

基于混合波束成形的毫米波 ISAC 系统能效优化方法

陈劲松, 吕麦倩, 牛进平

(西北大学计算机学院, 陕西 西安 710127)

摘要: 随着毫米波技术的发展, 通感一体化系统在获得高分辨率和大带宽优势的同时, 也面临射频链数量受限和系统能耗较高等挑战。为此, 本文提出一种兼顾通信性能、感知性能与能量效率的动态子阵混合波束成形设计方法。首先, 基于移相器混合阵列构建多用户多目标毫米波通感一体化系统模型, 并采用部分连接结构以降低硬件复杂度。在此基础上, 以系统能量效率最大化为目标, 构建通信与感知约束下的联合优化问题, 其中感知性能采用基于 Fisher 信息矩阵结构构造的低复杂度代理指标进行刻画, 以反映目标参数估计性能。针对动态子阵划分、模拟预编码以及数字预编码之间的复杂耦合关系以及恒模约束导致的非凸性, 提出一种两阶段优化框架: 首先在模拟域设计固定子阵, 并基于用户加权总增益采用贪婪策略进行动态子阵划分, 然后在数字域结合连续凸近似和半定松弛实现联合优化。仿真结果表明, 所提方案能够在降低射频链数量和硬件复杂度的同时, 获得接近全数字波束成形方案的性能, 并在多用户、多目标场景下有效提升系统能量效率。

关键词: 通感一体化; 混合波束成形; 能量效率; 毫米波

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000

Energy Efficiency Optimization in mmWave ISAC Systems with Hybrid Beamforming

CHEN Jinsong, LYU Maiqian, NIU Jinping

College of Computer Science, Northwest University, Xi'an 710127, China

Abstract: With the development of millimeter-wave technology, ISAC systems offer high resolution and wide bandwidth but suffer from limited RF chains and high energy consumption. To address these challenges, this paper proposes a dynamic subarray hybrid beamforming scheme for joint communication, sensing, and energy efficiency optimization. A multi-user multi-target millimeter-wave ISAC system with a partially connected hybrid architecture is first established. An energy-efficiency maximization problem is then formulated under communication and sensing constraints, where a low-complexity sensing surrogate metric based on the structure of the FIM is adopted to characterize sensing performance. To tackle the coupling among subarray partitioning, analog precoding, and digital precoding, as well as the non-convex constant-modulus constraints, a two-stage optimization framework is developed. Specifically, a fixed subarray structure is first designed, followed by greedy dynamic subarray partitioning based on the user-weighted total gain. The digital precoder is then optimized using successive convex approximation and semidefinite relaxation. Simulation results show that the proposed scheme significantly reduces the number of RF chains and hardware complexity while achieving performance close to fully digital beamforming and improving energy efficiency in multi-user multi-target scenarios.

Key words: integrated sensing and communications, hybrid beamforming, energy efficiency, millimeter wave

收稿日期: 2026-05-14; 修回日期: 2026-09-XX

通信作者: 牛进平, jinpington@nwnu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 62671496, 62072373)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 62671496, 62072373)

0 引言

随着新一代移动通信的持续演进,未来无线网络正从单一的信息传输模式,逐步拓展为对通信与感知融合的协同支撑^[1-2]。面向自动驾驶、低空智联等典型应用场景,无线网络不仅需要提供高质量的数据传输服务,还需具备对目标及周围环境的感知能力,以支撑更丰富的业务场景和更复杂的应用需求。通感一体化 (ISAC, integrated sensing and communication) 技术通过共享频谱、硬件平台和信号设计,能同时实现信息传输与环境感知,既能满足复杂场景下的多元业务需求,又能提升频谱效率与硬件复用能力,成为6G无线网络的核心发展方向之一^[3]。

相比于传统低频通信频段,毫米波 (mmWave, millimeter wave) 频段具备带宽大、波长短、探测精度高的天然优势,能够为ISAC系统的超高速数据传输与高精度目标感知提供技术支持。同时,mmWave基站可部署大规模天线阵列,借助空间分集与空间复用增益,进一步提升系统通信吞吐量与目标感知分辨率^[4]。但大规模天线阵列的工程部署仍存在明显技术瓶颈,一方面硬件资源受限问题突出,另一方面通信性能与感知性能存在固有权衡关系,难以实现协同最优^[5-6]。波束成形策略与射频 (RF, radio frequency) 架构作为决定mmWave ISAC系统性能、管控硬件资源损耗的核心要素,成为现阶段的重点研究方向。传统全数字波束成形架构要求每根天线均配置独立RF链路,随着天线阵列规模增大,会带来硬件成本激增、系统能耗过高等弊端,限制其实际部署。

为降低系统硬件复杂度与能量消耗,混合波束成形技术受到广泛关注。该技术通过有限RF链与模拟移相器网络相结合,实现数字域与模拟域联合波束控制,在有效降低硬件成本与功耗的同时,仍能够获得接近全数字波束成形的系统性能,因此已成为mmWave ISAC系统中的主流解决方案^[7]。近年来,国内外学者围绕mmWave ISAC系统混合波束成形设计开展了大量研究,并取得了较为丰富的研究成果。

现有研究中,部分工作主要围绕固定子阵混合阵列结构开展优化设计。文献[8]针对mmWave双功能雷达通信 (DFRC, dual-function radar-communication) 系统,在恒模约束与功率约束下联合优

化模拟与数字波束形成器,通过最小化通信与雷达波束形成误差的加权和,实现通感性能的权衡。文献[9]针对mmWave ISAC大规模阵列系统通信与雷达感知性能提升问题,在移相器辅助的全连接混合阵列体系结构下,提出一种交替最小化算法,用于迭代求解混合波束成形设计中的发射波束与相位向量。文献[10]研究了具有子阵列架构的多载波DFRC系统混合波束成形设计问题,分别针对单用户与多用户场景,在功率约束及与参考波束形成器相似性约束条件下,以最大化通信速率为目标完成混合波束成形矩阵设计。

尽管固定子阵结构能够有效降低硬件复杂度,但其天线连接关系固定,系统灵活性和空间资源利用率受限。为此,动态子阵结构被引入毫米波混合波束成形系统,通过根据信道状态自适应调整天线与射频链之间的连接关系,提升系统自由度与资源利用效率。文献[11]设计了基于动态子阵列的混合波束成形方案,以最大化系统和速率为目标完成优化设计,有效补偿了低分辨率移相器带来的性能损失。文献[12]研究了mmWave ISAC系统中固定子阵与动态子阵结构下的安全混合波束成形问题,通过联合设计感知信号与混合波束形成器,在满足波束方向图与保密速率约束的前提下,实现安全传输与目标感知的协同实现。

然而,现有关于mmWave ISAC系统混合波束成形的研究仍存在一定局限性。现有工作的研究重点主要集中于系统和速率、保密速率以及波束增益等性能指标,对于绿色通信背景下的系统能量效率问题关注相对有限。此外,现有研究大多采用目标方向波束增益或波束方向图误差作为感知性能度量,难以直接反映目标参数的估计性能。另一方面,在动态子阵架构下,天线连接关系、模拟预编码与数字预编码之间存在复杂耦合,使得通信性能、感知性能与系统能效之间的联合优化更加困难。不同于文献[11]和文献[12]分别关注系统和速率优化以及保密速率优化,本文面向mmWave ISAC系统,在通信QoS约束和感知性能约束下研究系统能量效率优化问题,并采用与目标参数估计精度相关的Fisher信息量刻画感知性能。因此,有必要构建兼顾通信性能、感知性能与系统能效的联合优化框架,以实现mmWave ISAC系统的高效通感协同设计。

基于此, 本文面向多用户多目标 mmWave ISAC 系统, 构建通信与感知约束下的能量效率最大化问题, 并采用基于 Fisher 信息矩阵 (FIM, fisher information matrix) 结构构造的低复杂度感知性能代表性指标刻画发射端波束对目标角度变化的敏感程度, 在固定子阵和动态子阵架构下研究低复杂度混合波束成形设计, 主要贡献如下:

1) 针对现有 mmWave ISAC 研究中对能量效率优化关注不足, 以及现有感知性能指标难以准确反映目标参数估计性能的问题, 提出一种基于动态子阵结构的 mmWave ISAC 系统通信与感知联合优化框架。在通信信干噪比 (SINR, signal-to-interference-plus-noise ratio) 约束与感知性能约束下, 建立以系统能量效率最大化为目标的混合波束成形优化问题, 并采用基于 Fisher 信息矩阵 (FIM) 结构构造的低复杂度感知代表性指标表征目标角度变化的敏感程度, 从而实现通信性能、感知性能与系统能效的联合优化设计。从而实现通信性能、感知性能与系统能效的联合优化设计。

2) 针对模拟域与数字域变量强耦合的问题, 采用顺序解耦的混合波束成形设计方法, 分别构建固定子阵与动态子阵两种架构。动态子阵以用户加权总增益为准则, 采用贪婪算法确定天线连接关系, 子阵划分后固定模拟预编码, 再在数字域优化能效。该策略在降低求解复杂度的同时, 通过自适应连接提升阵列自由度, 实现了性能与硬件复杂度的有效权衡。

3) 针对动态子阵划分、模拟预编码与数字预编码之间的复杂耦合关系, 以及恒模约束引起的非凸优化难题, 构建两阶段优化求解框架。在模拟域设计固定子阵和基于贪婪策略的动态子阵划分方案; 在数字域结合逐次凸逼近 (SCA, successive convex approximation) 与半定松弛 (SDR, semi-definite relaxation) 算法求解能效优化问题。同时, 对所提算法的计算复杂度进行分析, 并通过仿真验证所提方案在系统能量效率和感知性能方面的有效性。

1 系统模型

1.1 基于移相器混合阵列的 ISAC 系统

如图 1 所示的基于移相器混合阵列的 ISAC 系统由一个 ISAC 基站、 K 个单天线通信用户以及 M

个感知目标组成。其中, ISAC 基站配备由 N 个阵元构成的均匀线性阵列 (ULA, uniform linear array) 和 N_{RF} 个 RF 链路。受 RF 资源限制, 天线阵元通过部分连接结构与 RF 链相连, 即每个射频链与一组天线子阵元连接, 共有 $N_{\text{sub}} = N/N_{\text{RF}}$ 个子阵列。根据连接方式的不同, 可分为固定子阵和动态子阵两类。系统同时承担下行多用户通信与多目标环境感知任务, $K + M \leq N_{\text{RF}} \leq N$, 以保证通感性能。

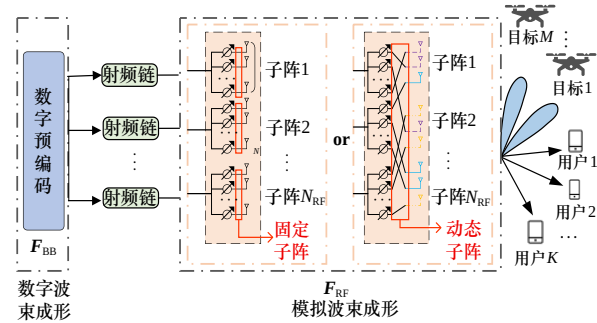


图 1 基于部分连接结构的 ISAC 系统

考虑基于部分连接结构的模拟波束成形, 其波束成形矩阵可以用块对角线形式表示为:

$$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \text{blkdiag}(\mathbf{f}_{\text{RF},1}, \mathbf{f}_{\text{RF},2}, \dots, \mathbf{f}_{\text{RF},N_{\text{RF}}}), \quad (1)$$

其中, $\mathbf{f}_{\text{RF},i} \in \mathbb{C}^{N_{\text{sub}} \times 1}, i = 1, 2, \dots, N_{\text{RF}}$ 表示第 i 条 RF 链对应的模拟波束成形向量; 且该向量的第 r 个元素满足恒模约束 $|\left[\mathbf{f}_{\text{RF},i}\right]_r| = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{sub}}}}, r = 1, \dots, N_{\text{sub}}$ 。

设数字波束成形预编码矩阵为:

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = [\mathbf{f}_{\text{BB},1}, \dots, \mathbf{f}_{\text{BB},K}, \dots, \mathbf{f}_{\text{BB},K+M}] \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times (K+M)}, \quad (2)$$

则图 1 所示的具体传输过程包括, 基带信号经数字预编码处理, 映射到 N_{RF} 个 RF 链, 实现幅度和相位的初步调制。之后经过数模转化将数字信号转换为模拟信号, 然后经过模拟波束成形器 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N \times N_{\text{RF}}}$ (移相器网络) 调整各天线相位, 形成高增益定向波束。信号经由无线信道传播后, 实现对用户的信息传输与对感知目标的探测。基站处发射的通感联合信号为 $\mathbf{x} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s}$, 其中, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{(K+M) \times 1}$ 包含 K 个用户的通信信号和 M 个目标的雷达感知信号, $\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}_{K+M}$, $\mathbf{I}_{K+M}$ 为 $K+M$ 维单位矩阵。通过混合波束成形作用, 发射信号可在用户方向形成通信波束, 并在目标方向构造满足

感知需求的辐射波束。

1.2 通信模型

基于经典的 Saleh - Valenzuela 模型^[13], 基站与第 k 个用户之间的 mmWave 信道 $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 可建模为

$$\mathbf{h}_k = \beta_k^{(0)} \mathbf{a}(\varphi_k^{(0)}) + \sum_{l=1}^{L_k} \beta_k^{(l)} \mathbf{a}(\varphi_k^{(l)}) = \sum_{l=0}^{L_k} \beta_k^{(l)} \mathbf{a}(\varphi_k^{(l)}), \quad (3)$$

其中, $\beta_k^{(0)} \mathbf{a}(\varphi_k^{(0)})$ 表示视距分量, $\sum_{l=1}^{L_k} \beta_k^{(l)} \mathbf{a}(\varphi_k^{(l)})$ 表示非视距分量。通信信道矩阵 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_K]^H$ 。 $\beta_k^{(l)}, \varphi_k^{(l)}, \mathbf{a}(\varphi_k^{(l)}), l = 0, 1, \dots, L_k$ 分别表示第 l 条路径的复增益, 该路径的到达角和阵列响应矢量。阵列响应矢量表示为:

$$\mathbf{a}(\varphi_k^{(l)}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\varphi_k^{(l)})}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (N-1) d \sin(\varphi_k^{(l)})} \right]^T, \quad (4)$$

其中, λ 表示载波波长, $d = \lambda/2$ 表示基站处阵元间间距。

第 k 个用户处的接收信号为:

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},k} s_k + \sum_{j \neq k}^{K+M} \mathbf{h}_k^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},j} s_j + n_k, \quad (5)$$

其中, $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 表示第 k 个用户处接收的高斯白噪声 (AWGN, additive white gaussian noise)。第 k 个用户的 SINR 为:

$$\eta_k = \frac{\left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},k} \right|^2}{\sum_{j \neq k}^{K+M} \left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},j} \right|^2 + \sigma_k^2}. \quad (6)$$

那么, 系统的通信可达和数据率为:

$$R_c = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \eta_k). \quad (7)$$

1.3 雷达感知模型

雷达感知中, 波束成形能够通过空间能量聚焦增强目标方向回波信号强度, 从而影响目标检测与参数估计性能。传统感知模型通常采用目标方向波束增益作为感知性能指标。然而, 仅利用方向图增益难以准确刻画目标参数估计能力。根据参数估计理论, 目标角度估计精度通常可由克拉美罗下界 (CRLB, Cramér - rao lower bound) 进行刻画, 其与 FIM 密切相关^[14]。对于阵列信号处理系统, 导向矢量关于角度参数的导数参与 FIM 中角度参数信息量的构成。因此, 本文基于导向矢量角度导数

与发射信号协方差矩阵构造低复杂度感知代表性指标, 以表征发射波束对目标角度变化的敏感程度。

具体而言, 设基站发射信号的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{F}_{\text{RF}} \left(\sum_{k=1}^{K+M} \mathbf{f}_{\text{BB},k} \mathbf{f}_{\text{BB},k}^H \right) \mathbf{F}_{\text{RF}}^H. \quad \text{对于第 } m \text{ 个目标, 其}$$

方位角为 θ_m , 对应的阵列导向矢量为 $\mathbf{a}(\theta_m)$ 。定义导向矢量关于方位角的导数为 $\dot{\mathbf{a}}(\theta_m) = \partial \mathbf{a}(\theta_m) / \partial \theta_m$ 。

在复高斯噪声条件下, 接收信号的 FIM 可由其均值向量关于待估参数的导数以及噪声协方差矩阵确定。对于第 m 个目标, 在单目标或目标间参数耦合较弱的情况下, 与 θ_m 相关的 Fisher 信息量主要由导向矢量导数与发射信号协方差矩阵之间的二次型决定, 即 $J_{\theta_m, \theta_m} \propto \mathbf{a}(\theta_m)^H \mathbf{R}_x \mathbf{a}(\theta_m)$ 。然而, 在一般多目标场景下, 不同目标的角度参数之间可能存在耦合, 此时 FIM 为一个非对角矩阵, 严格的角度估计 CRLB 应由完整 FIM 的逆矩阵给出, 即 $\text{CRLB}(\theta_m) = [\mathbf{J}^{-1}]_{\theta_m, \theta_m}$, 其中 $\mathbf{J}$ 为所有目标角度参数对应的完整 FIM。因此, 一般情况下不能将角度 CRLB 简单表示为上述标量 Fisher 信息量的倒数。

基于上述 FIM 结构, 同时考虑到直接优化完整 FIM 的逆矩阵会增加优化问题的计算复杂度, 本文采用如下与 FIM 相关的低复杂度感知代表性指标:

$$\begin{aligned} \dot{P}(\theta_m) &= \dot{\mathbf{a}}(\theta_m)^H \mathbf{R}_x \dot{\mathbf{a}}(\theta_m) \\ &= \dot{\mathbf{a}}(\theta_m)^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \left(\sum_{k=1}^{K+M} \mathbf{f}_{\text{BB},k} \mathbf{f}_{\text{BB},k}^H \right) \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \dot{\mathbf{a}}(\theta_m). \end{aligned} \quad (8)$$

该指标衡量了发射信号协方差矩阵在导向矢量角度导数方向上的有效投影, 从而表征波束成形后阵列响应对目标角度变化的敏感程度。在目标间参数耦合较弱且其他条件保持不变的情况下, 增大 $\dot{P}(\theta_m)$ 将提高对应角度方向上的 Fisher 信息量, 并有利于降低角度估计 CRLB。因此, 本文通过约束或优化 $\dot{P}(\theta_m)$, 在避免直接求取完整 FIM 逆矩阵的同时, 提升各目标方向上的感知信息量。

需要强调的是, $\dot{P}(\theta_m)$ 是用于感知波束优化的与 FIM 相关的感知指标, 而非一般多目标场景下严格意义上的 CRLB 倒数。严格的多目标 CRLB 仍由完整 FIM 的逆矩阵决定。该处理在保证感知指标具有明确参数估计理论依据的同时, 也有利于降低后续波束成形优化的计算复杂度。

1.4 能量效率模型

在 ISAC 系统中, 能量效率定义为总数据率与总功耗之比, 用于衡量单位能量下的有效数据传输能力^[14]。其中, 总功耗主要包括发射功率、静态电路功耗以及速率相关的动态功耗, 可表示为:

$$P_{\text{total}} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\sum_{k=1}^{K+M} \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},k} \right\|_2^2 \right) + P_c + \zeta R_c, \quad (9)$$

其中, $\varepsilon \in (0,1)$ 表示基站的放大器功率, P_c 表示基站所消耗的静态功率, ζR_c 表示系统动态功率, $\zeta > 0$ 表示单位数据传输速率的动态功耗。因此, 系统总能量效率可进一步表示为:

$$EE = \frac{R_c}{P_{\text{total}}}. \quad (10)$$

该能效定义以单位总功耗所获得的总数据率作为系统能量利用效率的衡量指标。感知性能虽未直接出现在能效分子中, 但感知约束门限通过限制可行域影响资源分配策略: 随着感知要求提高, 系统需分配更多功率以满足波束增益需求, 从而对通信性能及最终能效产生间接影响。

2 问题建模

针对 mmWave ISAC 系统, 考虑部分连接结构, 以最大化能量效率为目标构建联合优化问题。在通信侧, 要求各用户的 SINR 满足服务质量 (QoS, quality of service) 门限; 在感知侧, 约束目标方向的性能增益不低于预设阈值, 以确保目标探测能力^[15], 保证感知性能。此外, 受硬件实现限制, 模拟波束成形矩阵需满足单位恒模约束, 且发射功率受限。综上, 能效优化问题表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{f}_{\text{BB},k}\}_{k=1}^{K+M}, \mathbf{F}_{\text{RF}}} EE \\ \text{s.t. } & \text{C1: } \eta_k \geq \gamma_k, k = 1, 2, \dots, K, \\ & \text{C2: } \dot{P}(\theta_m) \geq \Gamma_m, m = 1, 2, \dots, M, \\ & \text{C3: } \sum_{k=1}^{K+M} \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},k} \right\|_2^2 \leq P_{\text{max}}, \\ & \text{C4: } \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{I}_{N_{\text{RF}}}, \end{aligned} \quad (11)$$

其中, 约束 C1 表示通信用户 k 需要满足的最低 SINR 阈值 γ_k ; 约束 C2 表示基于 CRLB/Fisher 信息量的感知性能约束, 用于保证系统满足角度估计精度的需求, θ_m 表示雷达感知的第 m 个目标所在方向, Γ_m 表示对应的最小感知性能阈值, 该约束要求发射波束在目标方向上的角度敏感性不低于最低

阈值, 从而保证感知性能; 约束 C3 表示系统总功率约束; 约束 C4 表示模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的恒模约束。上述能效最大化问题, 本质上属于分式规划, 且在混合阵列结构下, 数字与模拟波束成形变量之间存在耦合, 同时目标函数非凸并受秩 1 约束 C4 限制, 导致问题(11)难以直接求解。

式(10)属于典型的分式规划形式, 其分母包含发射功率、静态功耗以及动态功耗等组成部分。为便于后续优化求解, 将式(9)直接代入式(10)进行等价变换后, 可得:

$$EE = \frac{R_c}{\frac{1}{\varepsilon} \left(\sum_k \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},k} \right\|_2^2 \right) + P_c + \zeta R_c}. \quad (12)$$

由于 $R_c > 0$, 对上述目标函数分子分母同时除以 R_c , 可表示为:

$$EE = \frac{1}{\frac{1}{\varepsilon} \left(\sum_k \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},k} \right\|_2^2 \right) + P_c + \zeta} \cdot R_c, \quad (13)$$

由于 ζ 为与优化变量无关的固定系统参数, 且 $\frac{1}{x + \zeta}$ 关于 x 单调递减, 因此最大化式(13)等价于最小化其分母中与优化变量相关的比值项, 进一步地, 根据文献[16]中的分式规划处理方法, 可将式(10)进一步转化为与其具有相同最优解的等价优化形式, 即:

$$EE = \frac{R_c}{\frac{1}{\varepsilon} \left(\sum_k \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},k} \right\|_2^2 \right) + P_c}. \quad (14)$$

3 算法设计

为降低模拟波束成形与数字波束成形之间耦合所带来的设计复杂度, 提出一种两阶段混合波束成形方法。首先, 在模拟域分别构建固定子阵与动态子阵结构, 并将各子阵视为定向天线, 以满足系统基本通信需求; 随后, 在给定模拟波束成形矩阵的条件下, 进一步对数字波束成形进行优化, 以系统能效最大化为目标, 联合考虑用户 SINR 约束、感知性能约束以及总发射功率约束, 对数字波束成形矩阵进行设计, 并采用 SCA 与 SDR 相结合的方法求解该非凸优化问题。

3.1 模拟波束成形算法设计

在部分连接混合波束成形架构中, 由于各 RF 链仅作用于局部子阵列, 波束设计自由度受限, 因

此高效的模拟波束成形设计成为关键。为此, 提出相应的两种方案。

1) 固定子阵设计, 其混合架构如图1中的固定子阵所示。其模拟波束成形通过低复杂度方式利用子阵列增益增强用户方向波束。受部分连接与恒模约束限制, 模拟波束自由度有限。为降低耦合与复杂度, 采用最大化用户等效信道增益准则设计模拟波束, 并构造等效信道供后续数字预编码使用^[17]。基于该思路, 针对第 k 个RF链对应的模拟波束向量进行优化, 在满足部分连接结构与恒模约束下, 以最大化所有用户的累计等效信道增益为目标, 其优化问题可表示为:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{f}_{\text{RF},i}} \sum_{k=1}^K \left\| \mathbf{h}_{k,i} \mathbf{f}_{\text{RF},i} \right\|_2^2 \\ \text{s.t. } \left| \left[\mathbf{f}_{\text{RF},i} \right]_r \right| = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{sub}}}}, \angle \left(\left[\mathbf{f}_{\text{RF},i} \right]_r \right) \in \mathcal{S}, \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{h}_{k,i}$ 表示基站第 i 个子阵包含的天线集合到用户 k 的信道向量, $\mathcal{S}$ 表示移相器可取相位的集合。

对于具有无限分辨率的移相器, 各阵元相位在 $[0, 2\pi)$ 内进行调整, 第 i 个RF链对应的模拟波束向量记为 $\mathbf{f}_{\text{RF},i}^\infty$, 优化问题进一步表示为:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{f}_{\text{RF},i}} \text{tr} \left(\left(\mathbf{f}_{\text{RF},i}^\infty \right)^H \mathbf{R}_i \mathbf{f}_{\text{RF},i}^\infty \right) \\ \text{s.t. } \left| \left[\mathbf{f}_{\text{RF},i}^\infty \right]_r \right| = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{sub}}}}, \angle \left(\left[\mathbf{f}_{\text{RF},i}^\infty \right]_r \right) \in [0, 2\pi), \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $\mathbf{R}_i = \sum_k \mathbf{h}_{k,i} \mathbf{h}_{k,i}^H$ 表示由所有用户信道信息构成的协方差矩阵。

上述问题可建模为恒模约束下的二次型最大化问题。当忽略恒模约束并仅保留单位范数约束时, 该问题退化为瑞利商最大化问题, 其最优解为协方差矩阵对应的主特征向量。因此, 采用幂迭代与模投影相结合的方法进行求解, 即先通过幂迭代提取主特征方向, 再在每轮迭代后将结果投影至恒模约束集合, 以满足模拟波束成形的恒模要求。该求解方式能够在保持固定子阵连接结构的同时满足移相器的恒模约束, 并为后续数字预编码及联合优化提供满足硬件约束的可行模拟预编码解。

具体地, 给定初值 $(\mathbf{f}_{\text{RF},i}^\infty)^{(0)}$, 在第 t 次迭代中有 $\mathbf{v}_i^{(t)} = \mathbf{R}_i (\mathbf{f}_{\text{RF},i}^\infty)^{(t-1)}$, 然后对 $\mathbf{v}_i^{(t)}$ 进行恒模投影得到第 i 个RF链对应的模拟波束向量:

$$\left[\left(\mathbf{f}_{\text{RF},i}^\infty \right)^{(t+1)} \right]_r = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{sub}}}} e^{j\angle \left(\left[\mathbf{v}_i^{(t)} \right]_r \right)}, r = 1, 2, \dots, N_{\text{sub}}. \quad (17)$$

2) 动态子阵设计, 为提升空域资源利用率与阵列增益, 引入动态子阵列结构, 如图1与固定子阵不同, 动态子阵可根据信道状态自适应调整天线与RF链的连接关系, 在性能与复杂度间实现了良好折中, 具备实际可行性^[18]。作为固定子阵的扩展形式, 动态子阵通过开关网络实现连接关系的灵活重构^[19]。具体而言, 本文以固定子阵下的数字波束成形矩阵为初始值, 接着以最大化所有发射天线提供给所有用户的加权总增益为目标, 每次选择出对用户加权总增益最大的天线组成一组, 重复直到所有天线分配完。与文献[11]以系统和速率最大化为目标、联合优化子阵划分与混合预编码不同, 本文在子阵划分阶段固定当前数字预编码矩阵, 以用户加权总增益作为子阵划分准则, 并在完成子阵划分后进一步优化数字预编码。根据上述优化选择准则, 将所有发射天线动态划分为 N_{sub} 子阵列, 该方法可以更好利用天线提供的增益, 并动态实现来自所有天线的波束增益的加权组合, 上述优化过程建模为:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{f}_{\text{RF},S_i}} \sum_{k=1}^K \varpi_k (\mathbf{h}_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{h}_k^H) \\ \text{s.t. C1: } \left| \left[\mathbf{f}_{\text{RF},S_i} \right]_r \right| = \frac{1}{\sqrt{N/N_{\text{RF}}}}, r = 1, 2, \dots, \frac{N}{N_{\text{RF}}}, \\ \text{C2: } \bigcup_{i=1}^{N_{\text{RF}}} \mathcal{S}_i = \{1, 2, \dots, N\}, \mathcal{S}_i \neq \emptyset, \\ \text{C3: } \mathcal{S}_m \cap \mathcal{S}_n = \emptyset, m \neq n, \{m, n\} \in \{1, 2, \dots, N_{\text{RF}}\}, \\ \text{C4: } \mathbf{F}_{\text{RF}} = \text{blkdiag} \left(\mathbf{f}_{\text{RF},S_1}, \mathbf{f}_{\text{RF},S_2}, \dots, \mathbf{f}_{\text{RF},S_{N_{\text{RF}}}} \right), \end{aligned} \quad (18)$$

其中, ϖ_k 表示用户 k 所占权重。约束C1为模拟预编码矩阵的恒模约束, 其中 $\mathbf{f}_{\text{RF},S_i}$ 表示第 k 个子阵列 $\mathcal{S}_i$ 的模拟波束向量。约束C2保证所有子阵列的天线集合构成完整天线集且各子阵列非空; 约束C3规定不同子阵列的天线集合互不重叠, 即每根天线仅连接一个RF链; 约束C4为部分连接结构下的块对角模拟波束矩阵约束。问题(18)因同时包含连续变量与离散变量, 其联合优化具有较高复杂度。

为降低求解难度, 基于式(17)构造模拟波束成形矩阵 $\mathbf{f}_{\text{RF},S_i}^*$, 并将其代入问题(18), 从而将原问题

转化为离散优化问题。因此,动态子阵列设计的解可表示为:

$$\{S_i^*\} = \arg \max \sum_{k=1}^K \varpi_k \left| \sum_{i=1}^{N_{RF}} \mathbf{h}_{k,S_i^*} \mathbf{f}_{RF,S_i^*} \mathbf{f}_{BB,k,i} \right|^2, \quad (19)$$

其目标是最大化所有子阵列对所有用户的总增益。其中, $\mathbf{h}_{k,S_i^*}$ 表示第 k 个用户与第 i 个子阵列天线集合的信道, $\mathbf{f}_{BB,k,i}$ 表示对应的数字波束成形系数,同时子阵列划分需满足问题(18)中的约束 C2 和 C3。该问题是典型的组合优化问题,直接求解复杂度较高;尽管穷举搜索可获得最优解,但其复杂度随天线规模呈指数增长,在大规模阵列中难以实现^[18]。

为降低复杂度,本文对目标问题进行分解,将原问题转化为若干子问题,并采用贪婪算法逐步求解以获得次优解^[12]。具体而言,首先确定各子阵列天线数量,假设每个子阵列包含相同天线数为 N_{sub} 。随后,在忽略其他子阵列的情况下,优先最大化子阵列 1 对所有用户的总增益。由于该阶段仅存在一个 RF 链,所得子阵列 1 为最优选择,可表示为:

$$\{S_1^*\} = \arg \max \sum_{k=1}^K \left| \mathbf{h}_{k,S_1^*} \mathbf{f}_{RF,S_1^*} \mathbf{f}_{BB,k,1} \right|^2, \quad (20)$$

其中,集合 $\{S_1^*\}$ 表示局部最优子阵列集合。式(20)表明,第一个子阵列从全部发射天线中选择 N_{sub} 根天线,以最大化对用户的总增益。随后,采用相同策略逐步确定其余子阵列,每一步从剩余天线中选择最优子阵列,直至完成全部划分,剩余天线构成最后一个子阵列。在子阵列确定后,可据此更新模拟波束成形矩阵,并用于后续数字波束成形优化。与文献[18]不同,本文的贪婪子阵列划分以所有用户的加权总增益为目标,且仅作为后续 SCA-SDR 数字预编码优化的预处理步骤,而非最终的混合预编码求解。上述基于贪婪策略的子阵列划分过程总结为算法 1。

算法 1 基于贪婪准则的动态子阵列划分算法

1) 初始化用户数 K , 天线数 N , RF 链数 N_{RF} , 子阵数量 N_{sub} , 通信信道矩阵 $\mathbf{H}$, 固定子阵划分下的数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$;

2) 遍历第 i 个 RF 链, $i = 1, 2, \dots, N_{\text{RF}}$;

3) 通过式(17), 得到当前子阵 S_i 对应的模拟预编码向量 $\mathbf{f}_{\text{RF},S_i}$;

4) 通过求解优化问题(18), 从而得到 $\{S_i^*\} =$

$\arg \max \sum_{k=1}^K \left| \mathbf{h}_{k,S_i^*} \mathbf{f}_{\text{RF},S_i^*} \mathbf{f}_{\text{BB},k,i} \right|^2$ 并满足约束条件, 确定第 i 个 RF 链对应的最优子阵 S_i^* ;

5) 更新索引 $i = i + 1$, 返回步骤 3, 直至所有的 RF 链的子阵划分完成;

6) 更新各子阵对应的模拟预编码向量 $\mathbf{f}_{\text{RF},S_i^*}$;

7) 整合所有最优子阵 $\{S_i^*\}$ 与模拟预编码向量, 生成最终模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$, 并输出结果。

3.2 数字波束成形算法设计

在模拟波束成形矩阵确定后, 通过将模拟波束成形对原始信道的作用等效为新的信道表示, 在保留阵列增益的同时简化问题。定义等效信道为 $\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}}$, 其中 $\mathbf{H}_{\text{eff}} = [\mathbf{h}_{1,\text{eff}}, \mathbf{h}_{2,\text{eff}}, \dots, \mathbf{h}_{K,\text{eff}}]^H$ 。变量 $\mathbf{F}_k$ 对于式(6)的等价形式可重新表示为 $\eta'_k = \mathbf{h}_{k,\text{eff}} \mathbf{F}_k \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^H / \left(\sum_{i=1, i \neq k}^{K+M} \mathbf{h}_{k,\text{eff}} \mathbf{F}_i \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^H + \sigma_k^2 \right)$ 。为便于后续求解, 对优化问题(11)进行等价变换。鉴于其目标函数为分式形式且大部分约束为凸约束, 通过引入中间变量 $\mathbf{F}_k = \mathbf{f}_{\text{BB},k} \mathbf{f}_{\text{BB},k}^H$ 及辅助变量 t, u , 将原问题重构为更易处理的形式。因此, 问题(11)可表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{F}_k \geq \mathbf{0}\}_{k=1}^{K+M}, t, u} t \\ & \text{s.t. C1: } u \geq \frac{1}{\varepsilon} \sum_{k=1}^{K+M} \mathbf{F}_{\text{RF}} \text{Tr}(\mathbf{F}_k) \mathbf{F}_{\text{RF}}^H + P_c, \\ & \text{C2: } tu \leq \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \eta'_k), t \geq 0, u \geq 0, \\ & \text{C3: } \mathbf{h}_{k,\text{eff}} \mathbf{F}_k \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^H \geq \gamma_k \left(\sum_{i=0, i \neq k}^{K+M} \mathbf{h}_{k,\text{eff}} \mathbf{F}_i \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^H + \sigma_k^2 \right), \\ & \text{C4: } \dot{\mathbf{a}}^H(\theta_m) \left(\sum_{k=1}^{K+M} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_k \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \right) \dot{\mathbf{a}}(\theta_m) \geq \Gamma_m, \\ & \text{C5: } \sum_{k=1}^{K+M} \text{Tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_k \mathbf{F}_{\text{RF}}^H) \leq P_{\text{max}}, \\ & \text{C6: } \text{rank}(\mathbf{F}_k) = 1, k = 1, \dots, K+M, \end{aligned} \quad (21)$$

其中, 约束 C1 与 C2 为能效目标函数的等价变换。优化问题的非凸性主要来源于约束 C2 和 C6。具体而言, 对于约束 C2, 令 $f(t, u) \triangleq tu$ 。由于该函数关于变量 (t, u) 为非凸函数, 难以直接求解, 因而采用 SCA 方法进行逐次凸近似。具体而言, 通过构

造关于 \$(t, u)\$ 的凸上界函数, 在每次迭代中以该上界函数替代原函数, 从而将原非凸约束转化为凸约束。这里, 定义辅助函数为:

$$F(t, u, \lambda) \triangleq \frac{\lambda}{2} t^2 + \frac{1}{2\lambda} u^2, \quad (22)$$

其中, \$\lambda > 0\$ 为辅助参数。进一步可得:

$$F(t, u, \lambda) - f(t, u) = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\lambda} t - \frac{1}{\sqrt{\lambda}} u \right)^2 \geq 0. \quad (23)$$

由式(23)可知, 对于 \$\lambda > 0\$, \$F(t, u, \lambda)\$ 对 \$(t, u)\$ 是凸的, 且始终是 \$f(t, u)\$ 的一个凸上界, 令 \$\lambda = u/t\$, 得到 \$f(t, u) = F(t, u, \lambda)\$, \$\nabla f(t, u) = \nabla F(t, u, \lambda)\$。

为求解该非凸优化问题, 对非凸项进行凸化处理。在第 \$l\$ 次迭代中, 用上一轮迭代的结果 \$F(t, u, \lambda^{(l-1)})\$ 替代原非凸函数 \$f(t, u)\$, 并更新辅助变量 \$\lambda^{(l)} = u^{(l)}/t^{(l)}\$, 其中 \$(u^{(l)}, t^{(l)})\$ 表示第 \$l\$ 次迭代得到的解。通过迭代求解凸子问题逼近原非凸优化问题的最优解。

对于问题(21)的约束 C2 右侧项, 其等价形式为:

$$\log_2 \left(\sum_{i=1}^{K+M} \mathbf{h}_{k,\text{eff}} \mathbf{F}_i \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^H + \sigma_k^2 \right) - \log_2 \left(\sum_{i=1, i \neq k}^{K+M} \mathbf{h}_{k,\text{eff}} \mathbf{F}_i \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^H + \sigma_k^2 \right), \quad (24)$$

其中, 函数 \$\log(\cdot)\$ 关于 \$\{\mathbf{F}_k\}_{k=1}^{K+M}\$ 为凹函数, 减去第二项使约束整体非凸。为此, 采用 SCA 方法, 对第二项进行一阶泰勒展开以构造凸近似, 在第 \$l\$ 次迭代中, 可得到 \$\log_2(1 + \gamma'_k)\$ 的凹下界为:

$$\bar{R}_k \triangleq \log_2(1 + \eta'_k) \geq \log_2 \left(\sum_{i=1}^{K+M} \mathbf{h}_{k,\text{eff}} \mathbf{F}_i \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^H + \sigma_k^2 \right) - \left(a_k^{(l-1)} + \frac{\log_2 e}{2 a_k^{(l-1)}} \sum_{i=1, i \neq k}^{K+M} \mathbf{h}_{k,\text{eff}} (\mathbf{F}_i - \mathbf{F}_i^{(l-1)}) \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^H \right), \quad (25)$$

其中, \$\{\mathbf{F}_i^{(l-1)}\}_{i=1}^{K+M}\$ 表示第 \$(l-1)\$ 次迭代得到的解, 有:

$$a_k^{(l-1)} = \log_2 \left(\sum_{i=1, i \neq k}^{K+M} \mathbf{h}_{k,\text{eff}} \mathbf{F}_i^{(l-1)} \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^H + \sigma_k^2 \right). \quad (26)$$

对于约束 C6, 利用 SDR 对其进行松弛。因此, 基于式(22)与式(25), 问题(21)可进一步表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{F}_k \geq \mathbf{0}\}_{k=1}^{K+M}, t, u} t \\ \text{s.t. } & \text{C1: } F(t, u, \lambda^{(l-1)}) \leq \sum_{k=1}^K \bar{R}_k, t \geq 0, u \geq 0, \\ & \text{C2: } u \geq \frac{1}{\varepsilon} \sum_{k=1}^{K+M} \mathbf{F}_{\text{RF}} \text{Tr}(\mathbf{F}_k) \mathbf{F}_{\text{RF}}^H + P_c, \\ & \text{C3: } \sum_{k=1}^{K+M} \text{Tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_k \mathbf{F}_{\text{RF}}^H) \leq P_{\text{max}}, \\ & \text{C4: } \mathbf{h}_{k,\text{eff}} \mathbf{F}_k \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^H \geq \gamma_k \left(\sum_{i=0, i \neq k}^{K+M} \mathbf{h}_{k,\text{eff}} \mathbf{F}_i \mathbf{h}_{k,\text{eff}}^H + \sigma_k^2 \right), \\ & \text{C5: } \dot{\mathbf{a}}^H(\theta_m) \left(\sum_{k=1}^{K+M} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_k \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \right) \dot{\mathbf{a}}(\theta_m) \geq P_t, \end{aligned} \quad (27)$$

该问题可通过内点法高效求解^[20]。当 \$\lambda = u/t\$ 时, 原非凸函数与其凸近似函数在函数值及梯度上保持一致; 同理, 式(25)中的函数及其近似形式亦满足该性质。因此, 在采用 SDR 松弛秩 1 约束后, 所提迭代算法可收敛至问题(21)的卡罗需-库恩-塔克 (KKT, karush-kuhn-tucker) 点^[21]。综上, 式(11)所示问题的求解过程如算法 2 所示。

算法 2 高效 ISAC 混合波束优化算法

1) 初始化用户数 \$K\$, 天线数 \$N\$, RF 链数 \$N_{\text{RF}}\$, 子阵数量 \$N_{\text{sub}}\$, 通信信道 \$\mathbf{H}\$, 雷达感知性能阈值 \$\Gamma_m\$, 迭代次数 \$L\$, 收敛精度 \$\zeta\$;

2) 调用算法 1, 完成子阵划分并得到模拟预编码矩阵 \$\mathbf{F}_{\text{RF}}\$;

3) 基于 SCA-SDR 的数字预编码求解: 初始化 \$\{\mathbf{F}_i^{(l)}\}_{i=1}^{K+M}\$, 根据式(21)的约束 C2 和 C3 初始化 \$u^{(l)}\$, \$t^{(l)}\$, 并设置拉格朗日乘子 \$\lambda^{(l)} = u^{(l)}/t^{(l)}\$, \$l = 0\$;

4) 当目标函数收敛判断 \$f(t, u) \geq \zeta\$ 时, 执行:

5) \$l = l + 1\$;

6) 将上一轮预编码矩阵与拉格朗日乘子代入优化问题(27), 利用 CVX 工具箱通过内点法求解当前轮次的 \$\{\mathbf{F}_i\}_{i=1}^{K+M}, t, u\$;

7) 分别更新变量和拉格朗日乘子为 \$\{\mathbf{F}_i^{(l)}\}_{i=1}^{K+M}, t^{(l)}, u^{(l)}, u^{(l)}/t^{(l)}\$;

8) 判断收敛, 退出迭代并输出收敛后的预编码矩阵集合 \$\{\mathbf{F}_i\}_{i=1}^{K+M}\$, 通过高斯随机化方法重构得到最终数字预编码矩阵 \$\mathbf{F}_{\text{BB}}\$。

需要指出的是, SDR 松弛在获得秩一解时, 可

直接恢复原优化变量;当松弛解为高秩解时,则进一步采用高斯随机化方法进行秩一重构,以获得满足原问题约束的可行解。通过上述处理,可以有效解决 SDR 松弛后可能出现的高秩解问题,并在保证解可行性的同时尽可能保持原优化问题的优化性能。

4 收敛性和复杂度分析

4.1 收敛性分析

算法 1 基于贪婪逐次优化策略,每一步从剩余天线中选择使加权总增益最大的子阵划分,且已完成的子阵划分在后续过程中保持不变。因此,目标函数值在整个搜索过程中单调不减;同时受发射功率与信道增益条件的限制,目标函数存在有限上界。因此,算法 1 能够在有限步内停止,并最终得到一个次优的动态子阵划分结果。对于基于 SCA-SDR 的数字预编码优化问题,所提 SCA 迭代主循环的收敛性可由单调有界准则保证。首先,在每次迭代中,通过构造原非凸目标函数的凸上界并进行最小化,可保证目标函数值单调非递减,在迭代中 $\{f(t, u)\}_{t=0}^{\infty}$ 满足 $f(t, u)^{(l+1)} \geq f(t, u)^{(l)}$ 。其次,受系统发射功率约束、雷达性能增益约束及子阵结构约束的限制,目标函数同样存在有限上界。根据单调收敛定理,迭代序列必收敛至某一有限值。需要指出的是,本文采用 SDR 对秩一约束进行松弛,并通过高斯随机化获得满足秩一约束的预编码解^[22]。SDR 及随机化重构主要用于求解每次 SCA 迭代中的数字预编码子问题,而 SCA 的单调收敛性由各次迭代目标函数的单调改进及其有限上界保证。因此,本文的收敛性分析主要针对 SCA 外层迭代过程,经过 SDR 及随机化重构得到的预编码矩阵用于后续迭代及最终方案构造。

4.2 复杂度分析

根据上述分析,算法 2 的复杂度主要包括两部分:模拟波束成形与数字域联合优化。其中对于固定子阵划分复杂度可以忽略不计,主要分析动态子阵划分以及问题(27)的求解。对于算法 1,由于子阵逐步确定,搜索空间随着划分过程逐渐缩小。具体而言,设置搜索最优子阵列的过程共需要执行 $N_{\text{RF}} - 1$ 次,每次从剩余天线中为一个 RF 链选择 $N_{\text{sub}} = N/N_{\text{RF}}$ 根天线,考虑到搜索过程中剩余天线数量逐渐减少,为便于复杂度分析,本文按照每次

均采用最大候选子阵列数量进行最坏情况估计。最多需要考虑 $\mathcal{O}\left(N!/\left[N_{\text{sub}}!(N - N_{\text{sub}})!\right]\right)$ 个候选子阵列。

接下来进一步分析算法 1 的实际搜索规模,并与穷举搜索进行直观对比,算法 1 前 $N_{\text{RF}} - 1$ 个子阵通过候选评价逐步确定,最后一个子阵由剩余天线直接构成,因此实际需要评价的候选子阵总数为 $Q_G = \sum_{r=0}^{N_{\text{RF}}-2} \binom{N - rN_{\text{sub}}}{N_{\text{sub}}}$ 。作为参照,若采用穷举搜索,在不区分不同 RF 链对应子阵排列顺序的前提下,需遍历的完整划分方案数为 $Q_E = N!/(N_{\text{sub}}!)^{N_{\text{RF}}}$ 。以本文采用的 $N = 32, N_{\text{RF}} = 16, N_{\text{sub}} = 2$ 为例,穷举搜索需遍历约 1.92×10^{17} 种完整划分方案,而算法 1 仅需评价 2855 个候选子阵,二者规模相差约 6.72×10^{13} 倍,直观验证了算法 1 在搜索效率上的优势。对于每个候选子阵列的加权总增益计算复杂度为 $\mathcal{O}(KN_{\text{sub}})$,因此,算法 1 的最坏情况复杂度上界为 $\mathcal{O}\left((N_{\text{RF}} - 1) \left(N!/\left[N_{\text{sub}}!(N - N_{\text{sub}})!\right]\right) KN_{\text{sub}}\right)$ 。

总体而言,算法 1 通过逐次确定子阵结构,将原本需要联合考虑的 RF 链划分过程分解为逐次搜索过程,但随着阵列规模 N 的进一步增大,其候选子阵列数量仍会快速增长,搜索复杂度也随之增加。因此,对于更大规模阵列,可进一步采用低复杂度贪婪选择或其他子阵划分方法降低搜索开销。此外,问题(27)的求解复杂度为 $\mathcal{O}(N^{6.5}K^{3.5} + N^4K^2M^{1.5})$,综上,算法 2 的总体复杂度为 $\mathcal{O}\left(L(N^{6.5}K^{3.5} + N^4K^2M^{1.5})\right)$ 。

5 仿真分析

本节通过仿真验证了所提能效优化方案的有效性。所考虑的 mmWave ISAC 系统中,基站在与 $K = 2$ 个用户通信的同时感知 $M = 2$ 个目标,其中用户位于 $[-50^\circ, 50^\circ]$,雷达感知目标位于 $[-30^\circ, 30^\circ]$ 。系统通过共享硬件与频谱资源实现通感协同设计。基站和用户之间采用 mmWave 信道,并基于 Saleh-Valenzuela 模型构建^[13],其中每个用户信道,由 1 条 LoS 路径和 $L = 2$ 个 NLoS 路径组成。同时,LoS 信道满足 $\beta_k^{(0)} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$,描述基站与用户之间的直

射传播路径，NLoS信道则满足 $\beta_k^{(i)} \sim \mathcal{CN}(0, 10^{-0.5}) (i = 1, 2)$ ，描述由散射体引起的多径传播效应。其中， $\varphi_k^{(0)}$ 是随机生成的用户位置，遵循独立同分布在 $[-1/2, 1/2]$ 内均匀分布。主要仿真参数如表1所示^[16]。

表1 仿真参数说明

参数符号	仿真参数	具体数值
$P_{\max}$	基站发射功率	30 dBm
P_c	系统静态功率	25 dBm
σ_k^2	用户噪声功率	-80 dBm
N	基站天线数	32
N_{RF}	射频链数	16
$\gamma_k = \gamma$	用户最低SINR阈值	5 dB
Γ_m	归一化感知性能约束阈值	0.6
ε	基站放大器效率	0.35
ζ	数据传输速率的动态功耗	-26 dBm/bps
δ	收敛误差精度	0.001

仿真中对多种波束成形方案进行对比：方案一（全数字）：每根天线独立配备RF链，数字域精确控制幅度与相位^[16]；方案二（固定子阵）：天线与RF链连接关系预先固定，每个RF链只控制固定子阵；方案三（动态子阵）：天线可根据信道状态动态分配至不同RF链（本文所提的动态子阵策略）；方案四（穷举动态子阵）：遍历所有合法的天线连接与移相器相位组合，获取动态子阵架构下的理论最优性能；方案五（随机动态子阵）：随机分配天线连接与移相器相位；方案六（全连接混合）：每个RF链通过低分辨率移相器连接至所有天线，无子阵划分^[23]。其模拟波束成形矩阵采用与文献[23]一致的设计方法，并满足相应的恒模及低分辨率相位约束。由于每个RF链均连接至全部 N 根天线，系统所需移相器数量为 NN_{RF} ，相应的硬件功耗按照本文统一的功耗模型计算。

图2中给出了不同天线数 N 和RF链数 N_{RF} 配置下系统能效随迭代次数的变化情况。可以看出，四条曲线在前几次迭代中均快速上升，并在约第4次迭代后趋于稳定，表明所提出算法（方案三）具有较快的收敛速度和良好的稳定性。同时，随着天线数和RF链数的增加，系统收敛能效显著提升，其中较大规模配置性能最优。这是由于更大的阵列规

模带来更高阵列增益与更强波束定向能力，而更多RF链提升了混合波束成形自由度，从而提高单位能耗下的传输效率。同时，RF链数量增加也会带来额外的硬件功耗，因此其对系统能效的影响取决于性能增益与功耗增加之间的综合权衡。上述结果表明，所提出的动态子阵混合波束成形方法在不同阵列规模和RF链配置下均表现出稳定的迭代收敛特性。

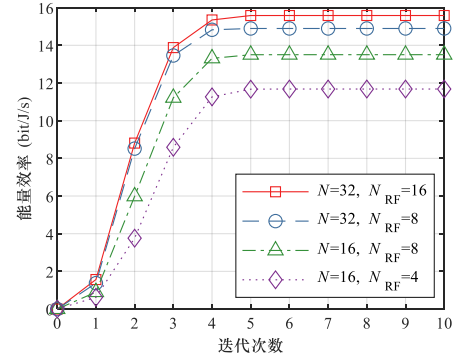
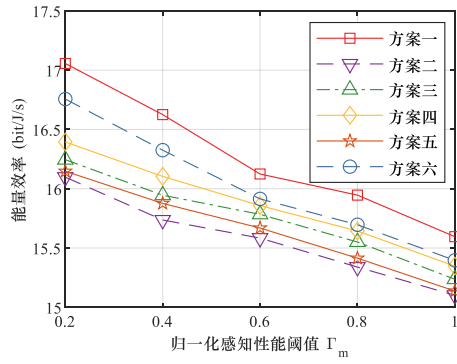


图2 所提算法在不同参数下的收敛曲线

图3展示了系统能效随归一化感知性能阈值变化的趋势。从图3可以看出，随着感知性能阈值的提高，各方案的能效均明显下降。这是由于更严格的感知性能约束需要分配更多发射功率，从而压缩通信资源，降低单位能耗下的信息传输效率。从整体性能来看，方案一（全数字）始终获得最高的能效，这是由于它具有最大的波束成形自由度，可作为系统性能上界。方案六（全连接混合）性能次之，在降低硬件复杂度的同时保持了较高的波束设计灵活性。在子阵架构中，方案四（穷举动态子阵）代表理论最优性能，而本文提出的方案三（动态子阵）与其性能十分接近，并明显优于方案二（固定子阵）和方案五（随机动态子阵）。这表明基于信道状态的动态天线分配能够充分挖掘子阵架构的性能潜力，在较低复杂度下实现接近最优的能效。综上，所提动态子阵混合波束成形方案在保持较低实现复杂度的同时，能够获得接近理论最优动态子阵方案的性能，并优于传统固定子阵方案。与此同时，图3进一步验证了所采用感知性能指标作为优化约束的有效性，并体现了感知性能要求与系统能效之间的权衡关系。

图4给出了系统能效随通信最低SINR约束阈值变化的情况。随着最低SINR约束阈值的增

图3 能量效率随归一化感知性能阈值 Γ_m 的变化

大, 通信用户需要满足更高的 QoS 要求, 优化过程需要进一步调整数字波束成形、功率分配及子阵结构, 以满足相应的通信约束。在此过程中, 系统的总传输速率和总功耗均可能发生变化, 而能量效率由二者的比值共同决定。因此, 最低 SINR 约束阈值的提高并不必然导致能量效率下降, 其具体变化趋势取决于总传输速率增益与功耗增量之间的相对关系。在本文所考察的参数范围内, 随着最低 SINR 约束阈值提高, 各方案的总传输速率和总功耗均有所变化, 其中总传输速率的相对增幅高于总功耗的相对增幅, 因此能量效率整体呈现上升趋势。从各方案的性能差异来看, 方案一 (全数字) 在整个仿真范围内始终保持最高的能量效率; 方案六 (全连接混合) 的能效表现次之。相比之下, 本文提出的方案三 (动态子阵) 明显优于方案二 (固定子阵), 其性能与全数字方案较为接近, 表明动态子阵结构能够有效提升系统资源利用效率。需要指出的是, 上述能效变化规律是在感知约束保持不变的条件下得到的。本文将感知性能作为约束纳入优化模型, 而非直接计入能效分子。感知约束通过限制优化问题的可行域参与资源分配: 当感知性能要求提高时, 系统需要调整波束成形及功率分配以满足相应的感知需求, 从而影响通信传输性能及最终能量效率。因此, 图4主要反映不同通信 QoS 要求下系统能量效率的变化, 以及不同波束成形结构在满足通信与感知约束条件下的能效表现。综合来看, 动态子阵方案能够在满足预设通信 QoS 和感知性能要求的基础上保持较高的能量效率, 体现了部分连接混合波束成形在性能与硬件开销之间的折中^[24]。

图5展示了不同最低 SINR 约束阈值和用户数

量条件下, 方案一 (全数字) 与所提方案三 (动态子阵) 的能量效率对比结果。可以观察到, 在不同用户数量下, 两种方案的能量效率均随最低 SINR 约束阈值的提高呈现上升趋势, 其变化规律与图4所示结果一致。相比之下, 当用户数量由2增加至4时, 两种方案的能量效率整体有所降低。这主要是由于用户数量增加后, 系统需要在更多用户之间进行资源协调, 并同时满足相应的最低 SINR 约束阈值, 使系统资源开销增加, 从而对整体能量效率产生一定影响。可以进一步看到, 所提方案三在不同 SINR 阈值和用户数量下均能够获得与方案一较为接近的能量效率。尽管动态子阵方案采用了较少的射频链路, 其能效性能并未出现明显下降, 说明所提方案能够在降低射频链路及硬件实现复杂度的同时, 较好地保持系统的能量效率。

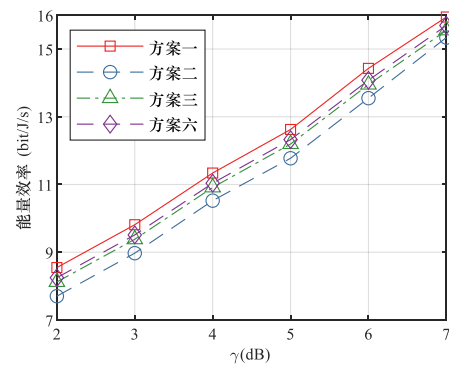


图4 系统能量效率随最低 SINR 约束阈值的变化

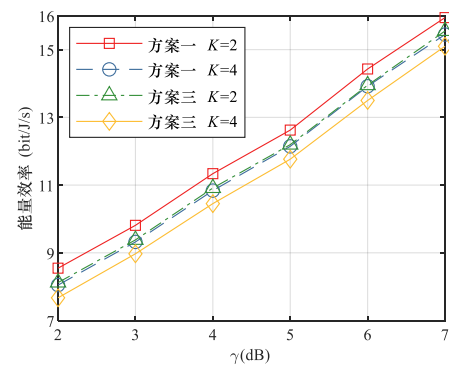


图5 系统能量效率随最低 SINR 约束阈值以及用户数的变化

图6给出了方案三 (动态子阵) 与文献[11]及文献[18]方法的能效对比结果。可以看出, 在不同最低 SINR 约束阈值下, 方案三整体上均取得了较高的能量效率。在较低 SINR 约束阈值下, 方案三与文献[18]的方法性能较为接近; 随着最低 SINR

约束阈值的提高, 方案三仍保持较好的能效水平。相比之下, 文献[11]采用 FP-based 算法, 以系统和速率最大化为主要优化目标, 其优化目标与本文的能效最大化目标不同, 因此在能量效率指标下表现存在一定差异。进一步来看, 本文所提方法基于用户信道增益进行动态子阵划分, 并结合数字波束成形对系统资源进行联合优化, 能够在满足通信与感知约束的同时兼顾系统传输速率与硬件功耗, 从而在不同最低 SINR 阈值下保持较好的能量效率。上述结果表明, 相较于以速率或频谱效率为主要优化目标的动态子阵方法, 本文基于信道增益进行动态子阵划分, 能够在不同通信 QoS 要求下保持较高的能效性能, 并在满足 ISAC 系统通信与感知约束的同时实现较好的能效表现。

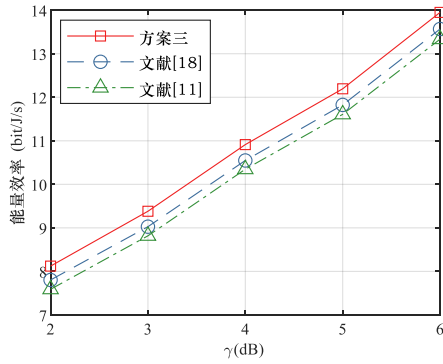


图6 不同方案的系统能量效率随最低 SINR 约束阈值变化的对比

图7展示了不同波束成形方案下系统能量效率与静态功率的关系。可以看出, 随着静态功率的增大, 各方案的能量效率均持续下降。这是由于静态功率增加会直接提升系统总能耗, 而未带来传输速率的提升, 从而降低了能效。进一步地, 在静态功率较小时, 不同方案及天线配置之间的能效差异较为明显, 其中方案一（全数字）始终优于方案二（固定子阵）和方案三（动态子阵）。不同 RF 链配置下的系统能效也存在一定差异, 较多的 RF 链能够提供更大的波束成形自由度, 但同时会引入额外的硬件功耗, 因此其对系统能效的影响取决于波束成形增益与硬件功耗开销之间的综合权衡。随着静态功率进一步增加, 各方案之间的能效差距逐渐缩小。这是由于静态功耗在系统总功耗中的占比不断提高, 使不同波束成形方案在预编码自由度和阵列增益方面所带来的性能优势受到一定程度的削弱。尽管方案三的能效低于全数字波束成形方案, 但其

采用有限数量的 RF 链并通过动态子阵结构降低了硬件开销, 能够在系统性能与硬件复杂度之间实现较好的折中, 体现了所提方案在能效优化和低复杂度混合波束成形设计中的优势。

图8给出了方案一（全数字）与方案三（动态子阵）的雷达感知波束方向图。从图中可以看出, 两种波束成形方案均能在雷达感知目标 T1 和 T2 方向附近形成明显主瓣, 实现对感知目标方向的有效能量聚焦。在 T1 方向, 方案三的阵列增益与方案一总体接近; 在整个扫描角度范围内, 两种方案的波束方向图具有相似的变化趋势, 均能够形成较为明显的目标方向性。总体而言, 所提动态子阵混合波束成形方案在减少 RF 链数量、降低硬件复杂度的同时, 仍能够获得与全数字方案相近的雷达感知性能, 表明其能够在感知性能与硬件复杂度之间实现有效权衡。

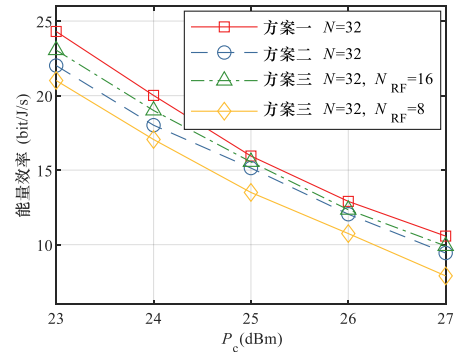


图7 系统能量效率随静态功率 P_c 的变化

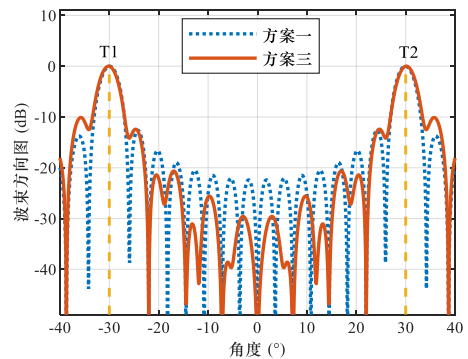


图8 雷达感知波束方向图

6 结束语

本文针对 mmWave ISAC 系统, 在通信 QoS 与雷达感知性能约束下构建了能量效率最大化模型。

针对模拟与数字域变量耦合、恒模约束及子阵划分引起的非凸问题,提出了一种两阶段混合波束成形框架:在模拟域分别设计固定与动态子阵结构,在数字域结合 SCA 与 SDR 方法进行优化,从而有效降低求解复杂度。仿真结果表明,所提方法在较低硬件复杂度下能够实现优良的能量效率与通感综合性能。进一步地,动态子阵方案通过灵活的天线连接机制提升了阵列自由度利用率,相较固定子阵表现出更优性能。

参考文献:

- [1] Qaisar M U F, Yuan W, Günlü O, et al. The Role of ISAC in 6G Networks: Enabling Next-Generation Wireless Systems[J]. IEEE Transactions on Network Science and Engineering, 2026: 1-36.
- [2] Meng K, Masouros C, Petropulu A P, et al. Cooperative ISAC networks: Opportunities and challenges[J]. IEEE Wireless Communications, 2024, 32(3): 212-219.
- [3] 贺博鑫,刘娅汐,霍佳皓等.高精度低开销无蜂窝通感一体化网络波束成形优化[J].通信学报,2026,47(01):1-12.
He Boxin, Liu Yaxi, Huo Jiahao, et al. Beamforming optimization in high-precision and low-overhead cell-free integrated communication and sensing network[J]. Journal on Communications, 2026, 47(01): 1-12.
- [4] Mishra K V, Shankar M R B, Koivunen V, et al. Toward millimeter-wave joint radar communications: A signal processing perspective[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2019, 36(5): 100-114.
- [5] Chen J, Wu K, Niu J, et al. Spectral and energy efficient waveform design for RIS-assisted ISAC[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 73(1): 158-172.
- [6] Gao Z, Wan Z, Zheng D, et al. Integrated sensing and communication with mmWave massive MIMO: A compressed sampling perspective[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 22(3): 1745-1762.
- [7] Leyva L, Castanheira D, Silva A, et al. Hybrid beamforming design for communication-centric ISAC[J]. IEEE Sensors Journal, 2024, 24(13): 21179-21190.
- [8] Liu F, Masouros C. Hybrid beamforming with sub-arrayed MIMO radar: Enabling joint sensing and communication at mmWave band[C]// ICASSP 2019-2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). IEEE, 2019: 7770-7774.
- [9] Qi C, Ci W, Zhang J, et al. Hybrid beamforming for millimeter wave MIMO integrated sensing and communications[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(5): 1136-1140.
- [10] Cheng Z, He Z, Liao B. Hybrid beamforming for multi-carrier dual-function radar-communication system[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2021, 7(3): 1002-1015.
- [11] Li H, Li M, Liu Q. Hybrid beamforming with dynamic subarrays and low-resolution PSs for mmWave MU-MISO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 68(1): 602-614.
- [12] Li S, Dong H, Shan C, et al. Secure hybrid beamforming design for mmwave integrated sensing and communication systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2025, 74(7): 10622-10638.
- [13] Noh S, Zoltowski M D, Love D J. Multi-resolution codebook and adaptive beamforming sequence design for millimeter wave beam alignment[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(9): 5689-5701.
- [14] Feng D, Jiang C, Lim G, et al. A survey of energy-efficient wireless communications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2012, 15(1): 167-178.
- [15] Stoica P, Li J, Xie Y. On probing signal design for MIMO radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(8): 4151-4161.
- [16] He Z, Xu W, Shen H, et al. Energy efficient beamforming optimization for integrated sensing and communication[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(7): 1374-1378.
- [17] Dong H, Fang X, Zhao J, et al. Signal Domain Multicomponent-Based Secure Hybrid Precoding for mmWave Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 24(1): 51-67.
- [18] Park S, Alkhateeb A, Heath R W. Dynamic subarrays for hybrid precoding in wideband mmWave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless communications, 2017, 16(5): 2907-2920.
- [19] Yan L, Han C, Yuan J. A dynamic array-of-subarrays architecture and hybrid precoding algorithms for terahertz wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(9): 2041-2056.
- [20] Boyd S, Vandenberghe L. Convex optimization[M]. Cambridge university press, 2004.
- [21] Beck A, Ben-Tal A, Tetrushvili L. A sequential parametric convex approximation method with applications to nonconvex truss topology design problems[J]. Journal of Global Optimization, 2010, 47(1): 29-51.
- [22] Luo Z Q, Ma W K, So A M C, et al. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2010, 27(3): 20-34.
- [23] Wang Z, Li M, Liu Q, et al. Hybrid precoder and combiner design with low-resolution phase shifters in mmWave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2018, 12(2): 256-269.
- [24] Yang Y, Dang S, Wen M, et al. Millimeter wave MIMO-OFDM with index modulation: A Pareto paradigm on spectral-energy efficiency trade-off[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(10): 6371-6386.



陈劲松 (1997-), 女, 山西忻州人, 西北大学博士生, 主要研究方向为通感一体化、智能反射面。



牛进平 (1985-), 女, 山西吕梁人, 博士, 西北大学教授, 主要研究方向为新一代无线网络、物联网数据传输。



吕麦倩 (2001-), 女, 山西运城人, 西北大学硕士, 主要研究方向为毫米波波束成形、通感一体化。