知任务。其中,BS处配置了 $N$ 个( $N \geq 2$ )FA, CU处配置了1个FA。FA通过集成波导或柔性电缆与射频链路相连,允许天线在指定的空间范围内自由移动。为了保证系统的稳定性,将FA辅助ISAC系统运行于准静态场景中。因此,在FA移动带来的时间开销内,信道状态几乎保持不变,并假定信道状态信息(CSI, channel state information)已经通过先前的信道估计获得。将流体天线的位置使用二维笛卡尔坐标系进行定义,  $\mathbf{t} = [t_1, t_2, \dots, t_N]$ ,

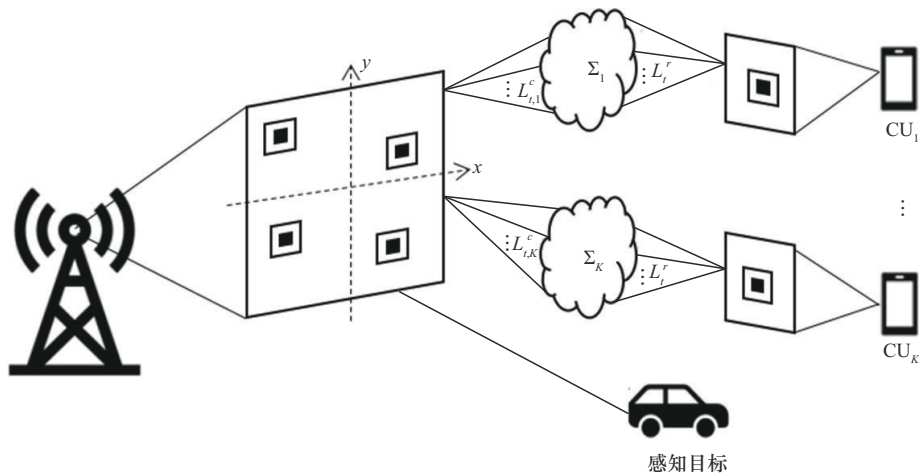


图1 流体天线辅助ISAC系统模型

其中,  $\mathbf{t}_n \triangleq [x_{t_n}, y_{t_n}]^T$  表示 BS 第  $n$  个流体天线的位置,  $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 。同理,  $\mathbf{r} = [x_{r,k}, y_{r,k}]^T$  表示第  $k$  个 CU 处的流体天线。

## 2.2 信道模型

为了描述 BS 与 CU 或感知目标之间的场响应关系, 采用平面波模型构建相应的通道模型。令  $L_{t,k}^c$  和  $L_r^c$  分别代表从 BS 到第  $k$  个 CU 的传输和接收信道路径数,  $L_r$  表示 BS 到目标的传输路径数, 将 BS 与第  $k$  个 CU 之间的第  $l$  条传输路径的仰角和方位角分别记为  $\phi_{l,c,k}^t \in [0, \pi]$ 、 $\psi_{l,c,k}^t \in [0, \pi]$ ,  $l \in \mathbb{C}^{L_{t,k}^c}$ ,  $k \in K$ 。同样, BS 与用户  $k$  之间的第  $l$  条接收路径的仰角和方位角分别记为  $\phi_{l,r,k}^r \in [0, \pi]$  和  $\psi_{l,r,k}^r \in [0, \pi]$ ,  $l \in \mathbb{C}^{L_r}$ ,  $k \in K$ 。基站与目标之间的传输与接收路径与用户类似, BS 与目标之间的第  $l$  条接收路径的仰角和方位角分别记为  $\phi_{l,r}^t \in [0, \pi]$  和  $\psi_{l,r}^t \in [0, \pi]$ ,  $l \in \mathbb{C}^{L_r}$ 。因此, 第  $k$  个用户的第  $l$  条发射路径的信号在 BS 的第  $n$  个 FA 位置与其原点  $t_0$  之间的传播差值可以表示为

$$\rho_{l,c,k}^t(\mathbf{t}_n) = x_{t_n} \sin \phi_{l,c,k}^t \cos \psi_{l,c,k}^t + y_{t_n} \cos \phi_{l,c,k}^t \quad (1)$$

则 BS 的第  $n$  个 FA 与第  $k$  个 CU 之间的发射信道路径的场响应向量为

$$\mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) = \left[ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \rho_{l,c,k}^t(\mathbf{t}_n)}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \rho_{l,c,k}^{L_{t,k}^c}(\mathbf{t}_n)} \right]^T \in \mathbb{C}^{L_{t,k}^c \times 1} \quad (2)$$

BS 到第  $k$  个 CU 的发射响应矩阵可以表示为

$$\mathbf{E}_k(\mathbf{t}) = [\mathbf{e}_k(\mathbf{t}_1), \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_2), \dots, \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_N)] \in \mathbb{C}^{L_{t,k}^c \times N} \quad (3)$$

则 BS 到目标的发射场响应向量和传播差值可以表示为

$$\rho_{l,r}^t(\mathbf{t}_n) = x_{t_n} \sin \phi_{l,r}^t \cos \psi_{l,r}^t + y_{t_n} \cos \phi_{l,r}^t \quad (4)$$

$$\mathbf{e}_r(\mathbf{t}_n) = \left[ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \rho_{l,r}^t(\mathbf{t}_n)}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \rho_{l,r}^{L_r}(\mathbf{t}_n)} \right]^T \in \mathbb{C}^{L_r \times 1} \quad (5)$$

BS 到目标处的发射响应矩阵为

$$\mathbf{E}_r(\mathbf{t}) = [\mathbf{e}_r(\mathbf{t}_1), \mathbf{e}_r(\mathbf{t}_2), \dots, \mathbf{e}_r(\mathbf{t}_N)] \in \mathbb{C}^{L_r \times N} \quad (6)$$

同理, 对于 CU 处, BS 到第  $k$  个 CU 的第  $l$  条接收路径的信号在 CU 处的 FA 与其参考点  $r_0$  的传播距离的差值为

$$\rho_{r,k}^l(\mathbf{r}) = x_{r,k} \sin \phi_{r,k}^l \cos \psi_{r,k}^l + y_{r,k} \cos \phi_{r,k}^l \quad (7)$$

因此, 第  $k$  个 CU 处流体天线的接收响应矢

量为

$$\mathbf{f}_k(\mathbf{r}) = \left[ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \rho_{r,k}^1(\mathbf{r})}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \rho_{r,k}^{L_r^c}(\mathbf{r})} \right]^T \in \mathbb{C}^{L_r^c \times 1} \quad (8)$$

定义从  $t_0$  到  $r_0$  的路径响应矩阵为  $\boldsymbol{\Sigma}_k \in \mathbb{C}^{L_r^c \times L_{t,k}^c}$ , 其中,  $\boldsymbol{\Sigma}_k(n, m)$  表示 BS 与第  $k$  个 CU 之间第  $n$  条发送路径与第  $m$  条接收路径之间的响应。

## 2.3 通信与感知模型

定义  $\mathbf{x} \in [x_1, x_2, \dots, x_K]^T$  为发射符号, 该符号同时用于通信和感知, 其中,  $x_k$  为对第  $k$  个 CU 的发射信号。假设  $\mathbf{x}$  均为复高斯分布, 互相独立, 且为零均值和单位方差, 满足  $E[|\mathbf{x}|^2] = 1$ 。则通信模型, 即第  $k$  个 CU 接收到的信号可以表示为

$$y_k = \mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q x_q + \omega \quad (9)$$

其中,  $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  为 BS 的波束成形矢量,  $\omega \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$  表示 CU 处的加性白高斯噪声,  $\mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \in \mathbb{C}^{1 \times N}$  表示从 BS 到第  $k$  个 CU 的信道矢量, 表示为

$$\mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) = \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \quad (10)$$

采用通信和速率作为通信性能指标, 其中  $u_k \in \mathbb{C}$  为接收波束成形器, 通信和速率表示为

$$R_{\text{com}} = \sum_{k=1}^K \text{lb} \left[ 1 + \frac{|u_k \mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{q=1, q \neq k}^K |u_k \mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{w}_q|^2 + \sigma_w^2} \right] \quad (11)$$

在本文设计的 ISAC 系统中, 发射信号也能够用于检测潜在目标方向上目标的存在情况或状态, 通过增强对目标方向处的增益来增强感知性能。因此, 采用感知波束图增益作为 ISAC 系统感知性能指标, 表达式为

$$p(\mathbf{t}) = \left\| \sum_{q=1}^K \mathbf{E}_r(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q \right\|_2^2 = \text{Tr} \left( \sum_{q=1}^K \mathbf{E}_r(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_r^H(\mathbf{t}) \right) \quad (12)$$

其中,  $\text{Tr}$  表示取矩阵的迹。同时, 增强目标方向处的增益, 与提高雷达估计速率和目标检测概率具有等价性, 但相比于后者较大的处理难度, 感知波束图增益具有易处理的特点, 这使得本文能够推导出关键问题的闭式解。

### 3 问题描述

本文在BS发射功率限制的情况下,实现通信和速率与感知波束图增益加权和最大化问题。优化变量包括发射波束成形矩阵 $\mathbf{w}_k$ 、发射和接收FA位置 $\mathbf{t}, \mathbf{r}$ 。因此,优化问题可表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{t}, \mathbf{r}, \mathbf{w}_k \geq 0} \partial R_{\text{com}} + (1 - \partial) p(\mathbf{t}) \\ & \text{s.t. C1: } \mathbf{r} \in \mathcal{S}_r \\ & \quad \text{C2: } \mathbf{t} \in \mathcal{S}_t \\ & \quad \text{C3: } \|\mathbf{t}_n - \mathbf{t}_v\|_2 \geq D, \forall n, v \in \mathcal{N}, n \neq v \\ & \quad \text{C4: } \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H) \leq P_{\max} \end{aligned} \quad (13)$$

其中, C1、C2为发射和接收FA可移动区域限制, C3为发射区域内FA之间为避免耦合所要求的最小距离,  $D$ 为预定义的发射天线之间的最小距离, C4为发射功率约束,  $P_{\max}$ 为基站最大发射功率。通过WMMSE-速率关系<sup>[20]</sup>, 引入辅助变量 $M_k \in \mathbb{C}, M_k \geq 0, k \in K$ , 式(13)可以转换成最小化加权均方差与感知波束图增益加权和和问题, 表达式为

$$\begin{aligned} & \min_{M_k, u_k, \mathbf{t}, \mathbf{r}, \mathbf{w}_k \geq 0} \partial \left( \sum_{k=1}^K \text{Tr}(M_k S_k) - \text{lb}(M_k) \right) - (1 - \partial) p(\mathbf{t}) \\ & \text{s.t. C1} \sim \text{C4} \end{aligned} \quad (14)$$

其中,

$$\begin{aligned} S_k &= E((\hat{x}_k - x_k)(\hat{x}_k - x_k)^H) = \\ & 1 - 2\text{Re}(u_k \mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{w}_k) + \\ & |u_k|^2 \left( \sum_{q=1}^K \mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{h}_k^H(\mathbf{t}, \mathbf{r}) + \sigma_w^2 \right) \end{aligned} \quad (15)$$

表示均方差值,  $\hat{x}_k = u_k \mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{w}_k + u_k \omega$ 表示接收天线处的信号。问题转换成求解 $\{M_k, u_k, \mathbf{w}_k, \mathbf{t}, \mathbf{r}\}$ 变量, 虽然求解变量增加, 但问题由分式规划问题变成了整式问题, 更易于求解。由于目标函数与约束仍具有高度非凸性与耦合性, 求解式(14)较为困难。因此接下来提出一种基于交替优化的迭代算法, 将原问题分解成多个子问题求解。

### 4 算法设计

由于式(14)的目标函数与约束C3的非凸性, 求解问题较为困难。因此使用AO算法分别求解辅助变量 $M_k$ 、接收波束成形器 $u_k$ 、发射预编码矩阵 $\mathbf{w}_k$ 、发射和接收流体天线位置 $\mathbf{t}, \mathbf{r}$ , 在其他变量固定的情况下, 在每次迭代中优化不同的变量。

#### 4.1 求解辅助变量和接收波束成形器

首先, 将发射预编码矩阵 $\mathbf{w}_k$ 、BS和CU处的FA位置固定, 交替优化辅助变量 $M_k$ 和接收波束成形器 $u_k$ , 舍弃常量, 将问题重新表述为

$$\min_{M_k, u_k} \partial \left( \sum_{k=1}^K \text{Tr}(M_k S_k) - \text{lb}(M_k) \right) \quad (16)$$

此时, 问题转换成了无约束最小化问题。分别对 $M_k$ 和 $u_k$ 求导, 并设置两者结果值均为零, 可求出问题的最优闭式解为

$$u_k = \left( \sum_{q=1}^K \mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{h}_k^H(\mathbf{t}, \mathbf{r}) + \sigma_w^2 \right)^{-1} \mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{w}_k \quad (17)$$

$$M_k = E_k^{-1}, k = 1, 2, \dots, K \quad (18)$$

#### 4.2 求解波束成形矩阵

接下来, BS和CU处的FA位置被固定, 辅助变量 $M_k$ 和接收波束成形器 $u_k$ 由前面的算法给出, 交替优化波束成形矩阵 $\mathbf{w}_k$ , 舍弃常量, 将问题重新表述为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{w}_k \geq 0} \partial \sum_{k=1}^K \text{Tr}(M_k S_k) - (1 - \partial) p(\mathbf{t}) \\ & \text{s.t. C1: } \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H) \leq P_{\max} \end{aligned} \quad (19)$$

此时, 目标函数为凸函数减去凸函数, 目标函数的凹凸性无法确认, 从而无法进行最小化求解。

因此, 通过将 $\mathbf{w}_k$ 的二次项函数 $\sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_r^H(\mathbf{t}) \mathbf{E}_r(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q$ 的中间项转换为半负定矩阵, 将函数转换为

$$\begin{aligned} & \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_r^H(\mathbf{t}) \mathbf{E}_r(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q = \\ & \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_r^H(\mathbf{t}) \mathbf{E}_r(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q - V_t P_d + V_t P_d \leq \\ & \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_r^H(\mathbf{t}) \mathbf{E}_r(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q - \\ & \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q^H V_t \mathbf{I} \mathbf{w}_q + V_t P_d = \\ & \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q^H V_r(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q + V_t P_d \end{aligned} \quad (20)$$

其中,  $V_t = \lambda_{\max}(\mathbf{E}_r^H(\mathbf{t}) \mathbf{E}_r(\mathbf{t}))$ , 从而使 $V_r(\mathbf{t}) = \mathbf{E}_r^H(\mathbf{t}) \mathbf{E}_r(\mathbf{t}) - V_t \mathbf{I}$ 为半负定矩阵, 式(20)中的不等号在 $\sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|_2^2 = P_{\max}$ 时等号成立。原问题被转换为凸函数减去凹函数, 因此目标函数转换为凸函

数, 可进行最小化求解。

此时, 目标函数是一个具有凸约束的凸函数, 通过使用基于 Karush-Kuhn-Tucker 条件的拉格朗日乘子法, 将原约束问题转换成无约束问题求解, 表达式为

$$\begin{aligned} & \min_{w_k \geq 0} \partial \sum_{k=1}^K M_k (-2\text{Re}(u_k^H \mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{w}_k) + \\ & \text{Tr} \left( \partial \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q^H \sum_{k=1}^K M_k |u_k|^2 \mathbf{h}_k^H(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{w}_q \right) - \\ & (1 - \partial) \left( \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q^H \mathbf{V}_r(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q + V_t P_d \right) + \\ & \Gamma \left( \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H) - P_{\max} \right) \end{aligned} \quad (21)$$

分别对  $w_k$  和  $\Gamma$  求偏导数, 并设置两者结果值均为零, 求得闭式解, 表达式为

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_k &= (\partial \sum_{k=1}^K M_k |u_k|^2 \mathbf{h}_k^H(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{h}_k(\mathbf{t}, \mathbf{r}) + \\ & \Gamma^* \mathbf{I} - (1 - \partial) \mathbf{V}_r(\mathbf{t}) \mathbf{I})^{-1} \partial \mathbf{h}_k^H(\mathbf{t}, \mathbf{r}) u_k M_k \end{aligned} \quad (22)$$

其中,  $\Gamma^*$  发射功率约束的最佳对偶变量, 由一维搜索法中的二分法求得<sup>[21]</sup>。

### 4.3 求解 BS 处 FA 位置

然后, CU 处的 FA 位置被固定, 辅助变量  $M_k$ 、发射预编码矩阵  $\mathbf{w}_k$ 、接收波束成形器  $u_k$  由前面的算法给出, 交替优化 BS 处 FA 位置, 因此, 目标优化问题转换为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{t}} \partial \sum_{k=1}^K \text{Tr}(M_k S_k) - (1 - \partial) p(\mathbf{t}) \\ & \text{s.t. C1: } \mathbf{t} \in \mathcal{S}, \\ & \text{C2: } \|\mathbf{t}_n - \mathbf{t}_v\|_2 \geq D, \forall n, v \in \mathcal{N}, n \neq v \end{aligned} \quad (23)$$

对于变量发射 FA 位置  $\mathbf{t}_n$ , 目标函数既不是凹的也不是凸的, 但它在整个可行区域中是可微的, 因此可以通过 SCA 方法找到局部最优点进行迭代求解。

由于目标函数较为复杂, 将目标问题分为通信部分与感知部分, 并进一步将这两部分各自拆分为多项式的形式, 分别进行优化处理。

通信部分为

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^K \text{Tr}(M_k S_k) = \\ & \sum_{k=1}^K \text{Tr}(-2M_k \text{Re}(u_k^H \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \mathbf{w}_k)) + \end{aligned}$$

$$\text{Tr}(M_k |u_k|^2 \sum_{q=1}^K | \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q |^2) \quad (24)$$

感知部分为

$$\text{Tr} \left( \sum_{q=1}^K \mathbf{E}_r(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_r^H(\mathbf{t}) \right) \quad (25)$$

对于通信部分目标函数, 首先处理第一部分, 通过显式变换, 将包含变量  $\mathbf{t}_n$  的函数项提取出来, 即

$$\begin{aligned} & \text{Tr}(\text{Re}(u_k^H \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \mathbf{w}_k)) = \\ & \text{Re}(u_k^H \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) \mathbf{w}_k(n) + \\ & u_k^H \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \sum_{j \neq n}^N \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_j) \mathbf{w}_k(j)) = \\ & \text{Re}(\mathbf{X}_k \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) + \omega_k) \end{aligned} \quad (26)$$

其中,

$$\mathbf{X}_k = u_k^H \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{w}_k(n) \quad (27)$$

$$\omega_k = u_k^H \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \sum_{j \neq n}^N \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_j) \mathbf{w}_k(j) \quad (28)$$

接着处理第二部分, 利用矩阵迹的性质, 将目标函数等价转换为

$$\begin{aligned} & \text{Tr}(M_k |u_k|^2 \sum_{q=1}^K | \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q |^2) = \\ & \text{Tr}(|u_k|^2 \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_k^H(\mathbf{t}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{f}_k(\mathbf{r})) = \\ & \text{Tr}(\mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_k^H(\mathbf{t}) \mathbf{A}_k) \end{aligned} \quad (29)$$

其中,  $\mathbf{A}_k = |u_k|^2 \boldsymbol{\Sigma}_k^H \mathbf{f}_k(\mathbf{r}) \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k$ 。之后进行显式变换, 式(29)等价转换为

$$\begin{aligned} & \text{Tr}(\mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_k^H(\mathbf{t}) \mathbf{A}_k) = \\ & \text{Tr} \left( \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q(n) \mathbf{w}_q^H(n) \mathbf{e}_k^H(\mathbf{t}_n) \mathbf{A}_k \right) + \\ & 2\text{Tr} \left( \text{Re} \left( \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q(n) \sum_{i=1, i \neq n}^N \mathbf{w}_q^H(i) \mathbf{e}_k^H(\mathbf{t}_i) \mathbf{A}_k \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) \right) \right) + \\ & \text{Tr} \left( \sum_{q=1}^K \sum_{i \neq n}^N \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_i) \mathbf{w}_q(i) \sum_{j \neq n}^N \mathbf{w}_q^H(j) \mathbf{e}_k^H(\mathbf{t}_j) \mathbf{A}_k \right) = \\ & \mathcal{G}_k(\mathbf{t}_n) + 2\text{Re}(\mathbf{P}_k \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n)) + \varpi_k \end{aligned} \quad (30)$$

其中,

$$\varpi_k = \text{Tr} \left( \sum_{q=1}^K \sum_{i \neq n}^N \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_i) \mathbf{w}_q(i) \sum_{j \neq n}^N \mathbf{w}_q^H(j) \mathbf{e}_k^H(\mathbf{t}_j) \mathbf{A}_k \right) \quad (31)$$

$$\mathbf{P}_k = \text{Tr} \left( \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q(n) \sum_{i=1, i \neq n}^N \mathbf{w}_q^H(i) \mathbf{e}_k^H(\mathbf{t}_i) \mathbf{A}_k \right) \quad (32)$$

根据矩阵迹的性质,  $\mathbf{g}_k(\mathbf{t}_n)$ 可以等效地改写为

$$\mathbf{g}_k(\mathbf{t}_n) = \text{Tr}(\mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q(n) \mathbf{w}_q^H(n) \mathbf{e}_k^H(\mathbf{t}_n) \mathbf{A}_k) = \mathbf{e}_k^H(\mathbf{t}_n) \bar{\mathbf{A}}_k \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) \quad (33)$$

其中,  $\bar{\mathbf{A}}_k = \mathbf{A}_k \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q(n) \mathbf{w}_q^H(n)$ 。此时, 由于  $\mathbf{g}_k(\mathbf{t}_n)$

相对于  $\mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n)$ 是凸的二次函数形式, 因此通过MM方法<sup>[22]</sup>求出其上界, 将其二次项转换为一次项, 使用MM方法处理非凸项  $\mathbf{g}_k(\mathbf{t}_n)$ , 表达式为

$$\begin{aligned} & \mathbf{e}_k^H(\mathbf{t}_n) \bar{\mathbf{A}}_k \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) = \\ & (\mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) - \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n))^H \bar{\mathbf{A}}_k (\mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) - \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n)) + \\ & 2\text{Re}(\mathbf{e}_k^H(\hat{\mathbf{t}}_n) \bar{\mathbf{A}}_k (\mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) - \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n))) + \mathbf{e}_k^H(\hat{\mathbf{t}}_n) \bar{\mathbf{A}}_k \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n) \leq \\ & \lambda_{\max}(\bar{\mathbf{A}}_k) \left\| \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) - \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n) \right\|_2^2 + \\ & 2\text{Re}(\mathbf{e}_k^H(\hat{\mathbf{t}}_n) \bar{\mathbf{A}}_k (\mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) - \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n))) + \mathbf{e}_k^H(\hat{\mathbf{t}}_n) \bar{\mathbf{A}}_k \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n) = \\ & 2\lambda_{\max}(\bar{\mathbf{A}}_k) L_{t,k}^c + 2\text{Re}((\bar{\mathbf{A}}_k^H \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n) - \\ & \lambda_{\max}(\bar{\mathbf{A}}_k) \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n))^H \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n)) - 2\text{Re}(\mathbf{e}_k^H(\hat{\mathbf{t}}_n) \bar{\mathbf{A}}_k \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n)) + \\ & \mathbf{e}_k^H(\hat{\mathbf{t}}_n) \bar{\mathbf{A}}_k \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n) = 2\text{Re}(\mathbf{C}_k \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n)) + D_k \end{aligned} \quad (34)$$

其中,

$$\mathbf{C}_k = (\bar{\mathbf{A}}_k^H \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n) - \lambda_{\max}(\bar{\mathbf{A}}_k) \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n))^H \quad (35)$$

$$\begin{aligned} D_k &= 2\lambda_{\max}(\bar{\mathbf{A}}_k) L_{t,k}^c - 2\text{Re}(\mathbf{e}_k^H(\hat{\mathbf{t}}_n) \bar{\mathbf{A}}_k \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n)) + \\ & \mathbf{e}_k^H(\hat{\mathbf{t}}_n) \bar{\mathbf{A}}_k \mathbf{e}_k(\hat{\mathbf{t}}_n) \end{aligned} \quad (36)$$

因此, 通信部分函数最后转换为

$$\begin{aligned} & 2\text{Re}((\mathbf{C}_k + \mathbf{P}_k) \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n)) + D_k + \varpi_k - \\ & 2\text{Re}(\mathbf{X}_k \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n) + \omega_k) = 2\bar{h}_k(\mathbf{t}_n) + D_k - 2\omega_k + \varpi_k \end{aligned} \quad (37)$$

此时函数  $\bar{h}_k(\mathbf{t}_n)$ 仍是  $\mathbf{t}_n$ 的非凸非凹函数。因此, 通过二阶泰勒展开, 求取函数  $\bar{h}_k(\mathbf{t}_n)$ 的凸上界,  $\bar{h}_k(\mathbf{t}_n)$ 可以等效转换为

$$\begin{aligned} & \bar{h}_k(\mathbf{t}_n) = \text{Re}((\mathbf{C}_k + \mathbf{P}_k - \mathbf{X}_k) \mathbf{e}_k(\mathbf{t}_n)) = \\ & \text{Re} \left( \sum_{q=1}^{L_r} |C_{k,q} + P_{k,q} - X_{k,q}| e^{j \left( \frac{2\pi}{\lambda} \rho_{t,c,k}^q(\mathbf{t}_n) - \angle(C_{k,q} + P_{k,q} - X_{k,q}) \right)} \right) \end{aligned} \quad (38)$$

对  $\bar{h}_k(\mathbf{t}_n)$ 进行二阶泰勒展开, 即

$$\begin{aligned} & \bar{h}_k(\mathbf{t}_n) \leq \bar{h}_k(\hat{\mathbf{t}}_n) + \nabla \bar{h}_k^T(\hat{\mathbf{t}}_n) (\mathbf{t}_n - \hat{\mathbf{t}}_n) + \\ & \frac{\tilde{\delta}_{n,k}}{2} (\mathbf{t}_n - \hat{\mathbf{t}}_n)^T (\mathbf{t}_n - \hat{\mathbf{t}}_n) \end{aligned} \quad (39)$$

其中,  $\nabla \bar{h}_k(\hat{\mathbf{t}}_n)$ 是  $\bar{h}_k(\mathbf{t}_n)$ 的梯度,  $\tilde{\delta}_{n,k}$ 为引入的标量,

将标量取值为  $\tilde{\delta}_{n,k} = \frac{8\pi^2}{\lambda^2} \sum_{q=1}^{L_r} |\mathbf{C}_k + \mathbf{P}_k - \mathbf{X}_k|$ , 从而使

$\tilde{\delta}_{n,k} \geq \left\| \nabla^2 \bar{h}_k(\hat{\mathbf{t}}_n) \right\|_2$ <sup>[12]</sup>, 其中,  $\nabla^2 \bar{h}_k(\hat{\mathbf{t}}_n)$ 是  $\bar{h}_k(\mathbf{t}_n)$ 的海森矩阵。

对于感知部分目标函数, 首先采用显式变换, 提取含有  $\mathbf{t}_n$ 项的部分函数为

$$\begin{aligned} & \text{Tr} \left( \sum_{q=1}^K \mathbf{E}_r(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_r^H(\mathbf{t}) = \right. \\ & \mathbf{e}_r(\mathbf{t}_n) \mathbf{w}_q(n) \mathbf{w}_q^H(n) \mathbf{e}_r^H(\mathbf{t}_n) + \\ & \left. 2\text{Re}(\mathbf{e}_r(\mathbf{t}_n) \mathbf{w}_q(n) \sum_{i=1, i \neq n}^N \mathbf{w}_q^H(i) \mathbf{e}_r^H(\mathbf{t}_i)) \right) + \\ & \text{Tr} \left( \sum_{j=1, j \neq n}^N \mathbf{e}_r(\mathbf{t}_j) \mathbf{w}_q(j) \sum_{i=1, i \neq n}^N \mathbf{w}_q^H(i) \mathbf{e}_r^H(\mathbf{t}_i) \right) \end{aligned} \quad (40)$$

此时,  $\mathbf{e}_r(\mathbf{t}_n) \mathbf{w}_q(n) \mathbf{w}_q^H(n) \mathbf{e}_r^H(\mathbf{t}_n)$ 对于变量  $\mathbf{t}_n$ 来说仍是非凸非凹的, 但相对于  $\mathbf{e}_r(\mathbf{t}_n)$ 是凸的。因此, 使用一阶泰勒展开, 求取问题的下界, 即

$$\begin{aligned} & \text{Tr} \left( \sum_{q=1}^K \mathbf{E}_r(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_r^H(\mathbf{t}) = \right. \\ & 2\text{Re}(\mathbf{e}_r(\mathbf{t}_n) \left( \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q(n) \sum_{i=1, i \neq n}^N \mathbf{w}_q^H(i) \mathbf{e}_r^H(\mathbf{t}_i) + \right. \\ & \left. \left. \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q(n) \mathbf{w}_q^H(n) \mathbf{e}_r^H(\hat{\mathbf{t}}_n) \right)) + \right. \\ & \left. \text{Tr} \left( \sum_{q=1}^K \sum_{j=1, j \neq n}^N \mathbf{e}_r(\mathbf{t}_j) \mathbf{w}_q(j) \sum_{i=1, i \neq n}^N \mathbf{w}_q^H(i) \mathbf{e}_r^H(\mathbf{t}_i) \right) - \right. \\ & \left. \mathbf{e}_r(\hat{\mathbf{t}}_n) \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q(n) \mathbf{w}_q^H(n) \mathbf{e}_r^H(\hat{\mathbf{t}}_n) = \right. \\ & \left. 2\text{Re}(\mathbf{G}_r \mathbf{e}_r(\mathbf{t}_n)) + F_r = 2\bar{h}_r(\mathbf{t}_n) + F_r \end{aligned} \quad (41)$$

其中,

$$\begin{aligned} & \mathbf{G}_r = \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q(n) \sum_{i=1, i \neq n}^N \mathbf{w}_q^H(i) \mathbf{e}_r^H(\mathbf{t}_i) + \\ & \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q(n) \mathbf{w}_q^H(n) \mathbf{e}_r^H(\hat{\mathbf{t}}_n) \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} & F_r = \text{Tr} \left( \sum_{q=1}^K \sum_{j=1, j \neq n}^N \mathbf{e}_r(\mathbf{t}_j) \mathbf{w}_q(j) \sum_{i=1, i \neq n}^N \mathbf{w}_q^H(i) \mathbf{e}_r^H(\mathbf{t}_i) \right) - \\ & \mathbf{e}_r(\hat{\mathbf{t}}_n) \sum_{q=1}^K \mathbf{w}_q(n) \mathbf{w}_q^H(n) \mathbf{e}_r^H(\hat{\mathbf{t}}_n) \end{aligned} \quad (43)$$

此时, 感知部分目标式(42)与通信部分式(37)求解方法类似。通过二阶泰勒展开, 求取函数

$\bar{h}_r(\mathbf{t}_n)$  的凸下界,  $\bar{h}_r(\mathbf{t}_n)$  可以等效转换为

$$\bar{h}_r(\mathbf{t}_n) = \text{Re}(\mathbf{G}_r \mathbf{e}_r(\mathbf{t}_n)) = \text{Re} \left( \sum_{q=1}^{L_r} |G_{r,q}| e^{j \left( \frac{2\pi}{\lambda} \rho_{r,q}^a(\mathbf{t}_n) - \angle G_{r,q} \right)} \right) \quad (44)$$

则其二阶泰勒展开形式为

$$\bar{h}_r(\mathbf{t}_n) \geq \bar{h}_r(\hat{\mathbf{t}}_n) + \nabla \bar{h}_r(\hat{\mathbf{t}}_n) (\mathbf{t}_n - \hat{\mathbf{t}}_n) - \frac{\tilde{\delta}_{n,r}}{2} (\mathbf{t}_n - \hat{\mathbf{t}}_n)^\top (\mathbf{t}_n - \hat{\mathbf{t}}_n) \quad (45)$$

其中,  $\nabla \bar{h}_r(\hat{\mathbf{t}}_n)$  是  $\bar{h}_r(\mathbf{t}_n)$  的梯度,  $\tilde{\delta}_{n,r}$  为引入的标量, 将标量取值为  $\tilde{\delta}_{n,r} = \frac{8\pi^2}{\lambda^2} \sum_{q=1}^{L_r} |G_{r,q}|$ , 从而使得  $\tilde{\delta}_{n,r} \geq \|\nabla^2 \bar{h}_r(\hat{\mathbf{t}}_n)\|_2$ 。其中,  $\nabla^2 \bar{h}_r(\hat{\mathbf{t}}_n)$  是  $\bar{h}_r(\mathbf{t}_n)$  的海森矩阵, 与式(39)求解方法类似。

将通信与感知目标函数进行整合, 目标函数问题转换为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{t}_n} & \partial \sum_{k=1}^K M_k (\bar{h}_k(\mathbf{t}_n)) - (1 - \partial) \bar{h}_r(\mathbf{t}_n) \\ \text{s.t. C1: } & \mathbf{t}_n \in \mathcal{S}_t \\ & \text{C2: } f(\mathbf{t}_n) \geq D, \forall n, v \in \mathcal{N}, n \neq v \end{aligned} \quad (46)$$

天线位置约束仍然非凸, 通过利用一阶泰勒展开, 对于  $\forall n, v \in \mathcal{N}, n \neq v$ , 天线位置约束可以转换为  $f(\mathbf{t}_n) = \|\mathbf{t}_n - \mathbf{t}_v\|_2 = \frac{1}{\|\hat{\mathbf{t}}_n - \mathbf{t}_v\|_2} (\hat{\mathbf{t}}_n - \mathbf{t}_v)^\top (\mathbf{t}_n - \mathbf{t}_v) \geq D$  (47)

通过上述转换, 并舍弃常数项, 目标问题最终转化为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{t}_n} & \partial \sum_{k=1}^K M_k \left( \frac{\tilde{\delta}_{n,k}}{2} \mathbf{t}_n^\top \mathbf{t}_n + (\nabla \bar{h}_k(\hat{\mathbf{t}}_n) - \tilde{\delta}_{n,k} \hat{\mathbf{t}}_n)^\top (\mathbf{t}_n - \hat{\mathbf{t}}_n) \right) - \\ & (1 - \partial) \left( -\frac{\tilde{\delta}_{n,r}}{2} \mathbf{t}_n^\top \mathbf{t}_n + (\nabla \bar{h}_r(\hat{\mathbf{t}}_n) + \tilde{\delta}_{n,r} \hat{\mathbf{t}}_n)^\top (\mathbf{t}_n - \hat{\mathbf{t}}_n) \right) \\ \text{s.t. C1: } & \mathbf{t}_n \in \mathcal{S}_t \\ & \text{C2: } \frac{1}{\|\hat{\mathbf{t}}_n - \mathbf{t}_v\|_2} (\hat{\mathbf{t}}_n - \mathbf{t}_v)^\top (\mathbf{t}_n - \mathbf{t}_v) \geq D \end{aligned} \quad (48)$$

此时, 式(14)定义的优化问题转换为凸问题, 可以直接使用 CVX 求解器进行求解。

但是, 由于目标问题和约束的复杂性, 采用 CVX 求解器进行计算的复杂度较高、求解时间较长, 这主要是因为天线之间存在着严格的间距要求所带来的约束。但当天线间的距离大于最小间距要求时, 间距约束在该情形下不再对位置优化造成限制。因此, 可以在天线间的距离较大时, 将天线位

置约束松弛, 将原问题转化成为无约束优化问题。之后在每次求出 FA 位置时进行检测, 若天线间距小于最小间距要求或 FA 位置超出可行区域, 将 FA 位置回溯到上一个无冲突位置, 再求解下一个 FA 位置。因为在松弛条件下的每一次优化求解都会进行是否满足约束的验证, 所求出的次优解一定符合原问题的约束。通过求出 FA 位置的闭式解获取 FA 的最优位置, 问题的闭式解为

$$\mathbf{t}_n = \hat{\mathbf{t}}_n - \frac{\partial \sum_{k=1}^K M_k \nabla \bar{h}_k(\hat{\mathbf{t}}_n) - (1 - \partial) \nabla \bar{h}_r(\hat{\mathbf{t}}_n)}{\partial \sum_{k=1}^K M_k \tilde{\delta}_{n,k} + (1 - \partial) \tilde{\delta}_{n,r}} \quad (49)$$

在求解天线位置时, 每次通过闭式解所获得的结果均为基于当前条件的局部最优解。即便因冲突而进行回溯, 由于是在上一个有效状态的基础上继续搜索, 后续求解过程依然维持在趋近整体最优的探索路径上。从整体优化过程而言, 针对天线位置约束的松弛策略在局部能够确保最优解特性。经实验验证, 该策略虽不可避免地会引入一定程度的近似误差, 但不会对获取全局最优解产生根本性影响, 且能够以相对较低的近似误差换取计算复杂度的显著降低。

#### 4.4 求解 CU 处 FA 位置

最后, 通过前文求出的 BS 处的 FA 位置  $\mathbf{t}$ 、辅助变量  $M_k$ 、发射预编码矩阵  $\mathbf{w}_k$ 、接收波束成形器  $\mathbf{u}_k$ , 交替优化 CU 处 FA 位置, 去除常数项, 问题转换为

$$\begin{aligned} \min_r & \partial \sum_{k=1}^K \text{Tr}(M_k S_k) \\ \text{s.t. C1: } & \mathbf{r} \in \mathcal{S}_r \end{aligned} \quad (50)$$

与式(23)求解方法相同, 将问题分成两部分, 并通过矩阵迹的性质, 目标函数可以等价转换为

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^K \text{Tr}(M_k S_k) = \\ & \sum_{k=1}^K \text{Tr}(-2M_k \text{Re}(u_k^H \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \mathbf{w}_k)) + \\ & \text{Tr} \left( M_k |u_k|^2 \sum_{q=1}^K |\mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q|^2 \right) \end{aligned} \quad (51)$$

共轭不会改变数的实部, 因此, 第一部分可以等价变换为

$$\begin{aligned} & \text{Re}(u_k^H \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \mathbf{w}_k) = \\ & \text{Re}(u_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{E}_k^H(\mathbf{t}) \boldsymbol{\Sigma}_k^H \mathbf{f}_k(\mathbf{r})) = \\ & \text{Re}(\mathbf{X}_{r,k} \mathbf{f}_k(\mathbf{r})) \end{aligned} \quad (52)$$

其中,  $\mathbf{X}_{r,k} = u_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{E}_k^H(\mathbf{t}) \Sigma_k^H$ 。

第二部分采用MM算法进行处理, 利用矩阵迹的性质, 将问题等价转换为

$$\begin{aligned} & \text{Tr} \left( \left| u_k \right|^2 \sum_{q=1}^K \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \Sigma_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_k^H(\mathbf{t}) \Sigma_k^H \mathbf{f}_k(\mathbf{r}) \right) = \\ & \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \left| u_k \right|^2 \sum_{q=1}^K \Sigma_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_k^H(\mathbf{t}) \Sigma_k^H \mathbf{f}_k(\mathbf{r}) = \\ & \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \mathbf{B}_k \mathbf{f}_k(\mathbf{r}) \end{aligned} \quad (53)$$

其中,  $\mathbf{B}_k = \left| u_k \right|^2 \sum_{q=1}^K \Sigma_k \mathbf{E}_k(\mathbf{t}) \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{E}_k^H(\mathbf{t}) \Sigma_k^H$ 。采用

与式(34)相同的MM算法, 求取问题的上界为

$$\begin{aligned} & \mathbf{f}_k^H(\mathbf{r}) \mathbf{B}_k \mathbf{f}_k(\mathbf{r}) \leq \\ & 2\lambda_{\max}(\mathbf{B}_k) L_t^r + \\ & 2\text{Re}((\mathbf{B}_k^H \mathbf{f}_k(\hat{\mathbf{r}}) - \lambda_{\max}(\mathbf{B}_k) \mathbf{f}_k(\hat{\mathbf{r}}))^H \mathbf{f}_k(\mathbf{r})) - \\ & 2\text{Re}(\mathbf{f}_k^H(\hat{\mathbf{r}}) \mathbf{B}_k \mathbf{f}_k(\hat{\mathbf{r}})) + \mathbf{f}_k^H(\hat{\mathbf{r}}) \mathbf{B}_k \mathbf{f}_k(\hat{\mathbf{r}}) = \\ & 2\text{Re}(\mathbf{C}_{r,k} \mathbf{f}_k(\mathbf{r})) + D_{r,k} \end{aligned} \quad (54)$$

其中,

$$\mathbf{C}_{r,k} = (\mathbf{B}_k^H \mathbf{f}_k(\hat{\mathbf{r}}) - \lambda_{\max}(\mathbf{B}_k) \mathbf{f}_k(\hat{\mathbf{r}}))^H \quad (55)$$

$$\begin{aligned} D_{r,k} &= 2\lambda_{\max}(\mathbf{B}_k) L_t^r - \\ & 2\text{Re}(\mathbf{f}_k^H(\hat{\mathbf{r}}) \mathbf{B}_k \mathbf{f}_k(\hat{\mathbf{r}})) + \mathbf{f}_k^H(\hat{\mathbf{r}}) \mathbf{B}_k \mathbf{f}_k(\hat{\mathbf{r}}) \end{aligned} \quad (56)$$

最终问题转换为

$$\begin{aligned} & -2\text{Re}(\mathbf{X}_{r,k} \mathbf{f}_k(\mathbf{r})) + 2\text{Re}(\mathbf{C}_{r,k} \mathbf{f}_k(\mathbf{r})) + D_{r,k} = \\ & 2\text{Re}((\mathbf{C}_{r,k} - \mathbf{X}_{r,k}) \mathbf{f}_k(\mathbf{r})) + D_{r,k} = 2\bar{g}(\mathbf{r}_k) + D_{r,k} \end{aligned} \quad (57)$$

与求解发射天线类似,  $\bar{g}(\mathbf{r}_k)$ 可以等效转换为

$$\begin{aligned} & \bar{g}(\mathbf{r}_k) = \text{Re}((\mathbf{C}_{r,k} - \mathbf{X}_{r,k}) \mathbf{f}_k(\mathbf{r})) = \\ & \text{Re} \left( \sum_{q=1}^{L_r} \left| \mathbf{C}_{r,k,q} - \mathbf{X}_{r,k,q} \right| e^{j(\frac{2\pi}{\lambda} \rho_{r,k}^q(\mathbf{r})) - \angle(\mathbf{C}_{r,k,q} - \mathbf{X}_{r,k,q})} \right) \end{aligned} \quad (58)$$

采用二阶泰勒展开来获得目标函数的下界, 即

$$\begin{aligned} & \bar{g}(\mathbf{r}_k) \leq \bar{g}(\hat{\mathbf{r}}_k) + \nabla \bar{g}^T(\hat{\mathbf{r}}_k) (\mathbf{r}_k - \hat{\mathbf{r}}_k) + \\ & \frac{\bar{\delta}_{r,k}}{2} (\mathbf{r}_k - \hat{\mathbf{r}}_k)^T (\mathbf{r}_k - \hat{\mathbf{r}}_k) \end{aligned} \quad (59)$$

其中,  $\nabla \bar{g}^T(\hat{\mathbf{r}}_k)$ 是 $\bar{g}(\mathbf{r}_k)$ 的梯度,  $\bar{\delta}_{r,k}$ 为引入的标量,

$$\text{取 } \bar{\delta}_{n,r} = \frac{8\pi^2}{\lambda^2} \sum_{q=1}^{L_r} \left| \mathbf{C}_{r,k,q} - \mathbf{X}_{r,k,q} \right|, \text{ 使 } \bar{\delta}_{r,k} \geq \left\| \nabla^2 \bar{g}(\hat{\mathbf{r}}_k) \right\|_2,$$

其中,  $\nabla^2 \bar{g}(\hat{\mathbf{r}}_k)$ 是 $\bar{g}(\mathbf{r}_k)$ 的海森矩阵, 与式(39)求解方法类似。

最后, 问题转换成以下凸优化问题, 即

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{r}_k} \vartheta \sum_{k=1}^K M_k \left( \frac{\bar{\delta}_k}{2} \mathbf{r}_k^T \mathbf{r}_k + (\nabla \bar{g}(\hat{\mathbf{r}}_k) - \bar{\delta}_k \hat{\mathbf{r}}_k)^T \mathbf{r}_k \right) \\ & \text{s.t. C1: } \mathbf{r} \in \mathcal{S}_r \end{aligned} \quad (60)$$

因此, 优化问题转换为凸函数, 对于接收FA,

由于接收处只有一根FA, 不存在天线间距约束, 因此只需要松弛天线可行范围约束并求解其闭式解, 即

$$\mathbf{r}_k = \frac{(\nabla \bar{g}(\hat{\mathbf{r}}_k) - \bar{\delta}_k \hat{\mathbf{r}}_k)^T}{\bar{\delta}_k}, \mathbf{r} \in \mathcal{S}_r \quad (61)$$

当接收FA位置超过天线可行范围时, 将天线的位置固定为最接近的边界位置。与发射天线类似, 对接收天线位置约束的松弛不会影响全局最优性。

因此, 交替优化式(13)的求解过程如算法1所示。

**算法1** 求解式(13)的交替优化算法

初始化  $\{M_k, u_k, \mathbf{w}_k, \mathbf{t}, \mathbf{r}\}$ , 基于交替优化算法的收敛精度  $\epsilon=10^{-3}$ :

- 1) 开始外层循环;
- 2) 通过式(17)更新接收矩阵;
- 3) 通过式(18)更新辅助变量;
- 4) 通过二分法求出最优对偶变量  $\Gamma^*$ ;
- 5) 通过式(22)更新发射预编码矩阵  $\mathbf{w}_k$ ;
- 6) 开始内层循环求解发射FA位置  $\mathbf{t}$ ;
- 7) 通过式(49)更新  $\mathbf{t}_n$  的闭式解;
- 8) 检查闭式解是否符合范围约束与天线最小间距约束;
- 9) 符合要求, 更新天线位置, 不符合要求, 不进行更新;
- 10) 直到目标函数收敛, 内层循环结束;
- 11) 开始内层循环求解接收天线位置  $\mathbf{r}$ , 直至收敛;
- 12) 通过式(61)更新  $\mathbf{r}_k$  的闭式解;
- 13) 检查闭式解是否符合范围要求;
- 14) 符合要求, 更新天线位置, 不符合要求, 天线位置  $\mathbf{r}$  固定为最接近的边界的位置;
- 15) 目标函数收敛, 内层循环结束。

#### 4.5 收敛性分析与复杂度分析

基于针对发射波束成形器设计的WMMSE算法<sup>[20]</sup>和用于FA位置优化的MM算法<sup>[22]</sup>, 保证了初始等价函数单调减少, 因此本文算法是收敛的。

下面对算法1的计算复杂度进行分析, 其中  $K$  为用户数,  $N$  为基站天线数,  $L_{i,k}^c$  和  $L_i^r$  分别代表从BS到第  $k$  个CU的传输和接收信道路径的总数,  $L_r$  表示BS到目标的传输路径数。更新接收矩阵和辅助变量(式(17)和式(18))时主要采用矩阵求逆操作, 复杂度为  $O(KN^3)$ 。更新发射预编码矩阵(式(22))同样为矩阵求逆和乘法操作, 复杂度为  $O(KN^3)$ , 求解对偶变量  $\Gamma^*$  时采用二分法一维搜索, 二分法的复杂度通

常是对数级别的, 即  $O\left(\ln\left(\frac{1}{\epsilon}\right)\right)$  ( $\epsilon$  为精度)。优化发射位置 FA 时的复杂度为  $O(T_{i1}KNL_{i,k}^c)$ , 优化接收位置 FA 时的复杂度为  $O(T_{i2}KNL_i^r)^{[21]}$ 。因此总体复杂度为  $O\left(T_o\left(K \cdot N^3 \ln\left(\frac{1}{\epsilon}\right) + T_{i1}KNL_{i,k}^c + T_{i2}KNL_i^r\right)\right)$ , 其中  $T_o$  为外层迭代次数,  $T_{i1}$  为内层发射位置 FA 优化迭代次数,  $T_{i2}$  为内层接收位置 FA 优化迭代次数。若不采用闭式解的方法, 而是使用 CVX 求解器进行求解, 其复杂度要加上 CVX 求解器的复杂度, 即  $O\left(T_o\left(K \cdot N^3 \ln\left(\frac{1}{\epsilon}\right) + T_{i1}\left(KNL_{i,k}^c + N^{2.5} \ln\left(\frac{1}{\beta}\right)\right) + \left(KNL_i^r + K^{2.5} \ln\left(\frac{1}{\beta}\right)\right)\right)\right)$ , 其中,  $\beta$  为 CVX 求解器的精度。

### 5 仿真分析

本节通过基于 FA 的 ISAC 系统的仿真实验结果, 展示 FA 在 ISAC 系统中的优势, 并展示 FA 辅助的 ISAC 系统感知与通信性能的权衡。设置 BS 处的 FA 数量  $N$  为 4, CU 数量  $K$  为 3, CU 处的 FA 数量为 1, CU 和通信目标在  $[0, \pi]$  范围随机分布。对每个用户的通信信道采用几何信道模型进行建模<sup>[23]</sup>, 其中, 通信信号发送和接收信道路径以及感知信道路径的数量始终相同, 将发送和接收路径的数量以及感知信道路径的数量设置为  $L_{i,k}^c = L_i^r = L_r = 3$ 。因此, 每个用户的路径响应矩阵是对角矩阵, 从  $t_0$  到  $r_0$  的路径响应矩阵为  $\Sigma_k \in \mathbb{C}^{L_i^r \times L_{i,k}^c}$ , 矩阵表示为  $\Sigma[1,1] \sim \text{CN}\left(0, \frac{\tau}{\tau+1}\right)$ ,  $\Sigma[k,k] \sim \text{CN}\left(0, \frac{1}{(\tau+1)(L_r-1)}\right)$ ,  $k = 2, 3, \dots, p_r$ , 其中,  $\tau = 1$  表示视距 (LoS, line of sight) 路径的平均功率与非视距 (NLoS, non line of sight) 路径的平均功率之比。发射与接收处 FA 场响应矩阵中的仰角和方位角是独立同分布的变量, 遵循  $[0, \pi]$  的均匀分布。BS 和 CU 处 FA 的移动区域都设置为  $A \times A$  面积的方形区域, 其中  $A = 4\lambda$ 。流体天线之间的最小距离约束设为  $D = \frac{\lambda}{2}$ , 波长  $\lambda = 0.06$  m。BS 的发射 SNR 设置为  $\frac{P}{\sigma_w^2} = 5$  dB。

将所提方案与以下基准方案进行比较。

1) 固定天线: 所有天线位置都是固定的。

2) 仅 BS 处配备 FA: CU 处的天线位置是固定的, BS 的发射 FA 位置在可行天线移动区域内可以进行调节。

3) 仅 CU 处配备 FA: BS 处的天线位置是固定的, 但 CU 处的接收 FA 位置在可行天线移动区域可以进行调节。

4) CVX 求解器求解方案: 求解方式与提出的方案相同, 但在求解发射和接收流体天线位置时采用传统的 CVX 求解器而非闭式解进行求解。

5) 分离优化方案: 对辅助变量  $M_k$ 、接收波束成形器  $u_k$ 、发射预编码矩阵  $w_k$ 、发射和接收流体天线位置  $t, r$  分别进行优化。

图 2 为权值为 1, 即以通信为中心的场景; 图 3 和图 4 分别为权值为 0.5 时的通感平衡的场景; 图 5 为权值为 0, 即以感知为中心的场景。从图 2~图 5 可知, 随着迭代次数的增加, 本文方案在不同权值情况下可以在有限的迭代次数下收敛。同时, 本文方案明显优于固定天线方案, 显著体现了流体天线给 ISAC 系统带来的显著优势, 并展现了方案在不同场景下的有效性和动态权衡的平滑性。此外, 本文方案的性能优于基准的 FA 方案, 并十分接近传统 CVX 求解器的性能。这表明, 通过求解闭式解能够在较低的计算复杂度情况下实现接近传统 CVX 求解器的性能。图 5 中仅在 CU 处配备 FA 的方案只对通信性能提升效果良好, 对感知性能的提升几乎没有效果甚至表现出负面效果。这是因为感知信道并不包含 CU 处的 FA 场响应矩阵, 该方案会在不考虑感知性能的情况下对通信性能进行优化。

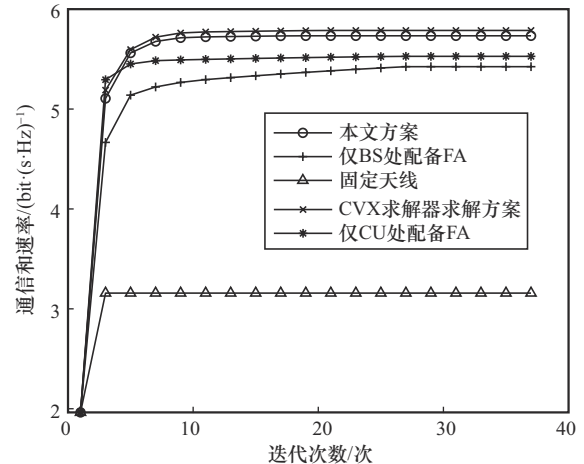


图 2 权值为 1 时的通信和速率的收敛性

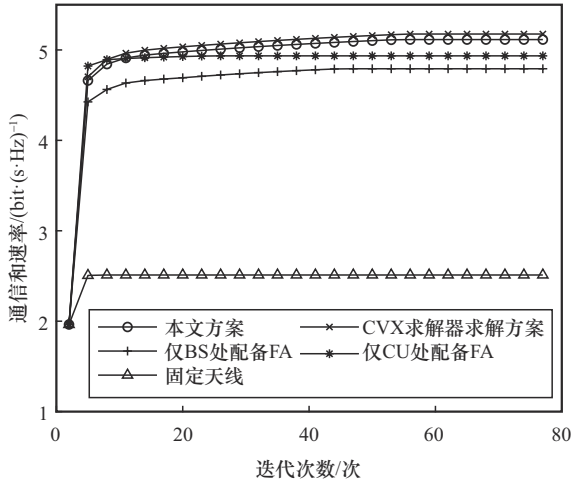


图3 权值为0.5时的通信和速率的收敛性

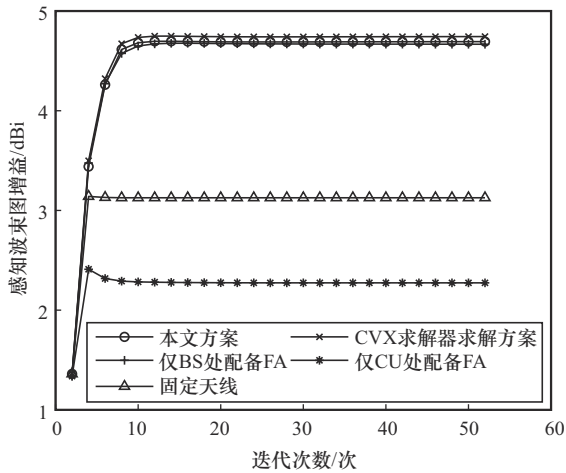


图4 权值为0.5时的感知波束图增益的收敛性

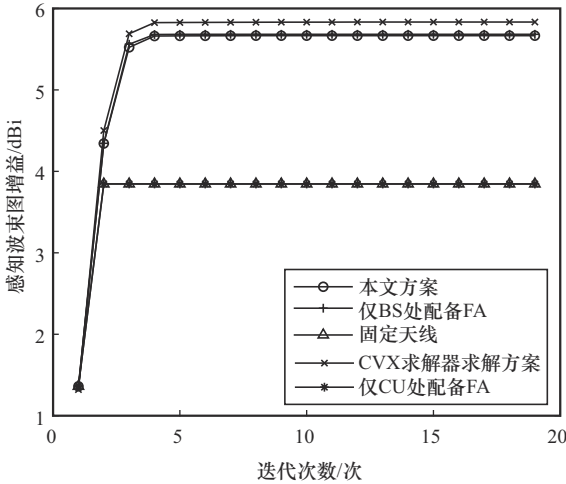


图5 权值为0时的感知波束图增益的收敛性

图6展示了不同方案通信和感知之间的权衡。当权值增长时，通信和速率显著提升的同时感知波束图增益显著下降，通过调整权值可实现通信与感

知性能的灵活权衡。同时，采用交替优化与闭式求解的本文方案的性能显著优于基准方案和分离优化方案且接近传统CVX求解器的性能。这体现出本文方案在不同权值下的有效性，能够以较少的性能损失换取更低的计算复杂度。不同天线数通信和感知之间的权衡如图7所示。当BS处FA数量增长时，帕累托边界向外扩展，系统性能提升空间扩大，验证了FA数量对自由度的明显增强作用。不同信噪比通信和感知之间的权衡如图8所示。由图8可知，随着SNR增长，帕累托边界整体上移，同时高SNR下感知性能对于权值变化的敏感性有所降低。

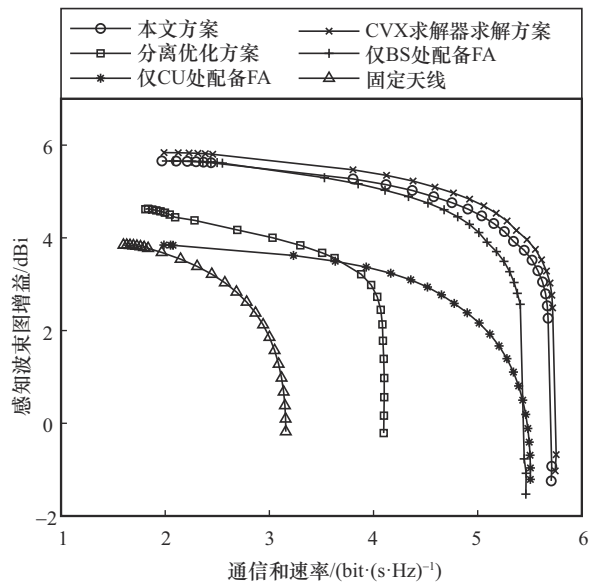


图6 不同方案通信和感知之间的权衡

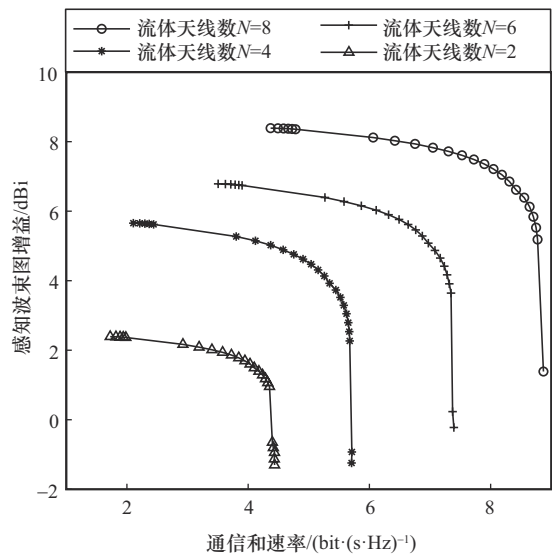


图7 不同天线数通信和感知之间的权衡

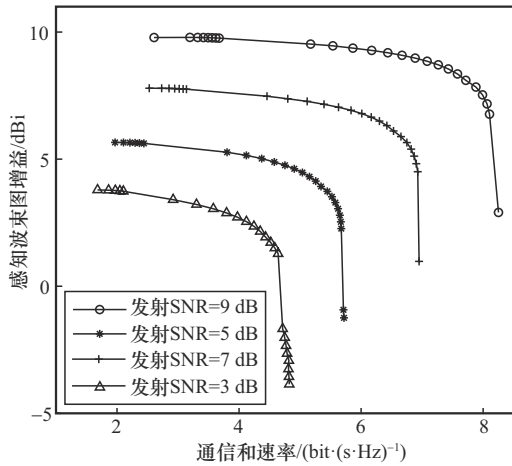


图8 不同信噪比通信和感知之间的权衡

权值为1时的通信和速率与SNR的关系如图9所示, 权值为0时的感知波束图增益与SNR的关系如图10所示。所有方案的通信和速率和感知波束图增益均随SNR增加而提升, 但本文方案的增速显著高于其他基准方案, 并接近CVX求解器求解方案。本文方案通过联合优化FA位置和波束成形, 充分利用空间自由度, 在高SNR下更高效抑制多用户干扰。这表明与固定天线相比, 部署FA对于增强ISAC系统具有很大的前景。

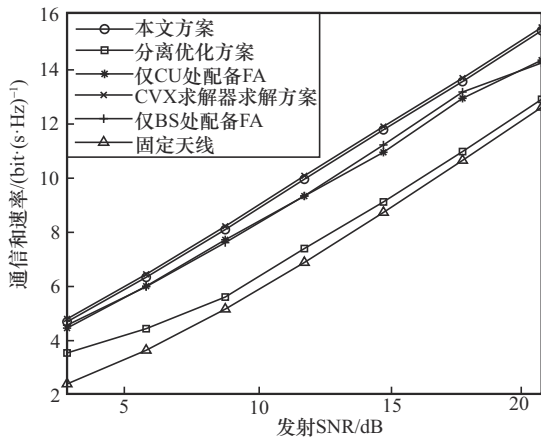


图9 权值为1时的通信和速率与SNR的关系

权值为1时的通信和速率与标准化区域大小的关系如图11所示, 其中标准化区域大小为 $\frac{A}{\lambda}$ 。可以观察到, 除固定天线方案外, 所有方案的通信和速率都随着可移动区域 $A$ 的增加有了明显的性能提升, 这是因为更大的移动区域可以提供更大的DoF, 但在移动区域增长到一定大小的时候, 各个方案的性能变得稳定。权值为0时的感知波

束图增益与标准化区域大小的关系如图12所示。与通信性能类似, 感知波束图增益随着可移动区域的增加有了一定的性能提升, 并最终趋于饱和。图11和图12表明, 有限移动区域内, 所考虑的系统可逼近理论最优值, 即实现最优的通信与感知性能。

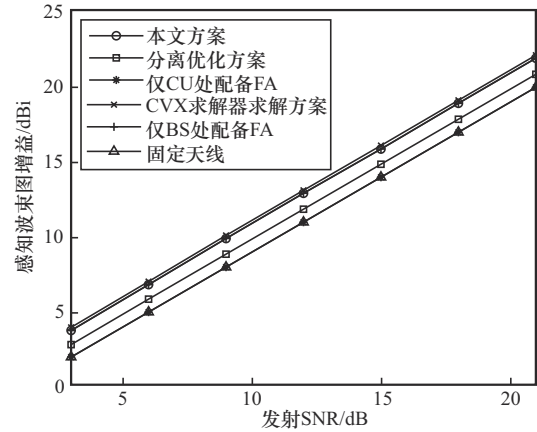


图10 权值为0时的感知波束图增益与SNR的关系

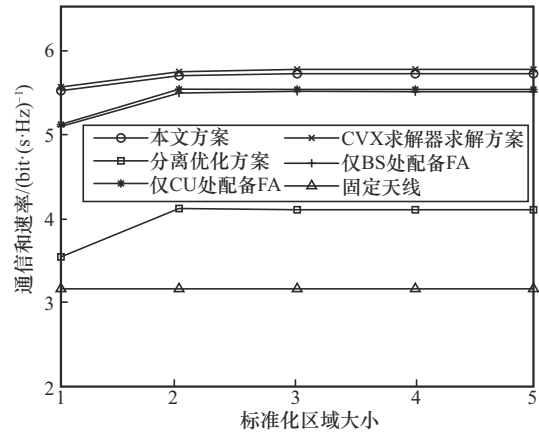


图11 权值为1时的通信和速率与标准化区域大小的关系

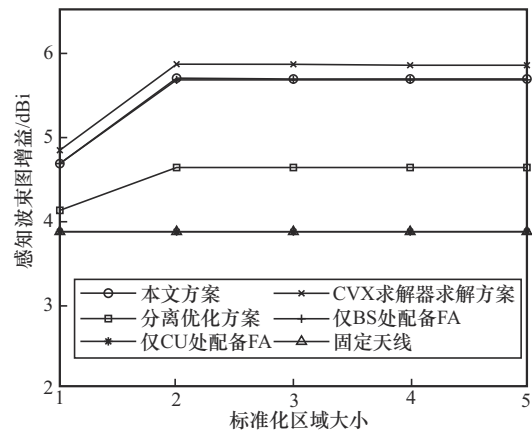


图12 权值为0时的感知波束图增益与标准化区域大小的关系

## 6 结束语

本文提出了一种FA辅助的ISAC系统加权联合波束设计,研究了在不同权值下FA辅助的ISAC系统的帕累托最优边界。首先,在考虑功率约束的前提下,通过联合优化发射和接收FA的位置和发射波束成形矩阵,建立通信和速率与感知波束图增益加权和最大化问题,通过加权因子来控制优先级。然后,提出了一种基于交替优化算法的迭代算法来获得局部最优解,通过MM算法和泰勒展开解决目标和约束非凸问题,并通过求解问题的闭式解,减少了问题的复杂度,加快了计算速度。仿真结果表明,与传统的配备FPA的ISAC系统和各种基准方案相比,所提方案显著提高了ISAC系统的性能,突出了在ISAC系统中部署FA的优势,表明了该方案的有效性。

### 参考文献:

- [1] 姜大洁,姚健,李健之,等. 通感感知一体化关键技术与挑战[J]. 移动通信, 2022, 46(5): 69-77.  
JIANG D J, YAO J, LI J Z, et al. Key technologies and challenges for integrated sensing and communication[J]. *Mobile Communications*, 2022, 46(5): 69-77.
- [2] 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.
- [3] HE Y H, CAI Y L, MAO H, et al. RIS-assisted communication radar co-existence: joint beamforming design and analysis[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(7): 2131-2145.
- [4] 李斌,彭思聪,费泽松. 基于边缘计算的无人机通感融合网络波束成形与资源优化[J]. 通信学报, 2023, 44(9): 228-237.  
LI B, PENG S C, FEI Z S. Beamforming and resource optimization in UAV integrated sensing and communication network with edge computing[J]. *Journal on Communications*, 2023, 44(9): 228-237.
- [5] 石明利,李晓辉,吕思婷. 基于多目标公平感知的通感一体化恒模波束成形设计[J]. 通信学报, 2024, 45(10): 31-40.  
SHI M L, LI X H, LYU S T. ISAC constant modulus waveform design based on multi-target fair sensing[J]. *Journal on Communications*, 2024, 45(10): 31-40.
- [6] SANAYEI S, NOSRATINIA A. Antenna selection in MIMO systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10): 68-73.
- [7] YANG S J, LYU W T, NING B Y, et al. Flexible precoding for multi-user movable antenna communications[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(5): 1404-1408.
- [8] ZHU L P, MA W Y, ZHANG R. Movable antennas for wireless communication: opportunities and challenges[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2024, 62(6): 114-120.
- [9] WONG K K, SHOJAEIFARD A, TONG K F, et al. Performance limits of fluid antenna systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2020, 24(11): 2469-2472.
- [10] 曾勇,董珍君,王蕙质,等. 面向6G通信感知一体化的固定与可移动天线技术[J]. 信号处理, 2024, 40(8): 1377-1407.  
ZENG Y, DONG Z J, WANG H Z, et al. Fixed and movable antenna technology for 6G integrated sensing and communication[J]. *Journal of Signal Processing*, 2024, 40(8): 1377-1407.
- [11] ZHU L P, MA W Y, ZHANG R. Modeling and performance analysis for movable antenna enabled wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(6): 6234-6250.
- [12] MA W Y, ZHU L P, ZHANG R. MIMO capacity characterization for movable antenna systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(4): 3392-3407.
- [13] MA W Y, ZHU L P, ZHANG R. Capacity maximization for movable antenna enabled MIMO communication[C]//*Proceedings of the ICC 2023 - IEEE International Conference on Communications*. Piscataway: IEEE Press, 2023: 5953-5958.
- [14] WANG C, LI Z, WONG K K, et al. AI-empowered fluid antenna systems: opportunities, challenges, and future directions[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2024, 31(5): 34-41.
- [15] ZHOU L S, YAO J T, JIN M, et al. Fluid antenna-assisted ISAC systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(12): 3533-3537.
- [16] HAO T, SHI C X, WU Q Q, et al. Fluid-antenna enhanced ISAC: joint antenna positioning and dual-functional beamforming design under perfect and imperfect CSI[J]. *arXiv Preprint*, arXiv: 2407.18988, 2024.
- [17] GUO Y, CHEN W, WU Q Q, et al. Movable antenna enhanced networked full-duplex integrated sensing and communication system[J]. *arXiv Preprint*, arXiv: 2411.09426, 2024.
- [18] ZHANG Q, SHAO M J, ZHANG T, et al. An efficient sum-rate maximization algorithm for fluid antenna-assisted ISAC system[J]. *IEEE Communications Letters*, 2025, 29(1): 200-204.
- [19] LYU W T, YANG S J, XIU Y, et al. Movable antenna enabled integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2025, 24(4): 2862-2875.
- [20] SHI Q J, RAZAVIYAYN M, LUO Z Q, et al. An iteratively weighted MMSE approach to distributed sum-utility maximization for a MIMO interfering broadcast channel[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(9): 4331-4340.
- [21] 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.
- [22] SUN Y, BABU P, PALOMAR D P. Majorization-minimization algorithms in signal processing, communications, and machine learning[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(3): 794-816.
- [23] ZHU L P, MA W Y, NING B Y, et al. Movable-antenna enhanced multiuser communication via antenna position optimization[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(7): 7214-7229.

[作者简介]



李飞 (1966-), 女, 湖南长沙人, 博士, 南京邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为智能通信、智能信息处理、量子智能计算。



李汀 (1979-), 男, 江苏扬州人, 博士, 南京邮电大学副教授, 主要研究方向为6G无线通信技术、量子计算、量子机器学习等。



张杰 (2001-), 男, 江苏徐州人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为通感一体化与流体天线。



宋云超 (1988-), 男, 江苏常州人, 南京邮电大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为5G/6G无线通信信号处理。