

随机信号体制下MIMO通信感知一体化系统收发预编码设计

刘凡^{*①} 卢仕航^{*②} 陈子豪^②

^①(东南大学信息科学与工程学院移动通信全国重点实验室 南京 210096)

^②(南方科技大学系统设计与智能制造学院 深圳 518055)

摘要: 通过复用随机通信信号,并基于现网中的通信架构实现通信感知一体化(ISAC),能够显著降低ISAC实现成本、加速感知功能融入现有通信网络。然而,通信数据的随机性将会使得感知功能出现随机起伏,造成感知性能不稳定。为了获得稳健的感知性能,该文研究了随机通感一体空域信号处理方法,提出了多输入多输出通感一体(MIMO-ISAC)系统收发预编码联合优化设计方案。具体而言,考虑对目标响应矩阵的估计,该文首先定义了随机信号下感知系统的遍历克拉美罗界(ECRB),并基于复逆Wishart矩阵的分布推导了ECRB的闭合表达式,从理论上说明了使用随机信号进行感知相较于传统使用确定性正交信号的性能损失。进一步地,该文分别考虑了ECRB最小化的感知最优问题以及多天线多用户信号估计的通信最优问题,并获得了感知最优预编码设计和通信最优预编码设计方案。接着,该文将上述收发预编码优化设计思路扩展至通信感知一体化场景。最后,该文通过大量仿真验证了所提方法的有效性,相关结果表明所提出的联合收发预编码设计方案能够支持高精度目标响应矩阵估计,同时能够实现通信信号估计误差与目标响应矩阵估计误差的灵活折衷。

关键词: 通信感知一体化;多输入多输出系统;预编码设计;信号处理;多用户通信

中图分类号: TN959

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2025)04-0781-16

DOI: 10.12000/JR25019

CSTR: 32380.14.JR25019

引用格式: 刘凡,卢仕航,陈子豪.随机信号体制下MIMO通信感知一体化系统收发预编码设计[J].雷达学报(中英文),2025,14(4):781-796. doi:10.12000/JR25019.

Reference format: LIU Fan, LU Shihang, and CHEN Zihao. MIMO-ISAC precoding design toward random signals[J]. *Journal of Radars*, 2025, 14(4): 781-796. doi: 10.12000/JR25019.

MIMO-ISAC Precoding Design Toward Random Signals

LIU Fan^{*①} LU Shihang^{*②} CHEN Zihao^②

^①(National Mobile Communications Research Laboratory, School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

^②(School of System Design and Intelligent Manufacturing, Southern University of Science and Technology, Shenzhen 518055, China)

Abstract: Integrated Sensing And Communications (ISAC) based on reusing random communication signals within the existing network architecture may drastically reduce implementation costs, thereby accelerating the integration of sensing functionalities into current communication networks. However, the randomness of communication data introduces fluctuations in sensing performance across different signal realizations, leading to unstable sensing accuracy. To address this issue, we delve into random ISAC signal processing methods and propose a joint transceiver precoding optimization design for Multiple-Input Multiple-Output ISAC (MIMO-

收稿日期: 2025-01-22; 改回日期: 2025-03-15; 网络出版: 2025-04-02

*通信作者: 刘凡 fan.liu@seu.edu.cn; 卢仕航 lush2021@mail.sustech.edu.cn

*Corresponding Authors: LIU fan, fan.liu@seu.edu.cn; LU Shihang, lush2021@mail.sustech.edu.cn

基金项目: 广东省基础与应用基础研究基金(2024A1515011218)

Foundation Item: Guangdong Basic and Applied Basic Research Foundation (2024A1515011218)

责任编辑: 万显荣 Corresponding Editor: WAN Xianrong

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

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

ISAC) systems. Specifically, considering target impulse response matrix estimation, we first define the Ergodic Cramér-Rao Bound (ECRB) as an average sensing performance metric under random signaling. By deriving the closed-form expression of the ECRB based on the distribution of complex inverse Wishart matrices, we theoretically reveal the performance loss arising when using random signals for sensing compared to the conventional deterministic orthogonal signals. Furthermore, we formulate the sensing-optimal subproblem by minimizing the ECRB and the communication-optimal subproblem of multi-antenna multi-user signal estimation and derive the corresponding sensing-optimal and communication-optimal precoding designs. Subsequently, we extend the proposed transceiver precoding optimization framework to ISAC scenarios by explicitly constraining the communication requirements. Finally, through numerous simulations, we validate the effectiveness of the proposed method. The results demonstrate that the joint transceiver precoding design may allow high-accuracy target response matrix estimation while enabling flexible trade-offs between communication signal estimation and target response matrix estimation errors.

Key words: Integrated Sensing And Communications (ISAC); Multiple-input multiple-output systems; Precoding designs; Signal processing; Multiple-user communications

1 引言

伴随着无线系统的平滑演进,未来通信网络有望集成感知功能,并进一步实现通信感知一体化(Integrated Sensing And Communications, ISAC)。可以预见的是,ISAC技术将赋予未来网络拥有“看得见物理世界”的能力,并赋能包括低空经济、智能城市和智慧交通等多种新兴应用^[1-6]。国际方面,为了推动感知功能融入现网并走向落地,国际电信联盟(International Telecommunication Union, ITU)在2023年将ISAC列为未来6G网络的“六大典型场景”之一^[7]。同时,欧洲电信标准协会(European Telecommunications Standards Institute, ETSI)成立了通信感知一体化行业规范组,为ISAC的6G技术开发和标准化奠定基础^[8]。国内方面,华为公司联合中国移动进行了关于通信感知一体化原型样机的演示,首次实现5G-A低空无人机感知技术,无人机入侵探测识别率达100%,同时在通感一体基站上将感知信号空口资源开销降低10%^[9]。同时,华为6G研究团队^[10]突破太赫兹通感一体共硬件、共波形的挑战,首次在太赫兹频段采用一体化硬件系统设计以及一体化正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)波形,同时实现高速通信和高精度感知成

像实时传输。此外,包括中国移动和中国电信在内的多家企业和单位相继发布了ISAC相关技术白皮书,为ISAC落地提供了丰富的技术思路和技术借鉴^[11-15]。

从产业界的视角来看,ISAC系统的最终目标是希望发射一体化波形、直接借助现网基础设施和硬件架构来同时实现高速率通信和高精度感知。其优势是最大化资源利用率,同时尽可能以较低成本、较小改动推动感知功能融入未来网络^[16-20]。一般而言,ISAC波形设计存在以下3种研究思路:以雷达为中心、以通信为中心和联合波形设计。如表1所示,以雷达为中心的ISAC波形多使用确定的信号,可以通过在脉冲内嵌入信息,能够达到比较稳健的感知性能,例如采用调频连续波信号(Frequency-Modulated Continuous Wave, FMCW)和调相连续波信号(Phase-Modulated Continuous Wave, PMCW)。此类波形的缺点是通信速率受限、频谱效率较低,且雷达标准与现网体制不兼容^[21]。联合波形设计因其能够实现通信与感知的灵活折衷而受到了广泛关注,同时能够逼近帕累托最优边界^[22-24]。例如最小化克拉美罗界(Cramér-Rao Bound, CRB),同时满足通信信干噪比(Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR)约束的设计。然而该联合波形往往基于非凸优化等方法数值迭代

表 1 波形设计方案对比

Tab. 1 Comparisons of waveform design methods

| 设计思路 | 实现方法与典型用例 | 技术优势 | 技术挑战 |
|--------|----------------------------------|----------------------|--------------------------|
| 以雷达为中心 | 雷达波形调制通信信息 (例如: FMCW, PMCW) | 对感知功能影响较小 感知性能稳健 | 频谱效率低 与现网体制不兼容 |
| 以通信为中心 | 基于通信波形实现感知 (例如: OFDM) | 与现网体制完全兼容 不影响通信性能 | 随机信号影响感知性能 随机信号处理方法不明 |
| 联合波形设计 | 基于优化方法设计波形 (例如: CRB-SINR优化问题) | 可实现通信与感知性能灵活折衷 | 复杂度高 难以适应未来6G空口 |

来设计, 同样与现有标准体制不兼容, 实现复杂度和部署成本都非常高, 难以适应未来6G空口。

与上述两种技术方案相比, 以通信为中心的一体化波形(例如OFDM)具有通信传输速率最高、对现网改动最小、实现部署成本最低等技术优势, 同时完全符合现网标准, 只需要在现网通信架构中加入感知信号处理单元即可实现ISAC^[25,26]。然而, 通信数据符号的随机性会使得感知性能指标(例如检测概率、目标识别率和估计误差等)出现随机波动, 造成感知性能不稳定。同时, 注意到现有基于5G NR实现ISAC的方式仅仅利用了少量的物理层参考信号, 例如信道状态信息参考信号(Channel State Information Reference Signals, CSI-RS)等^[27], 而这些确定性的参考信号仅仅占据信号帧结构的10%, 不仅将有可能造成感知精度的不足, 还将造成剩余90%时频信号资源的浪费。为了提升一体化系统的感知性能和资源利用率, 亟需复用剩余90%的随机通信信号实现感知^[28]。与此同时, 需要研究基于随机信号体制的通信感知一体化系统的高效传输与优化方法, 在保证通信性能不受影响的前提下, 极致提升感知性能。

在多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) ISAC系统中, 现有工作一般假设信号的相干帧长度足够长, 从而使得信号的样本协方差矩阵近似等于统计协方差矩阵。进一步地, 可以通过优化方法设计ISAC波形, 此类优化设计往往忽略了信号随机性对感知性能的影响^[29-31]。例如, 文献^[29]研究了在单站场景下, 通过联合设计MIMO发射预编码来最小化克拉美罗界, 同时满足多用户信干噪比约束^[29]。进一步地, 文献^[30]考虑了当基站和目标之间的直射路径被阻挡的情况, 并将文献^[29]的工作扩展至智能超表面辅助的感知系统波形设计与优化场景, 通过最小化CRB实现超视距链路感知。同时, 文献^[31]研究了多个ISAC基站协作场景, 考虑最大化目标检测概率同时满足多用户通信需求。值得注意的是, 上述现有工作均假设信号相干帧长度足够长, 可以视作忽略信号随机性的方案设计。然而, 这在时延敏感、缓存受限或者通感信号相干帧长度较短的时候难以满足^[28]。例如考虑大规模MIMO-OFDM系统, 信号的样本数会伴随载波数和天线数急剧增长, 对基站侧的存储和计算能力带来巨大挑战, 难以满足时间敏感型的感知业务需求。

为了充分利用随机通信数据实现感知, 已有文献对随机信号体制下通感一体系统的设计优化与资源分配策略展开了研究。例如, 文献^[32]提出了线性预编码通信符号和非线性预编码波形叠加的

ISAC波形设计方式, 通过优化发射天线波束图的主旁瓣比和感知波形相似误差的加权和, 同时满足每个通信用户的SINR约束, 以实现通信与感知的灵活折衷。文献^[33]首次提出一体化系统存在信号设计层面的“确定-随机”折衷(Deterministic Random Tradeoff, DRT)机理, 即雷达系统希望使用更加确定的信号以便获得稳健的感知性能, 而通信系统则希望使用随机信号携带信息, 一体化信号存在“既确定又随机”属性。进一步地, 文献^[34]开始研究基于随机信号体制的一体化系统设计, 并严格证明了在单站场景下对所有亚高斯星座(如QAM/PSK星座)使用匹配滤波算法, OFDM信号是唯一达到最低测距旁瓣的最优波形。值得注意的是, OFDM信号中的非恒模随机数据将抬高匹配滤波输出旁瓣并增加旁瓣的随机起伏, 从而导致弱目标漏检和鬼影目标虚警等错误检测问题, 显著影响感知性能^[35]。为此, 文献^[36]提出了基于OFDM信号下的概率星座整形方法, 通过优化设计频域星座点的概率分布达到在不显著降低信号通信能力(随机性)的同时, 有效降低距离域模糊函数的旁瓣, 从而提高OFDM-ISAC系统的感知能力, 为6G ISAC的研究与应用提供新的技术思路。同时, 文献^[26]定义并分析了目标时延-多普勒估计错误的概率, 阐明了其依赖于通信符号分布的性质, 优化通信符号分布以最小化估计错误概率。此外, 基于“确定-随机”折衷机理的指导, 文献^[28,37]指出随机信号体制下应当关注感知性能指标的平均而非信号的某次特定实现, 并对MIMO-ISAC系统进行了空域预编码设计, 通过设计高斯码本下多天线的发射预编码矩阵, 最小化平均感知估计误差同时满足点对点MIMO信道速率约束, 来实现随机信号体制下通信与感知性能的灵活折衷, 结果表明ISAC系统的空域预编码设计不应该忽略信号随机性。进一步地, 基于平均意义下的感知度量, 文献^[38,39]讨论了感知互信息和遍历线性最小均方误差(Ergodic Linear Minimum Mean Square Error, ELM MSE)之间的换算关系, 文献^[40]研究了感知等效速率与对感知参数估计最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)之间的联系等。

为了进一步丰富和完善随机信号体制下一体化系统设计的基础理论与实践方案, 本文考虑了基于随机信号体制的MIMO-ISAC系统收发机联合设计。为了刻画随机信号体制下的平均感知性能, 本文定义了遍历性CRB (Ergodic Cramér-Rao Bound, ECRB)并基于随机矩阵理论推导了其闭合表达式。进一步地, 本文对比了确定信号下的CRB表达式, 从理论上揭示了使用随机信号的感知性能损

失。在一体化场景中,本文考虑最小化ECRB,同时满足MIMO多播信道下多用户信号估计的均方误差(Mean Square Error, MSE)约束。接下来,本文在感知最优场景给出了发射预编码的最优结构,在通信最优场景给出了收发机联合预编码设计方案,并最终扩展至一体化场景,提出了收发预编码联合优化方案保证MIMO-ISAC系统性能。最后,基于大量的仿真实验评估了MIMO-ISAC系统收发机联合设计的有效性。本文研究揭示了MIMO-ISAC系统中随机信号作用机理,结果表明本文所提方法能够有效实现高精度感知和高效信号估计。

2 系统模型

图1描绘了基于随机信号体制的MIMO-ISAC收发系统框架。具体而言,本文考虑单个通感一体基站服务 K 个多天线通信用户记作集合 $\mathcal{K} \triangleq \{1, 2, \dots, K\}$,并对感知目标响应矩阵进行估计以获取感知信息。假设基站配置 N_T 根发射天线和 N_R 根接收天线,假设每一个通信用户均配置 N_C 根接收天线,基站和通信用户之间信道建模为多播信道(Multicast Channels)。在感知侧,本文考虑基站同时感知多个目标,并对多目标的目标响应矩阵进行估计以便于进一步提取感知信息。接下来,本节将首先介绍一体化系统的信号模型,并基于随机信号给出通感性能指标的定义,然后介绍本文所考虑的优化问题。

2.1 一体化系统信号模型

考虑使用随机通信信号实现ISAC,其中待发送的随机通信信号用 $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(1), \mathbf{s}(2), \dots, \mathbf{s}(L)] \in$

$\mathbb{C}^{N_T \times L}$ 表示,其中 L 表示相干信号帧的长度。不失一般性,假设信号从独立同分布的高斯码本中选取,即每个采样时隙的信号矢量满足 $\mathbf{s}(\ell) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{N_T})$, $\ell = 1, 2, \dots, L$,则经过预编码矩阵 $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ 之后的发射信号矩阵表示为

$$\mathbf{X} = \mathbf{P}\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{N_T \times L} \quad (1)$$

在通信侧,假设基站和第 k 个通信用户之间的点对点MIMO信道表示为 $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_C \times N_T}$ 。在感知侧,本文考虑基站感知 N_S 个点目标,则基站和目标之间的感知信道响应矩阵可以表示为

$$\mathbf{G} = \sum_{i=1}^{N_S} \alpha_i \mathbf{b}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i) \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T} \quad (2)$$

其中, θ_i 和 α_i 分别表示第 i 个点目标的角度和反射系数, $\mathbf{a}(\theta_i) \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ 和 $\mathbf{b}(\theta_i) \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ 分别表示基站侧发射和接收天线的导向矢量。

进一步地,一体化系统信号收发模型可以建模为如下高斯线性模型:

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_S = \mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{N} \\ \mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X} + \mathbf{Z}_k, \quad k = 1, 2, \dots, K \end{cases} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{Y}_S \in \mathbb{C}^{N_R \times L}$ 和 $\mathbf{Y}_k \in \mathbb{C}^{N_C \times L}$ 分别表示到达基站的感知回波信号和到达第 k 个通信用户的接收信号。这里, $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{N_R \times L}$ 和 $\mathbf{Z}_k \in \mathbb{C}^{N_C \times L}$ 分别表示复高斯分布的白噪声,即每一列分别服从 $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_S^2 \mathbf{I})$ 和 $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_C^2 \mathbf{I})$ 分布,其中 σ_S^2 和 σ_C^2 分别表示感知和通信噪声矩阵中每一项的方差。注意到,感知希望从回波信号矩阵 \mathbf{Y}_S 中提取关于目标响应矩阵 \mathbf{G} 的信息,而第 k 个通信用户希望通过接收到 \mathbf{Y}_k 恢复发射

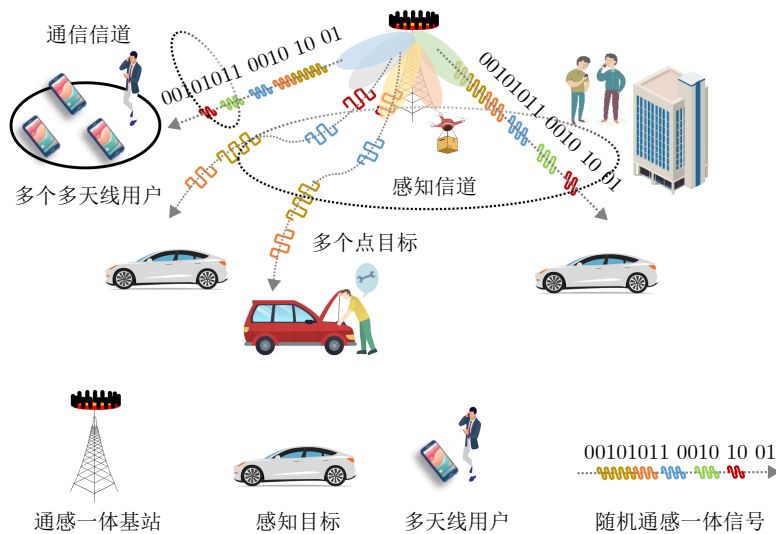


图1 随机通感一体信号体制下的MIMO-ISAC系统示意图

Fig. 1 The illustration of considered MIMO-ISAC systems under random signaling

信号 \mathbf{X} 。接下来, 本节将分别介绍感知性能指标与通信性能指标。

2.2 感知性能指标

如2.1节所述, 通感一体基站希望通过估计感知信道响应矩阵 \mathbf{G} 以便于进一步提取目标反射系数和角度等信息。由于多目标感知信道响应矩阵 \mathbf{G} 的先验分布通常难以获得, 传统的贝叶斯估计方法较难应用。因此, 本文考虑对 \mathbf{G} 的估计可以用克拉美罗界刻画。注意到 $\mathbf{Y}_S = \mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{N}$ 为经典的高斯线性模型, 首先对接收信号进行向量化, 可以得到:

$$\mathbf{y}_s = \text{vec}(\mathbf{Y}_S) = (\mathbf{X}^T \otimes \mathbf{I}_{N_R}) \mathbf{g} + \mathbf{n} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{g} = \text{vec}(\mathbf{G}) \in \mathbb{C}^{N_R N_T \times 1}$ 和 $\mathbf{n} = \text{vec}(\mathbf{N}) \in \mathbb{C}^{L N_R \times 1}$ 分别表示对目标信道响应矩阵和噪声矩阵的向量化。这里, 噪声矢量服从复高斯分布 $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_S^2 \mathbf{I}_{L N_R})$ 。因此, 观测信号 \mathbf{y}_s 的条件概率密度函数为

$$p(\mathbf{y}_s | \mathbf{g}) = \frac{1}{(\pi \sigma_S^2)^{N_R L}} \cdot \exp\left(-\frac{1}{\sigma_S^2} \|\mathbf{y}_s - (\mathbf{X}^T \otimes \mathbf{I}_{N_R}) \mathbf{g}\|_F^2\right) \quad (5)$$

进一步地, 定义对数似然函数为

$$\log p(\mathbf{y}_s | \mathbf{g}) = -\frac{1}{\sigma_S^2} \|\mathbf{y}_s - (\mathbf{X}^T \otimes \mathbf{I}_{N_R}) \mathbf{g}\|_F^2 + \text{常数项} \quad (6)$$

对式(6)关于 \mathbf{g} 求二阶偏导并取期望, 可以得到费希尔信息矩阵(Fisher Information Matrix, FIM)表示为

$$\mathbf{J} = -\mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 \log p(\mathbf{y}_s | \mathbf{g})}{\partial \mathbf{g} \partial \mathbf{g}^*} \right] = \frac{1}{\sigma_S^2} (\mathbf{X}^* \mathbf{X}^T) \otimes \mathbf{I}_{N_R} \quad (7)$$

通过对FIM求逆再求迹运算, 可以得到CRB的表达式:

$$\begin{aligned} \text{CRB}(\mathbf{P}; \mathbf{S}) &= \text{tr}(\mathbf{J}^{-1}) = \sigma_S^2 N_R \text{tr} \left[(\mathbf{X} \mathbf{X}^H)^{-1} \right] \\ &= \sigma_S^2 N_R \text{tr} \left[(\mathbf{P} \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{P}^H)^{-1} \right] \end{aligned} \quad (8)$$

考虑一段连续的估计场景, 注意到由于一体化信号矩阵 \mathbf{S} 的随机性, $\text{CRB}(\mathbf{P}; \mathbf{S})$ 会伴随着 \mathbf{S} 的各次实现出现随机起伏。本文指出在随机信号体制下的感知系统应当关注平均性能, 而非信号的某次特定实现。为了科学刻画随机信号下的平均感知性能, 本文定义ECRB, 表示为关于随机信号矩阵 \mathbf{S} 的期望, 记作:

$$\begin{aligned} \text{ECRB}(\mathbf{P}) &\triangleq \mathbb{E}_{\mathbf{S}} [\text{CRB}(\mathbf{P}; \mathbf{S})] \\ &= \sigma_S^2 N_R \mathbb{E}_{\mathbf{S}} \left\{ \text{tr} \left[(\mathbf{P} \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{P}^H)^{-1} \right] \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

需要注意的是, ECRB与传统CRB的主要区别在于, ECRB适用于随机信号的情况下, 其计算方式考虑了信号的随机性, 并在统计平均意义下评估估计误差的下界。并且, ECRB与贝叶斯CRB (Bayesian CRB, BCRB)也有所不同。BCRB主要针对待估计参数具有先验分布的情况, 通过贝叶斯框架结合先验信息来计算CRB, 而ECRB则主要关注信号本身的随机性对平均意义下估计误差的影响。两者的核心区别在于, BCRB依赖于待估计参数的先验分布, 而ECRB主要基于随机信号的统计特性。可以发现, 在随机信号下平均感知性能度量是一个带有期望运算的函数, 通常难以推导其闭式解, 使得预编码设计变得十分困难。同时, 相较于确定信号下的CRB指标, 随机信号下的ECRB会造成感知性能损失尚未可知。为此, 本文将在3.1节推导ECRB的闭合表达式, 揭示使用高斯信号带来的感知性能损失, 同时进一步指导预编码设计。

2.3 通信性能指标

在通信侧, 第 k 个通信用户希望从接收信号 \mathbf{Y}_k 中解调出原始信号 \mathbf{S} 。不失一般性, 本文假设每个用户都采用线性接收器接收多播信号, 其中第 k 个通信用户的接收预编码矩阵用 $\mathbf{B}_k \in \mathbb{C}^{N_T \times N_C}$ 表示, 则第 k 个通信用户得到的信号估计表示为

$$\hat{\mathbf{S}}_k = \mathbf{B}_k \mathbf{Y}_k = \mathbf{B}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P} \mathbf{S} + \mathbf{B}_k \mathbf{Z}_k \quad (10)$$

其信号恢复的MSE可以由式(11)得到

$$\begin{aligned} \text{MSE}_k &= \mathbb{E} \left(\|\hat{\mathbf{S}}_k - \mathbf{S}\|_F^2 \right) \\ &= \mathbb{E} \left\{ \text{tr} \left[(\hat{\mathbf{S}}_k - \mathbf{S}) (\hat{\mathbf{S}}_k - \mathbf{S})^H \right] \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

在这里, 本文假设信道状态信息在收发双方均是已知的。此类假设多见于用户位置静止的场景, 此时通信信道在长时间内可以认为几乎保持不变(例如视距链路), 收发双方基于先前估计好的信道信息进行预编码设计。而实际系统中信道估计误差、有限比特反馈限制和噪声等因素, 都会造成非完善信道状态信息, 在未来的研究中可以进一步探索非完善CSI下通感一体传输优化和鲁棒性设计。注意到在多播信道中, 多用户通信质量取决于“瓶颈用户”, 即最大的MSE, 表示为

$$\underline{\text{MSE}}(\mathbf{P}; \{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K) \triangleq \max_k \text{MSE}_k \quad (12)$$

因此, 对于通信子系统的性能, 将取决于基站侧发射预编码和用户接收预编码矩阵的联合设计与优化。本文将在3.2节讨论通信最优方案, 并将所提收发预编码联合设计优化策略扩展至一体化场景。

2.4 优化问题

在MIMO-ISAC场景中, 本文将考虑使用随机信号实现通信与感知双功能, 通过联合优化基站发射预编码矩阵 \mathbf{P} 和用户接收预编码矩阵 $\{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K$, 最小化ECRB同时满足多用户信号估计的MSE。上述问题可以建模为如下最优化问题:

$$\begin{aligned} \text{(P1)} \quad & \min_{\mathbf{P}, \{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K} \text{ECRB}(\mathbf{P}) \\ \text{s.t. (C1)} \quad & \text{MSE}(\mathbf{P}; \{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K) \leq \xi \\ \text{(C2)} \quad & \text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_T \end{aligned} \quad (13)$$

其中, 约束(C1)表示通信性能约束, 可以等价表示为 $\text{MSE}_k \leq \xi, \forall k \in \mathcal{K}$, ξ 表示通信信号估计误差阈值, 约束(C2)表示基站侧发射预编码矩阵的功率约束。注意到上述优化问题的目标函数含有期望, 同时约束(C2)也含有期望, 使得整个优化问题是一个非凸的随机优化问题, 通常难以求解。接下来, 本文将首先讨论感知最优场景, 通过推导目标函数的闭合表达式, 揭示随机信号对感知性能的影响机理并指导后续预编码设计。同时, 本文考虑通信最优场景, 通过推导MSE的闭合表达式、引入中间变量并且挖掘子问题的隐藏凸性来实现收发联合预编码设计。最后, 本文将通信最优场景的预编码优化思路扩展至一体化场景, 最终实现一体化系统通感性能的灵活折衷。

3 MIMO-ISAC系统预编码设计方法

3.1 感知最优场景

考虑感知最优场景, 即最小化ECRB(\mathbf{P})但暂时忽略通信性能约束。注意到ECRB(\mathbf{P})带有关于随机信号矩阵的期望操作, 通常难以求解其闭式解, 对后续优化问题求解带来极大挑战。从直觉上来看, 使用随机信号的感知性能要比传统使用确定信号差, 同时, 信号随机性对感知性能的影响机理尚不明晰, 亟需从理论揭示这一机理。在本文中, 发射信号矩阵 $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{N_T \times L}$ 为复高斯矩阵, 其中 L 表示相干信号帧的长度, N_T 表示基站发射天线数。可以将信号矩阵写成 $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_L] \in \mathbb{C}^{N_T \times L}$, 其中每一列 $\mathbf{s}_\ell \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}, \forall \ell = 1, 2, \dots, L$ 从独立同分布的高斯码本中产生, 即 $\mathbf{s}_\ell \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{N_T}), \forall \ell = 1, 2, \dots, L$, 信号的统计协方差矩阵代指 \mathbf{I}_{N_T} 。进一步地, 我们定义发射信号的样本协方差矩阵表示为 $\mathbf{S}\mathbf{S}^H = \sum_{\ell=1}^L \mathbf{s}_\ell \mathbf{s}_\ell^H$, 它是一个随机矩阵, 服从自由度为 L 、参数矩阵为 \mathbf{I}_{N_T} 的复Wishart分布^[41]。在本文中, 我们记作

$$\mathbf{S}\mathbf{S}^H \sim \mathcal{CW}(L, \mathbf{I}_{N_T}) \quad (14)$$

进一步地, 矩阵 $\mathbf{P}\mathbf{S}\mathbf{S}^H\mathbf{P}^H$ 将服从自由度为 L 、参数矩阵为 $\mathbf{P}\mathbf{P}^H$ 的复Wishart分布^[41]。那么 $(\mathbf{P}\mathbf{S}\mathbf{S}^H\mathbf{P}^H)^{-1}$ 将服从自由度为 L 、参数矩阵为 $(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1}$ 复逆Wishart分布^[41], 记作

$$(\mathbf{P}\mathbf{S}\mathbf{S}^H\mathbf{P}^H)^{-1} \sim \mathcal{CW}^{-1}(L, (\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1}) \quad (15)$$

根据复逆Wishart分布的均值计算表达式, 可以得到

$$\begin{aligned} \text{ECRB}(\mathbf{P}) &= \sigma_S^2 N_R \mathbb{E}_S \left\{ \text{tr} \left[(\mathbf{P}\mathbf{S}\mathbf{S}^H\mathbf{P}^H)^{-1} \right] \right\} \\ &= \sigma_S^2 N_R \text{tr} \left[\mathbb{E}_S \left\{ (\mathbf{P}\mathbf{S}\mathbf{S}^H\mathbf{P}^H)^{-1} \right\} \right] \\ &= \frac{\sigma_S^2 N_R}{L - N_T} \text{tr} \left[(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1} \right] \end{aligned} \quad (16)$$

忽略常数项系数, 针对随机信号体制下感知最优场景发射预编码设计, 可以建模为如下确定性凸优化问题:

$$\text{(P2)} \quad \min_{\mathbf{P}} \text{tr} \left[(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1} \right] \text{ s.t. } \text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_T \quad (17)$$

观察到上述式(17)优化问题中, 预编码矩阵带有功率约束 $\text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_T$, 而目标函数是求一个逆矩阵迹最小化的优化问题。尽管这个问题关于预编码矩阵 \mathbf{P} 是非凸的, 我们可以利用矩阵迹的性质获得最优解。为此, 我们介绍如下关于迹性质的重要引理。

引理1(迹不等式): 对于一个 N 维的半正定矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 来说, 如下不等式成立:

$$\text{tr}(\mathbf{A}^{-1}) \geq \sum_{n=1}^N \frac{1}{a_n}$$

当且仅当矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 可对角化时等号取等, 其中 a_1, a_2, \dots, a_N 表示矩阵的特征值。

证明: 请参考文献^[42]中引理 H.1.g证明。

基于引理1, 针对目标函数有如下不等式成立:

$$\text{tr} \left[(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1} \right] \geq \sum_{i=1}^{N_T} \frac{1}{p_i^2} \quad (18)$$

其中, p_1, p_2, \dots, p_{N_T} 表示的是矩阵的特征值。相应地, 则原优化问题可以重新整理为

$$\text{(P2.1)} \quad \min_{\{p_i\}_{i=1}^{N_T}} \sum_{i=1}^{N_T} \frac{1}{p_i^2} \text{ s.t. } \sum_{i=1}^{N_T} p_i^2 \leq P_T \quad (19)$$

可以通过反证法证明, 优化问题(P2.1)取得最优时, 约束一定取等。否则, 可以增大发射功率, 不违反约束, 同时使得目标函数更小。而其取得最小值的时候, 最优的功率分配即为等功率分配, 表示为

$$p_i^* = \sqrt{\frac{P_T}{N_T}}, \forall i = 1, 2, \dots, N_T \quad (20)$$

这表明为了使得原目标函数取得最小值，只需要使得预编码矩阵 \mathbf{P} 的所有特征值相等，且满足最大功率约束即可。同时，能够使得矩阵 $\mathbf{P}\mathbf{P}^H$ 可以对角化。假设矩阵 \mathbf{P} 的特征值分解为 $\mathbf{P} = \mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}_P\mathbf{U}^H$ ，对角阵 $\boldsymbol{\Sigma}_P = \text{diag}\{p_1, p_2, \dots, p_{N_T}\} = \sqrt{P_T/N_T}\mathbf{I}_{N_T}$ 表示 \mathbf{P} 的特征值矩阵，得到矩阵 \mathbf{U} 可以为任意的酉矩阵。此时，感知最优场景的预编码矩阵可以表示为

$$\mathbf{P}_S^* = \sqrt{\frac{P_T}{N_T}}\mathbf{U}_{N_T} \quad (21)$$

其中， $\mathbf{U}_{N_T} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ 为任意酉矩阵。这表明，在随机信号体制下，感知最优所对应的发射预编码矩阵需要保持正交性。作为对比，本文介绍确定信号下的感知最优问题。用 $\mathbf{S}_D \in \mathbb{C}^{N_T \times L}$ 表示基站侧发射确定信号，并且该信号满足正交性 $\mathbf{S}_D\mathbf{S}_D^H = \mathbf{L}\mathbf{I}_{N_T}$ ，对应可以计算出感知信道响应矩阵的CRB为

$$\text{CRB}(\mathbf{P}) = \frac{\sigma_S^2 N_R}{L} \text{tr} \left[(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1} \right] \quad (22)$$

如果考虑使用确定信号做感知，其最优发射预编码将和随机信号下的情况相同。通过代入表达式，在采用相同发射功率和相同发射预编码的前提下，采用确定信号和采用随机信号这两种情况下系统的估计性能具有如下比值关系：

$$\frac{\text{CRB}}{\text{ECRB}} = 1 - \frac{N_T}{L} \xrightarrow{O(N_T/L) \rightarrow 0} 1 \quad (23)$$

可以发现，考虑对相同的目标响应矩阵进行估计，使用确定信号的估计性能将优于使用随机信号，并且二者估计误差的下界将以 $O(N_T/L)$ 的渐进速率趋近于相等，本文将在4.2节的仿真结果中验证这一重要发现。同时，将最优解(18)代入至ECRB中，可以得到感知最优的性能极限，表示为

$$\text{ECRB}(\mathbf{P}_S^*) = \frac{\sigma_S^2 N_T^2 N_R}{(L - N_T) P_T} \quad (24)$$

3.2 通信最优场景

假设发射信号和噪声相互独立，可以推导MSE的解析表达式如下：

$$\begin{aligned} \text{MSE}_k &= \mathbb{E}_{\mathbf{S}, \mathbf{Z}_k} \left\{ \text{tr} \left[\left(\hat{\mathbf{S}}_k - \mathbf{S} \right) \left(\hat{\mathbf{S}}_k - \mathbf{S} \right)^H \right] \right\} \\ &= \mathbb{E}_{\mathbf{S}, \mathbf{Z}_k} \left\{ \text{tr} \left[\left(\mathbf{B}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P} \mathbf{S} + \mathbf{B}_k \mathbf{Z}_k - \mathbf{S} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \cdot \left(\mathbf{S}^H \mathbf{P}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{B}_k^H + \mathbf{Z}_k^H \mathbf{B}_k^H - \mathbf{S}^H \right) \right] \right\} \\ &= L \text{tr} \left(\mathbf{B}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P} \mathbf{P}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{B}_k^H + \sigma_k^2 \mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H \right. \\ &\quad \left. - \mathbf{B}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P} - \mathbf{P}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{B}_k^H + \mathbf{I}_{N_T} \right) \quad (25) \end{aligned}$$

考虑通信最优的收发预编码设计，即最小化多用户中最大的MSE，可以建模为如下最优化问题：

$$\begin{aligned} \text{(P3)} \quad & \min_{\mathbf{P}, \{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K} \max_{k \in \mathcal{K}} \text{MSE}_k \\ & \text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_T \quad (26) \end{aligned}$$

在给定发射预编码 \mathbf{P} 时，优化问题(P3)是一个关于 $\{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K$ 的无约束优化问题，其最优解为著名的MMSE接收器^[43]，需要满足MSE一阶导条件，表示为

$$\begin{aligned} \frac{\partial \text{MSE}_k}{\partial \mathbf{B}_k^*} &= \mathbf{0} \Rightarrow \mathbf{B}_k^{C*} \\ &= \mathbf{P}^H \mathbf{H}_k^H \left(\mathbf{H}_k \mathbf{P} \mathbf{P}^H \mathbf{H}_k^H + \sigma_k^2 \mathbf{I}_{N_C} \right)^{-1} \quad (27) \end{aligned}$$

尽管关于发射预编码 \mathbf{P} 的优化问题为非凸，下面将通过引入中间变量和中间约束挖掘问题的隐藏凸性，实现非凸优化转化为凸优化问题。具体而言，为了获得最优的发射预编码 \mathbf{P} ，引入中间变量 $\boldsymbol{\Gamma}_k \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ 并引入半正定凸约束，可以表示为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Gamma}_k &\succeq \mathbf{C}_k \mathbf{P} \mathbf{P}^H \mathbf{C}_k^H - \mathbf{C}_k \mathbf{P} - \mathbf{P}^H \mathbf{C}_k^H \\ &\Leftrightarrow \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Gamma}_k + \mathbf{C}_k \mathbf{P} + \mathbf{P}^H \mathbf{C}_k^H & \mathbf{C}_k \mathbf{P} \\ \mathbf{P}^H \mathbf{C}_k^H & \mathbf{I}_{N_T} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (28) \end{aligned}$$

其中， $\mathbf{C}_k \triangleq \mathbf{B}_k \mathbf{H}_k$ 。进一步地，引入中间变量 τ 和凸约束 $L \text{tr}(\boldsymbol{\Gamma}_k + \sigma_k^2 \mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H + \mathbf{I}_{N_T}) \leq \tau, \forall k \in \mathcal{K}$ 以将目标函数中min-max转化为凸约束。最终，通信最优场景关于发射预编码的优化子问题可以建模为如下标准凸优化问题：

$$\begin{aligned} \text{(P3.1)} \quad & \min_{\mathbf{P}, \{\boldsymbol{\Gamma}_k\}_{k=1}^K, \tau} \tau \\ & \text{s.t. } L \text{tr}(\boldsymbol{\Gamma}_k + \sigma_k^2 \mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H + \mathbf{I}_{N_T}) \leq \tau, \forall k \in \mathcal{K} \\ & \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Gamma}_k + \mathbf{C}_k \mathbf{P} + \mathbf{P}^H \mathbf{C}_k^H & \mathbf{C}_k \mathbf{P} \\ \mathbf{P}^H \mathbf{C}_k^H & \mathbf{I}_{N_T} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0}, \forall k \in \mathcal{K} \\ & \|\mathbf{P}\|_F^2 \leq P_T \quad (29) \end{aligned}$$

可以通过反证法证明，问题(P3.1)取得最优解时约束 $L \text{tr}(\boldsymbol{\Gamma}_k + \sigma_k^2 \mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H + \mathbf{I}_{N_T}) \leq \tau, \forall k \in \mathcal{K}$ 一定取等，本文也将在4.4节通过仿真展示这一点。式(29)问题是一个标准的半正定规划的问题，可以通过CVX等数值求解器直接求解。基于以上讨论，可以在给定发射预编码的情况下优化通信用户接收预编码，然后再固定用户接收预编码来优化发射预编码，最终通过迭代的方式获取通信最优场景下MIMO-ISAC系统的收发机预编码的联合设计。针对通信最优场景，本文所提算法的实现流程如**算法1**所示。

收敛性和复杂度分析：**算法1**的核心是基于块坐标下降的方法，在每一步迭代都可以确保目标函数单调非增。结合所考虑的优化问题具有有限的可行域，目标函数是有界的，因此**算法1**保证了收敛性。在每一轮迭代中，**算法1**所需要计算MMSE接收预编码的复杂度主要来自矩阵求逆，复杂度为

算法1 通信最优场景收发联合预编码设计

Alg. 1 Joint transmit and receive precoding design in communication-optimal scenarios

输入: 系统参数: $\mathcal{K}, \{\mathbf{H}_k\}_{k=1}^K, \sigma_k^2, N_T, N_R, N_C, P_T, L$

算法参数: 最大迭代次数 r_{\max} 和收敛误差 ε

输出: 收发机预编码矩阵 $\{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K, \mathbf{P}$

初始化参数: $r = 1, \mathbf{P}^{(r)}$

1. 重复以下步骤
2. 根据 $\mathbf{P}^{(r)}$ 计算得到MMSE接收预编码 $\{\mathbf{B}_k^{(r)}\}_{k=1}^K$
3. 根据 $\{\mathbf{B}_k^{(r)}\}_{k=1}^K$ 求解优化问题(P3.1), 获得最优解 \mathbf{P}^*
4. 代入 $\mathbf{P}^{(r)} \leftarrow \mathbf{P}^*, r = r + 1$
5. 继续执行2
6. 直到最大迭代次数 r_{\max} 或者目标函数变化值低于误差 ε

$\mathcal{O}(KN_C^3)$ 。在求解问题(P3.1)时, 假设CVX采用内点法求解^[17], 包含的变量个数为 $KN_T^2 + N_T^2 + 1$, 其复杂度为 $\mathcal{O}(KN_T^2 + N_T^2 + 1)^{3.5}$ 。进一步地, 假设算法1在收敛时候需要的迭代次数为 \mathcal{I} , 对应的算法复杂度为 $\mathcal{O}(\mathcal{I}(KN_T^2 + N_T^2 + 1)^{3.5} + KN_C^3)$ 。

3.3 一体化场景

接下来, 本文将3.1节和3.2节感知最优场景和通信最优场景的预编码设计方案扩展至一体化场景。通过感知最优场景推导的ECRB表达式, 省略相关常数项, 可以将一体化场景收发预编码联合设计优化问题整理为

$$(P4) \min_{\mathbf{P}, \{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K} \text{tr} \left[(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1} \right] \\ \text{s.t. (C4.1): } \text{MSE}_k \leq \xi, \forall k \in \mathcal{K} \\ \text{(C4.2): } \text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_T \quad (30)$$

可以看出, 在通信感知一体化场景中(P4)是一个高度非凸问题, 通常难以求解。接下来, 本文将原问题(P4)拆分成两个子问题: 在子问题1中, 本文将沿用通信最优场景设计结果优化在给定发射预编码 \mathbf{P} 情况下优化接收预编码 $\{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K$, 获得最优解的结构; 在子问题2中, 受到通信最优场景预编码设计的启发, 本文将固定接收预编码 $\{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K$, 通过挖掘子问题2可行域的隐藏凸性, 采用迭代优化算法获得关于发射预编码 \mathbf{P} 的局部最优解。详细的求解过程如下。

子问题1: 给定发射预编码 \mathbf{P} , 优化接收预编码 $\{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K$ 。优化问题(P4)可以整理为

$$(P4.1) \min_{\{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K} \max_{k \in \mathcal{K}} \text{MSE}_k \quad (31)$$

不难发现, (P4.1)与通信最优场景具有同解, 即最优接收预编码 $\{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K$ 可以由式(24)表示。通

过求解(P4.1)获得一组接收预编码 $\{\mathbf{B}_k^*\}_{k=1}^K$ 集合, 能够进一步优化发射预编码 \mathbf{P} 。

子问题2: 给定接收预编码 $\{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K$ 集合, 优化发射预编码 \mathbf{P} 。优化问题(P4)可以整理为

$$(P4.2) \min_{\mathbf{P}} \text{tr} \left[(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1} \right] \\ \text{s.t. } \text{MSE}_k \leq \xi, \forall k \in \mathcal{K} \\ \text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_T \quad (32)$$

观察到优化问题(P4.2)是非凸问题, 主要由于目标函数 $\text{tr} \left[(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1} \right]$ 关于 \mathbf{P} 非凸, 同时可行域非凸。为了挖掘可行域的隐藏凸性, 使得(P4.2)可解, 借鉴通信最优场景中关于 \mathbf{P} 优化求解方案, 可以将(P4.2)的可行域转化为凸形式, 整理为

$$(P4.3) \min_{\mathbf{P}, \{\Gamma_k\}_{k=1}^K} \text{tr} \left[(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1} \right] \\ \text{s.t. } \mathbf{P} \in \mathcal{C}, \Gamma_k \in \mathcal{C}, \forall k \quad (33)$$

其中,

$$\mathcal{C} \triangleq \left\{ \mathbf{P}, \{\Gamma_k\}_{k=1}^K \mid L \text{tr}(\Gamma_k + \sigma_k^2 \mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H + \mathbf{I}_{N_T}) \leq \xi, \right. \\ \forall k \in \mathcal{K}, \left[\begin{array}{cc} \Gamma_k + \mathbf{C}_k \mathbf{P} + \mathbf{P}^H \mathbf{C}_k^H & \mathbf{C}_k \mathbf{P} \\ \mathbf{P}^H \mathbf{C}_k^H & \mathbf{I}_{N_T} \end{array} \right] \succcurlyeq \mathbf{0}, \\ \left. \|\mathbf{P}\|_F^2 \leq P_T \right\}$$

其表示的是可行域, 是一个关于 \mathbf{P} 和中间变量 $\{\Gamma_k\}_{k=1}^K$ 的凸可行集。然而, 由于(P4.3)目标函数依然非凸, 使得整个优化问题难以直接求解。定义 $f(\mathbf{P}) \triangleq \text{tr} \left[(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1} \right]$, 考虑使用对目标函数在第 m 次迭代 $\mathbf{P}^{(m)}$ 处的一阶泰勒展开近似, 表示为

$$f(\mathbf{P}) \approx f(\mathbf{P}^{(m)}) + \text{Retr} \left[\nabla f^H(\mathbf{P}^{(m)}) (\mathbf{P} - \mathbf{P}^{(m)}) \right] \quad (34)$$

其中, $\nabla f(\mathbf{P}) = -(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-2} \mathbf{P}$ 表示梯度, $\text{Retr}(\cdot)$ 表示取矩阵的迹的实部。在算法第 m 次迭代中, 忽略 $f(\mathbf{P}^{(m)})$ 项, 则需要求解如下凸问题:

$$(P4.4) \min_{\mathbf{P}, \{\Gamma_k\}_{k=1}^K} \text{Retr} \left[\nabla f^H(\mathbf{P}^{(m)}) (\mathbf{P} - \mathbf{P}^{(m)}) \right] \\ \text{s.t. } \mathbf{P} \in \mathcal{C}, \Gamma_k \in \mathcal{C}, \forall k \quad (35)$$

注意到问题(P4.4)是一个标准的凸问题, 可以通过CVX工具箱直接求解, 记最优的解为 \mathbf{P}' 。为了使得问题的解落在可行域内, 在第 $(m+1)$ 次迭代中, 更新变量的格式为如下凸组合的形式

$$\mathbf{P}^{(m+1)} = \mathbf{P}^{(m)} + \lambda^{(m)} (\mathbf{P}' - \mathbf{P}^{(m)}) \quad (36)$$

其中, $\lambda^{(m)} \in [0, 1]$ 为迭代步长。注意到, 由于 $\mathbf{P}^{(m+1)}$ 是 $\mathbf{P}^{(m)} \in \mathcal{C}$ 和 $\mathbf{P}' \in \mathcal{C}$ 的凸组合形式, 那么可以得到 $\mathbf{P}^{(m+1)} \in \mathcal{C}$ 。基于上述讨论和优化方法, 可以通过交

替优化的方式，获取一体化场景下MIMO-ISAC系统的收发机预编码，算法的实现流程如**算法2**所示。

收敛性和复杂度分析：**算法2**与**算法1**类似，都是基于块坐标下降的方法，在每一步迭代都可以确保目标函数单调非增。结合所考虑的优化问题具有有限的可行域，目标函数是有界的，因此**算法2**同样有较好的收敛性保证。在每一轮迭代中，**算法2**所需要计算MMSE接收预编码的复杂度主要来自矩阵求逆，复杂度为 $\mathcal{O}(KN_C^3)$ 。在求解问题(P3.1)时，假设CVX采用内点法求解^[17]，包含的变量个数为 $KN_T^2 + N_T^2$ ，其复杂度为 $\mathcal{O}(KN_T^2 + N_T^2)^{3.5}$ 。假设**算法2**在收敛时候需要的迭代次数为 \mathcal{J} ，对应的算法复杂度为 $\mathcal{O}(\mathcal{J}((KN_T^2 + N_T^2)^{3.5} + KN_C^3))$ 。

4 仿真结果

本节进行了大量的仿真，旨在证明本文在随机信号体制MIMO-ISAC系统中所提发射和接收端联合预编码方案的有效性和可靠性。本节将首先介绍详细的仿真实验设置；然后分别研究感知最优场景闭式解的有效性、通信最优场景迭代算法的收敛性和有效性；最后通过对比其他方法，验证所提联合收发预编码优化方法的优越性。

4.1 仿真实验设置

为了评估收发预编码联合设计方案的有效性，考虑了单基站场景服务多个多天线用户并感知多目标信道响应矩阵，如无特殊声明，相关参数配置如**表2**所示。基站同时服务4个多天线通信用户，假设基站发射天线数、基站接收天线数设置为 $N_T = N_R = 16$ ，不失一般性假设多个多天线用户的接收天线数为 $N_C = 16$ 。点对点MIMO通信信道矩阵中的每一项从循环对称复高斯中产生，并且假设基站

发送端和用户接收端完美已知信道状态信息。发射信号相干帧长度设置为 $L = 32$ ，通信与感知的噪声功率项均进行归一化为0 dBm，本文信噪比定义为发射功率 P_T/σ_S^2 。本文**算法1**和**算法2**的仿真最大迭代次数均设置为50，目标函数变化误差均设置为 $1E-5$ 。

4.2 感知最优场景

本节将展示感知最优场景预编码设计方案的有效性，以及本文基于复逆Wishart矩阵分布推导的ECRB表达式的正确性。本节考虑了单基站场景基于随机通信信号服务多个多天线用户并感知多目标信道响应矩阵，此时对应的感知估计误差为ECRB。对比的基线方案是采用发射确定的正交信号方案，即固定发射信号的样本协方差矩阵为单位阵，此时对应的感知估计误差为CRB，仿真中记作“CRB：确定信号”。**图2**展示了在感知最优场景中，本文所提出的使用随机信号下最优预编码方案以及基线方案的感知性能对比。

首先，根据**图2**能够发现，ECRB的理论值与仿真值保持一致，表明本文推导ECRB表达式的正确性，并且当增加发射信噪比或者信号相干帧长度时，所有方案的感知估计误差均有所下降，同时采用确定信号基线方案下的感知性能要始终优于使用随机信号，这说明了随机信号会引起感知性能的损失。其次，根据**图2(a)**可以发现，当相干帧长为32时，使用随机信号感知相较于使用确定信号感知的基线方案将有3 dB的性能损失，这和本文在3.1节中作出的理论分析一致。最后，**图2(b)**展示了3种发射信噪比参数下，增加信号相干帧长度，本文方案与基线方案的感知性能对比，并表明在包括天线数和信噪比等参数不变的情况下，使用随机信号的性能渐进于确定信号的渐进速率为 N_T/L ，这也与本文3.1节理论分析保持一致。值得注意的是，根据随机矩阵理论，信号的随机性与相干帧长度和发射天线数的比值相关，而不依赖于它们的具体数值。根据**图2(b)**的结果可以发现，系统可以选择采用积累较长的相干帧长度来进行ISAC传输，当相干帧长度足够大时，信号随机性的影响可以忽略不计。

算法 2 通感一体场景收发联合预编码设计

Alg. 2 Joint transmit and receive precoding design in ISAC scenarios

输入：系统参数： $\mathcal{K}, \{\mathbf{H}_k\}_{k=1}^K, \sigma_k^2, N_T, N_R, N_C, P_T, L$

算法参数：最大迭代次数 m_{\max} 和收敛误差 δ

输出：收发机预编码矩阵 $\{\mathbf{B}_k\}_{k=1}^K, \mathbf{P}$

初始化参数： $m = 1, \mathbf{P}^{(m)}$

1. 重复以下步骤
2. 根据 $\mathbf{P}^{(m)}$ 求解(P4.1)并计算得到MMSE接收预编码 $\{\mathbf{B}_k^{(m)}\}_{k=1}^K$
3. 根据 $\mathbf{P}^{(m)}, \{\mathbf{B}_k^{(m)}\}_{k=1}^K$ 代入(P4.4)，求解获得最优解 \mathbf{P}'
4. 根据Armijo步长搜索算法寻找 $\lambda^{(m)}$ 并更新 $\mathbf{P}^{(m+1)} = \mathbf{P}^{(m)} + \lambda(\mathbf{P}' - \mathbf{P}^{(m)})$
5. $m = m + 1$ ，继续执行2
6. 直到最大迭代次数 m_{\max} 或者目标函数变化值低于误差 δ

表 2 仿真参数设置

Tab. 2 Simulation parameter settings

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|---------|----|--------|-------|
| 基站发射天线数 | 16 | 通信噪声功率 | 0 dBm |
| 基站接收天线数 | 16 | 感知噪声功率 | 0 dBm |
| 用户接收天线数 | 16 | 信号相干长度 | 32 |
| 仿真最大迭代数 | 50 | 目标函数误差 | 1E-5 |

4.3 通信最优场景

首先, 图3展示了在用户配置8天线和16天线, 发射端信噪比分别为10 dB, 15 dB, 20 dB情况下本文针对通信最优场景所提出算法1的收敛性。能够发现, 算法1在各个参数设置下均能在十多次迭代内就收敛, 充分验证了算法1多项式时间内收敛特性。并且, 算法1引入的中间变量逼近MSE的真实值, 充分验证了引入中间变量操作的最优性。其次, 图4展示了8和16根接收天线数下, 3个通信用户信号估计的MSE水平。能够看出, 本文所提方案能够使得不同用户的信号估计性能大致相当, 在实际应用中将有效避免“瓶颈用户”在信道状态不好的时候, 导致多播传输整体性能较差的问题。最后, 通过对比图3和图4能够发现, 当信噪比和其他参数固定时, 仅仅增加通信用户接收天线数时, 能

够帮助提升信号估计性能, 享有多天线系统提供的多路分集增益。

最后, 为了评估收发预编码联合设计方案的有效性, 考虑了单基站服务多个多天线用户。图5分别展示了在用户配置8天线和16天线, 发射端信噪比从0 dB变化到40 dB时考虑不同用户数目在通信最优场景信号估计误差。对比的基线方案是通信接收端采用迫零预编码方案, 即每一个接收预编码矩阵表示为

$$\mathbf{B}_k^{\text{ZF}} = (\mathbf{H}_k \mathbf{P})^{\text{H}} (\mathbf{H}_k \mathbf{P} \mathbf{P}^{\text{H}} \mathbf{H}_k^{\text{H}})^{-1} \quad (37)$$

能够看出, 在通信最优场景中, 随着SNR的升高, 不同方案的信号估计误差均有所下降。同时, 本文推导的MMSE接收预编码要优于迫零预编码方案, 这主要是因为迫零接收预编码没有考虑噪声的

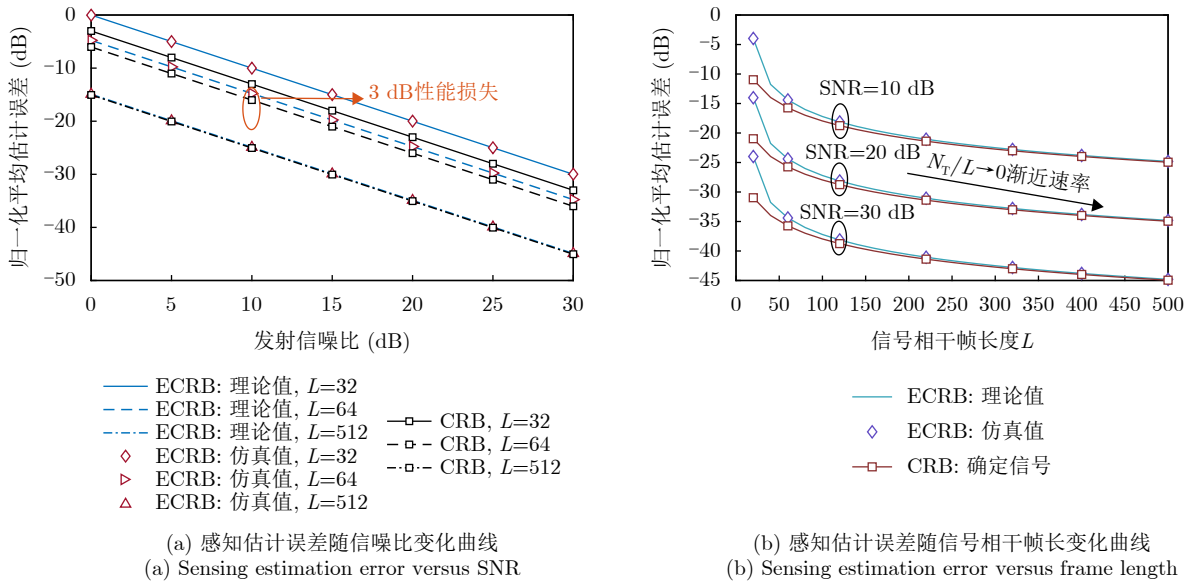


图2 感知最优场景下采用确定信号和采用随机信号下性能对比

Fig. 2 Performance comparisons under deterministic and random signals in sensing-optimal scenarios

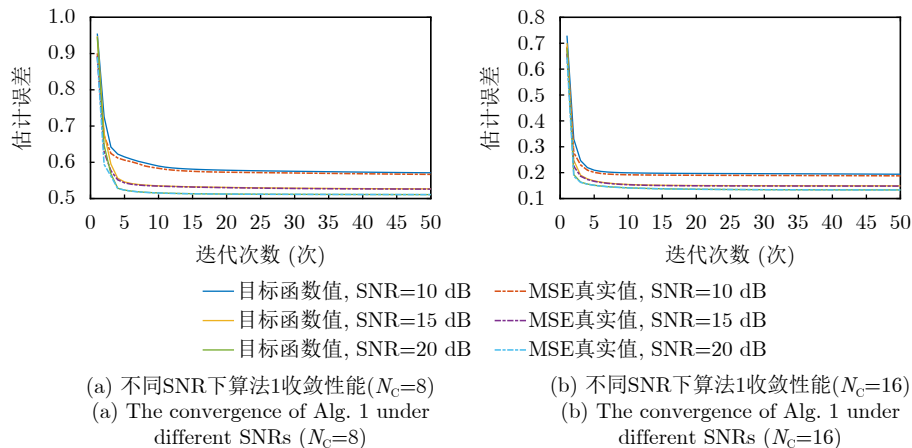


图3 通信最优场景下算法1的收敛性能

Fig. 3 The convergence behaviors of Alg. 1 in communication-optimal scenarios

影响。但在高信噪比条件下，由于噪声的因素可以忽略不计，二者的性能将趋近于一致。并且，固定SNR和相关参数，增加用户数将会使得通信信号估计性能降低，充分说明了在多播通信场景，通信性能将受到多用户中“瓶颈用户”所影响。进一步地，根据图5(a)可以发现，当用户接收天线数小于基站发射天线数时，随着SNR采用不同接收预编码方案的信号估计误差均会陷入Error Floor，这是因为用户接收端的天线数不足导致信号恢复所需的空自由度不足，当SNR高于一定阈值(例如20 dB)，继续增加SNR并不会明显改善通信性能。为了使得信号估计误差随着SNR的升高而持续降低，需要增加用户接收端的天线数，最低需要等于发射天线数，如图5(b)所示。

4.4 一体化场景

本小节将通过仿真结果验证本文所提算法2在

通感一体场景的有效性，考虑单个基站服务多个多天用户，同时使用随机通信信号估计感知信道响应矩阵。首先，考虑用户配置16天线，发射端信噪比分别为10 dB和 20 dB情况下，设置不同的通信性能阈值约束，本文所提算法2的收敛性能如图6所示。可以看出，所提算法2在通感一体场景中具有良好的收敛性能，能在数十次迭代中收敛。并且，通过图6(a)—图6(c)可以发现，当SNR=10 dB时，通过增加通信符号估计误差的阈值，目标函数ECRB将逐渐收敛到感知最优场景。这是因为当MSE设置得足够大时，通信约束自动满足，最优预编码方案仅仅需要使得目标函数最小，即达到感知最优的ECRB。同时，随着迭代次数的增加，通信真实MSE能够逐渐达到阈值约束，使得MSE约束取等。

图7展示了在不同天线数设置下，通感一体场景的性能折衷曲线。不失一般性，假设基站收发天线和多天线用户的接收天线均相等，信噪比设置为

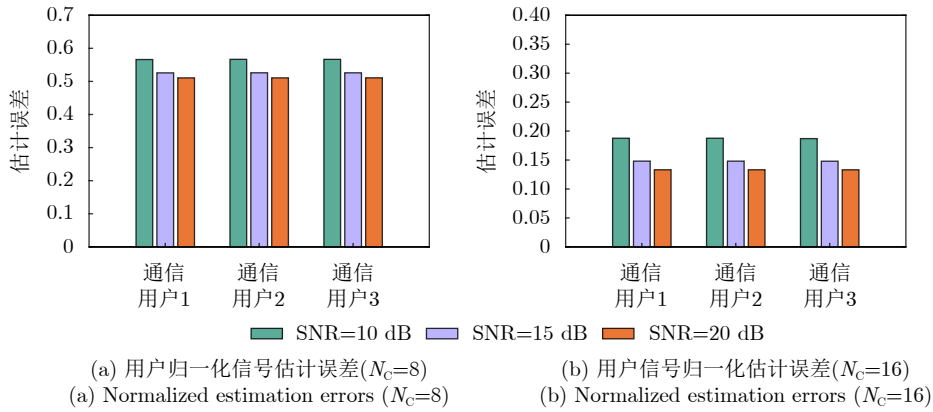


图4 通信最优场景下用户信号估计误差MSE

Fig. 4 The normalized MSE of communication users in communication-optimal scenarios

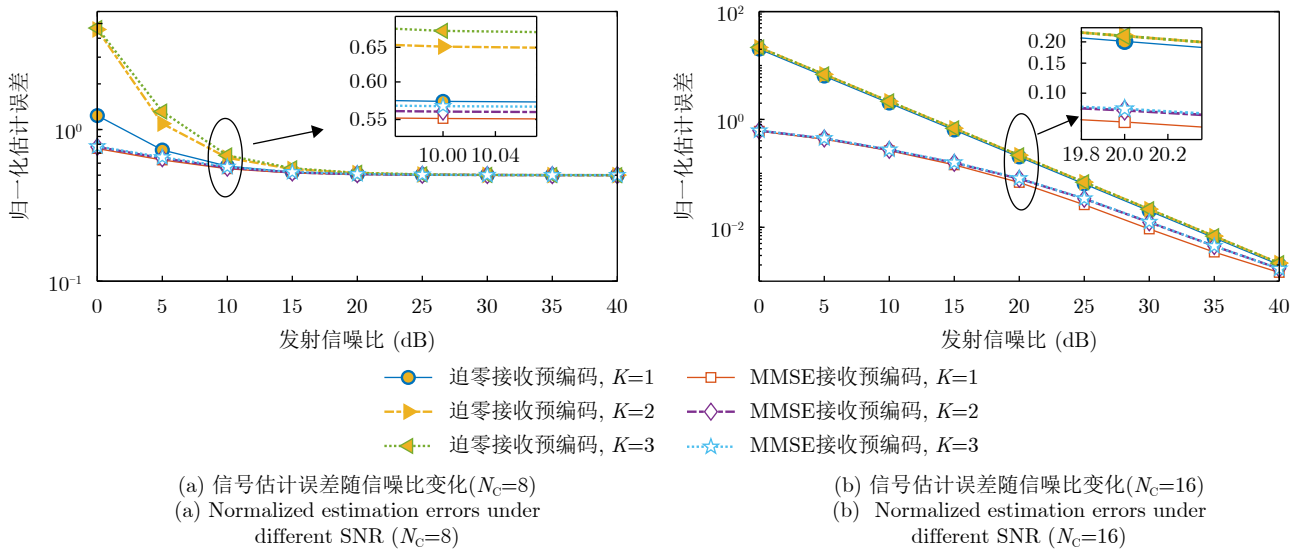


图5 通信最优场景下用户归一化信号估计误差MSE随信噪比变化

Fig. 5 The normalized MSE versus SNR in communication-optimal scenarios

10 dB, 考虑天线数分别为8, 12和16, 信号相干帧长度假设为32, 分别考虑多天线通信用户个数为1, 3和5这三种情况。通过观察图7(a)—图7(c)可以得到, 在不同参数下, 所提算法均可以实现通信与感知的灵活折衷。并且, 在固定SNR和通信符号检测

MSE阈值时, 当系统中通信用户数增加时, 通感一体性能将会下降。同时, 随着通信符号检测MSE阈值的增加, 感知性能将渐进到最小值。

图8展示了在不同天线数设置下, 本文所提方案与使用迫零预编码接收的性能对比。不失一般性,

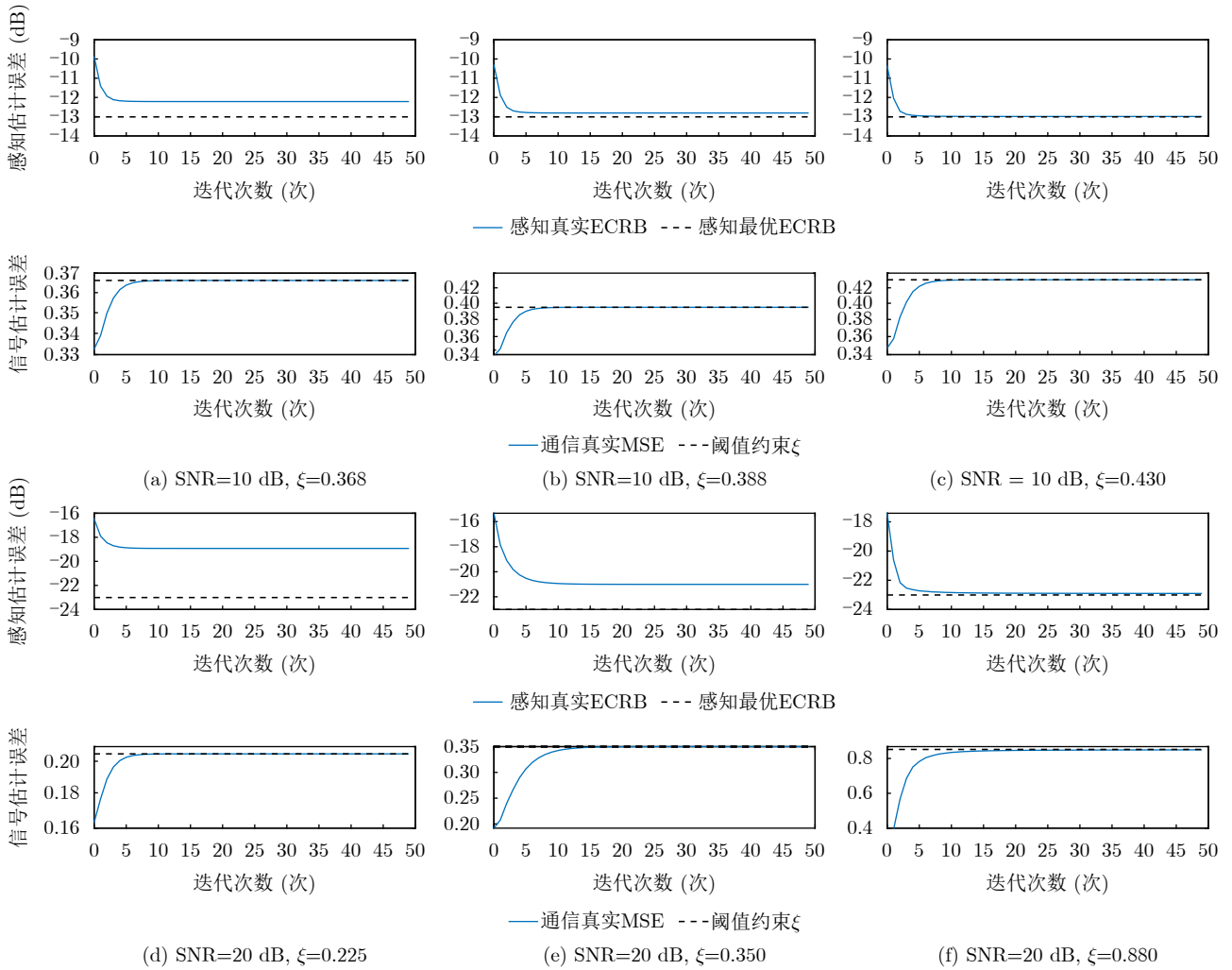


图 6 不同通信信号检测阈值下算法2的收敛性能对比

Fig. 6 The convergence behaviors of Alg. 2 in ISAC scenarios, under different MSE thresholds

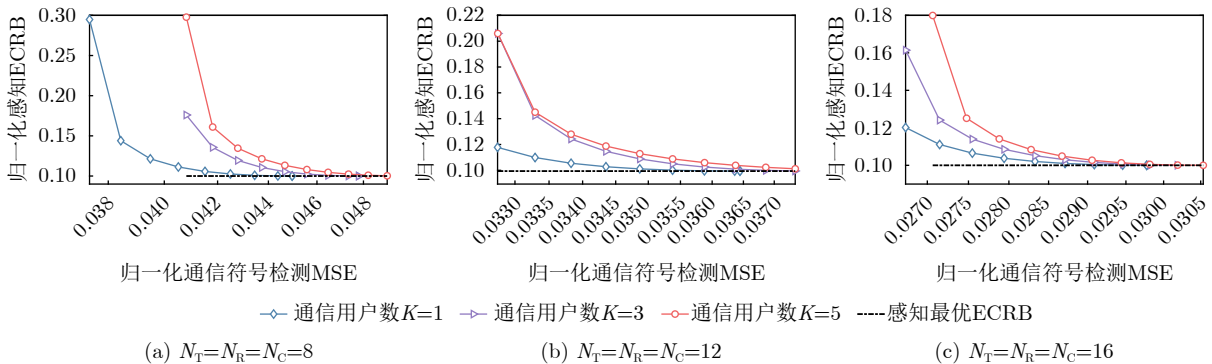


图 7 不同天线数下通感一体场景性能折衷(SNR=10 dB)

Fig. 7 The performance tradeoffs of S&C in ISAC scenarios, under different numbers of antennas (SNR=10 dB)

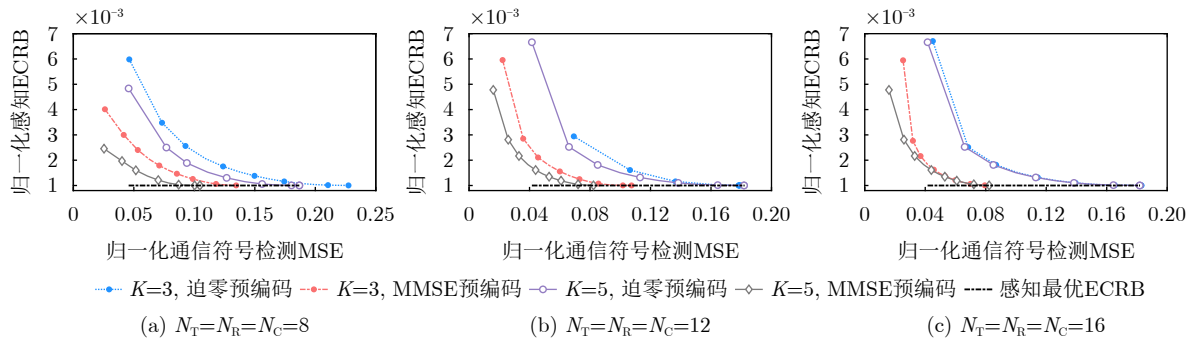


图8 通感一体场景对比基线方案(SNR=30 dB)

Fig. 8 The performance tradeoffs of S&C in ISAC scenario (SNR=30 dB)

假设基站收发天线和多天线用户的接收天线均相等, 信噪比设置为30 dB。通过观察图8(a)—图8(c)可以得到, 在不同天线数和通信用户数下, MMSE预编码均优于迫零预编码。并且当通信符号检测阈值MSE增加时, 感知ECRB将渐近到最优值。这是因为当MSE阈值较大时, 信号估计约束将自动满足, 系统整体优化将会渐近收敛到感知最优的情形。

5 结语

针对以通信为中心的通感一体信号设计场景, 使用随机通信信号同时完成通信与感知任务。考虑多天线通感一体系统, 本文首先定义了遍历性感知度量ECRB作为随机信号体制下的感知性能指标, 同时将多播信道符号检测的MSE作为通信性能指标。首先, 本文基于复逆Wishart分布推导得到了ECRB的闭合表达式, 严格揭示了相较于传统以感知为中心使用确定的正交信号的感知性能渐进速率, 即使用随机信号的平均感知性能将会随着发射天线数和相干帧长度的比值渐进等于使用确定的正交信号。接着, 本文聚焦研究感知最优场景的发射预编码设计, 通过最小化ECRB, 求解得到了感知最优场景预编码设计的最优解。进一步地, 本文将预编码设计扩展至通感一体场景, 在最小化ECRB的同时, 严格约束多用户符号检测MSE的阈值, 通过联合优化基站发射预编码和多天线通信用户接收预编码矩阵实现通感一体场景下灵活的性能折衷。最后, 本文通过大量的仿真实验, 揭示了高斯信号的随机性将会引起感知的性能损失, 验证了本文所提联合优化收发预编码方案的有效性。

需要说明的是, 本文仅讨论了单站场景, 在实际应用中, 可以考虑使用移动用户的上行信号进行感知。同时, 在实际通感一体场景中, 可能还会面临视距遮挡、杂波干扰、自干扰以及时钟同步等挑战。以目标视距链路被遮挡为例, 未来可以考虑将

本文方法拓展至智能超表面场景^[44-46], 并结合本文提出发射与接收预编码联合优化等操作, 通过智能超表面的辅助实现超视距感知。此外, 在流体天线场景中^[47], 阵列的位置和收发孔径将会随着优化迭代不断改变, 感知和通信性能将是关于天线位置的高度非凸函数, 此时联合优化发射与接收预编码将会面临巨大挑战, 也是未来研究中值得关注的问题。同时, 本文所建立的收发联合预编码设计方法可以进一步扩展至多用户干扰、多基站协作、毫米波频段的数模混合预编码设计以及非完善CSI场景等^[48]。以非完善CSI场景为例, 考虑带有统计特性的信道估计误差, 以及已知信道估计误差上界等情形, 相应地可以采用随机优化或贝叶斯方法, 以应对CSI误差带来的不确定性。除此之外, 未来工作还可以从非独立同分布星座开展, 寻找符合通感一体联合最优的信号分布。围绕OFDM通感一体, 需要分析ISAC信号的模糊函数的期望、匹配滤波输出的期望等, 并可以考虑结合脉冲整形优化、星座整形等技术, 降低模糊函数的旁瓣, 提高OFDM信号测距、测角等具体感知任务的性能。

利益冲突 所有作者均声明不存在利益冲突

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

参考文献

- [1] 马丁友, 刘祥, 黄天耀, 等. 雷达通信一体化: 共用波形设计和性能边界[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 198-212. doi: [10.12000/JR21146](https://doi.org/10.12000/JR21146).
- [2] MA Dingyou, LIU Xiang, HUANG Tianyao, et al. Joint radar and communications: Shared waveform designs and performance bounds[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 198-212. doi: [10.12000/JR21146](https://doi.org/10.12000/JR21146).
- [2] LIU Fan, ZHENG Le, CUI Yuanhao, et al. Seventy years of radar and communications: The road from separation to

- integration[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2023, 40(5): 106–121. doi: [10.1109/MSP.2023.3272881](https://doi.org/10.1109/MSP.2023.3272881).
- [3] LU Shihang, LIU Fan, LI Yunxin, *et al.* Integrated sensing and communications: Recent advances and ten open challenges[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(11): 19094–19120. doi: [10.1109/JIOT.2024.3361173](https://doi.org/10.1109/JIOT.2024.3361173).
- [4] XIE Lei, SONG Shenghui, ELDAR Y C, *et al.* Collaborative sensing in perceptive mobile networks: Opportunities and challenges[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2023, 30(1): 16–23. doi: [10.1109/MWC.005.2200214](https://doi.org/10.1109/MWC.005.2200214).
- [5] 尹浩, 黄宇红, 韩林丛, 等. 6G通信-感知-计算融合网络的思考[J]. *中国科学: 信息科学*, 2023, 53(9): 1838–1842. doi: [10.1360/SSI-2023-0135](https://doi.org/10.1360/SSI-2023-0135).
YIN Hao, HUANG Yuhong, HAN Lincong, *et al.* Thoughts on 6G integrated communication, sensing and computing networks[J]. *Scientia Sinica Informationis*, 2023, 53(9): 1838–1842. doi: [10.1360/SSI-2023-0135](https://doi.org/10.1360/SSI-2023-0135).
- [6] WEI Zhiqing, XU Ruizhong, FENG Zhiyong, *et al.* Symbol-level integrated sensing and communication enabled multiple base stations cooperative sensing[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(1): 724–738. doi: [10.1109/TVT.2023.3304856](https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3304856).
- [7] ITU-R. Recommendation ITU-R M.2160-0: Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond[EB/OL]. <https://www.itu.int/rec/R-REC-M.2160>, 2023.
- [8] ANTIPOLIS S. ETSI launches a new group for integrated sensing and communications, a candidate technology for 6G[EB/OL]. <https://www.etsi.org/committee?id=2291>, 2023.
- [9] 通信世界网. 5G-A先行者计划成功!中国移动实现低空无人机感知重大突破[EB/OL]. <http://www.cww.net.cn/article?id=578106>, 2023.
Communication World Network. 5G-A pioneer program success! China mobile achieves low-altitude UAV sensing[EB/OL]. <http://www.cww.net.cn/article?id=578106>, 2023.
- [10] IMT-2030(6G)推进组. 通信感知一体化技术研究报告[EB/OL], <https://www.imt2030.org.cn/html/default/zhongwen/chengguofabu/yanjiubaogao/index.html?index=2>, 2022.
IMT-2030 (6G) Promotion Group. Research report on ISAC technologies[EB/OL], <https://www.imt2030.org.cn/html/default/zhongwen/chengguofabu/yanjiubaogao/index.html?index=2>, 2022.
- [11] 华为. 6G太赫兹通信感知一体化, 开启无线新可能[EB/OL]. <https://www.huawei.com/cn/huaweitech/future-technologies/6g-isac-thz>, 2022.
Huawei. 6G terahertz ISAC: New opportunities for wireless systems[EB/OL]. <https://www.huawei.com/cn/huaweitech/future-technologies/6g-isac-thz>, 2022.
- [12] ISAC-ETI & Huawei. Wi-Fi sensing white paper[R]. 2022.
- [13] 中国移动. 5G-A通感一体典型场景技术解决方案白皮书[R]. 2024. China Mobile. White paper on 5G-A ISAC systems: Typical scenarios and technology Solutions[R]. 2024.
- [14] 中国联通. 6G通感智算一体化无线网络白皮书[R]. 2023. China Unicom. White paper on 6G integrated sensing, communication, and intelligent computation[R]. 2023.
- [15] ZHAO Yajun, DAI Linglong, ZHANG Jianhua, *et al.* 6G near-field technologies white paper[EB/OL]. FuTURE Forum, Nanjing, China, <https://www.g6gconference.com/index/Lists/index.html?id=9>, 2024.
- [16] LIU Fan, CUI Yuanhao, MASOUIROS C, *et al.* Integrated sensing and communications: Toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1728–1767. doi: [10.1109/JSAC.2022.3156632](https://doi.org/10.1109/JSAC.2022.3156632).
- [17] LIU An, HUANG Zhe, LI Min, *et al.* A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(2): 994–1034. doi: [10.1109/COMST.2022.3149272](https://doi.org/10.1109/COMST.2022.3149272).
- [18] XIONG Yifeng, LIU Fan, WAN Kai, *et al.* From torch to projector: Fundamental tradeoff of integrated sensing and communications[J]. *IEEE BITS the Information Theory Magazine*, 2024, 4(1): 73–90. doi: [10.1109/MBITS.2024.3376638](https://doi.org/10.1109/MBITS.2024.3376638).
- [19] WEI Zhiqing, QU Hangyang, WANG Yuan, *et al.* Integrated sensing and communication signals toward 5G-A and 6G: A survey[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2023, 10(13): 11068–11092. doi: [10.1109/JIOT.2023.3235618](https://doi.org/10.1109/JIOT.2023.3235618).
- [20] MENG Kaitao, MASOUIROS C, PETROPULU A P, *et al.* Cooperative ISAC networks: Opportunities and challenges[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2024, in press. doi: [10.1109/MWC.008.2400151](https://doi.org/10.1109/MWC.008.2400151).
- [21] HASSANIEN A, AMIN M G, ZHANG Y D, *et al.* Signaling strategies for dual-function radar communications: An overview[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2016, 31(10): 36–45. doi: [10.1109/MAES.2016.150225](https://doi.org/10.1109/MAES.2016.150225).
- [22] HUA Haocheng, XU Jie, and HAN T X. Optimal transmit beamforming for integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(8): 10588–10603. doi: [10.1109/TVT.2023.3262513](https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3262513).
- [23] CHEN Li, WANG Zhiqing, DU Ying, *et al.* Generalized transceiver beamforming for DFRC with MIMO radar and MU-MIMO communication[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1795–1808. doi: [10.1109/JSAC.2022.3155515](https://doi.org/10.1109/JSAC.2022.3155515).
- [24] HUA Meng, WU Qingqing, CHEN Wen, *et al.* Secure intelligent reflecting surface-aided integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(1): 575–591. doi: [10.1109/TWC.2024.2301001](https://doi.org/10.1109/TWC.2024.2301001).

- 2023.3280179.
- [25] XIAO Zichao, LIU Rang, LI Ming, *et al.* A novel joint angle-range-velocity estimation method for MIMO-OFDM ISAC systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2024, 72: 3805–3818. doi: [10.1109/TSP.2024.3442886](https://doi.org/10.1109/TSP.2024.3442886).
- [26] ZHANG Yumeng, ADITYA S, and CLERCKX B. Input distribution optimization in OFDM dual-function radar-communication systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2024, 72: 5258–5273. doi: [10.1109/TSP.2024.3491899](https://doi.org/10.1109/TSP.2024.3491899).
- [27] LI Yunxin, LIU Fan, DU Zhen, *et al.* Frame structure and protocol design for sensing-assisted NR-V2X communications[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2024, 23(12): 11045–11060. doi: [10.1109/TMC.2024.3389697](https://doi.org/10.1109/TMC.2024.3389697).
- [28] LU Shihang, LIU Fan, DONG Fuwang, *et al.* Random ISAC signals deserve dedicated precoding[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2024, 72: 3453–3469. doi: [10.1109/TSP.2024.3427373](https://doi.org/10.1109/TSP.2024.3427373).
- [29] LIU Fan, LIU Yafeng, LI Ang, *et al.* Cramér-Rao bound optimization for joint radar-communication beamforming[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2022, 70: 240–253. doi: [10.1109/TSP.2021.3135692](https://doi.org/10.1109/TSP.2021.3135692).
- [30] SONG Xianxin, XU Jie, LIU Fan, *et al.* Intelligent reflecting surface enabled sensing: Cramér-Rao bound optimization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2023, 71: 2011–2026. doi: [10.1109/TSP.2023.3280715](https://doi.org/10.1109/TSP.2023.3280715).
- [31] CHENG Gaoyuan, FANG Yuan, XU Jie, *et al.* Optimal coordinated transmit beamforming for networked integrated sensing and communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(8): 8200–8214. doi: [10.1109/TWC.2023.3346457](https://doi.org/10.1109/TWC.2023.3346457).
- [32] WEN Cai, HUANG Yan, ZHENG Le, *et al.* Transmit waveform design for dual-function radar-communication systems via hybrid linear-nonlinear precoding[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2023, 71: 2130–2145. doi: [10.1109/TSP.2023.3278858](https://doi.org/10.1109/TSP.2023.3278858).
- [33] XIONG Yifeng, LIU Fan, CUI Yuanhao, *et al.* On the fundamental tradeoff of integrated sensing and communications under Gaussian channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2023, 69(9): 5723–5751. doi: [10.1109/TIT.2023.3284449](https://doi.org/10.1109/TIT.2023.3284449).
- [34] LIU Fan, ZHANG Ying, XIONG Yifeng, *et al.* OFDM achieves the lowest ranging sidelobe under random ISAC signaling[J]. *arXiv*: 2407.06691, 2024. doi: [10.48550/arXiv.2407.06691](https://doi.org/10.48550/arXiv.2407.06691).
- [35] KESKIN M F, MOJAHEDIAN M M, LACRUZ J O, *et al.* Fundamental trade-offs in monostatic ISAC: A holistic investigation towards 6G[J]. *arXiv*: 2401.18011, 2024. doi: [10.48550/arXiv.2401.18011](https://doi.org/10.48550/arXiv.2401.18011).
- [36] DU Zhen, LIU Fan, XIONG Yifeng, *et al.* Reshaping the ISAC tradeoff under OFDM signaling: A probabilistic constellation shaping approach[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2024, 72: 4782–4797. doi: [10.1109/TSP.2024.3465499](https://doi.org/10.1109/TSP.2024.3465499).
- [37] LU Shihang, LIU Fan, DONG Fuwang, *et al.* Optimal precoding toward random ISAC signals[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(12): 19884–19889. doi: [10.1109/TVT.2024.3446821](https://doi.org/10.1109/TVT.2024.3446821).
- [38] XIE Lei, LIU Fan, LUO Jiajin, *et al.* Sensing mutual information with random signals in gaussian channels: Bridging sensing and communication metrics[J]. *arXiv*: 2402.03919, 2024. doi: [10.48550/arXiv.2402.03919](https://doi.org/10.48550/arXiv.2402.03919).
- [39] XIE Lei, LIU Fan, XIE Zhanyuan, *et al.* Sensing mutual information with random signals in Gaussian channels[C]. IEEE International Conference on Communications, Denver, CO, USA, 2024: 2228–2233. doi: [10.1109/ICC51166.2024.10622618](https://doi.org/10.1109/ICC51166.2024.10622618).
- [40] DONG Fuwang, LIU Fan, LU Shihang, *et al.* Rethinking estimation rate for wireless sensing: A rate-distortion perspective[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(12): 16876–16881. doi: [10.1109/TVT.2023.3298005](https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3298005).
- [41] MAIWALD D and KRAUS D. On moments of complex Wishart and complex inverse Wishart distributed matrices[C]. 1997 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Munich, Germany, 1997: 3817–3820. doi: [10.1109/ICASSP.1997.604712](https://doi.org/10.1109/ICASSP.1997.604712).
- [42] MARSHALL A W, OLKIN I, and ARNOLD B C. Inequalities: Theory of Majorization and Its Applications[M]. New York: Academic Press, 1979: 340–341.
- [43] KHANDAKER M R A and RONG Yue. Precoding design for MIMO relay multicasting[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(7): 3544–3555. doi: [10.1109/TWC.2013.060413.121817](https://doi.org/10.1109/TWC.2013.060413.121817).
- [44] CHEN Guangji, WU Qingqing, HE Chong, *et al.* Active IRS aided multiple access for energy-constrained IoT systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(3): 1677–1694. doi: [10.1109/TWC.2022.3206332](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3206332).
- [45] CHEN Guangji, WU Qingqing, CHEN Wen, *et al.* IRS-aided wireless powered MEC systems: TDMA or NOMA for computation offloading?[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(2): 1201–1218. doi: [10.1109/TWC.2022.3203158](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3203158).
- [46] WU Tuo, PAN Cunhua, ZHI Kangda, *et al.* Exploit high-dimensional ris information to localization: What is the impact of faulty element?[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2024, 42(10): 2803–2819. doi: [10.1109/JSAC.2024.3414582](https://doi.org/10.1109/JSAC.2024.3414582).
- [47] WU Tuo, ZHI Kangda, YAO Junteng, *et al.* Fluid antenna

systems enabling 6G: Principles, applications, and research directions[J]. *arXiv*: 2412.03839, 2024. doi: [10.48550/arXiv.2412.03839](https://doi.org/10.48550/arXiv.2412.03839).

[48] YU Xianghao, SHEN J C, ZHANG Jun, *et al.* Alternating

minimization algorithms for hybrid precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10(3): 485–500. doi: [10.1109/JSTSP.2016.2523903](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2016.2523903).

作者简介

刘凡, 博士, 研究员, 主要研究方向为通信感知一体化、车联网与智能交通、雷达信号处理。

卢仕航, 博士生, 主要研究方向为通信感知一体化、无人机通信。

陈子豪, 博士生, 主要研究方向为通信感知一体化、泛函分析理论。

(责任编辑: 于青)