



研究与开发

毫米波信道下子连接ARIS辅助ISAC系统的能效优化研究

武祥凯, 岳殿武, 袁猛, 徐淼, 杨佳宁

(大连海事大学信息科学技术学院, 辽宁 大连 116026)

摘要: 为了解决智能超表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 辅助的通信感知一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 系统中能量消耗较大、RIS 性能增益较差等问题, 考虑将子连接有源智能超表面 (active reconfigurable intelligent surface, ARIS) 引入 ISAC 系统中。在用户最小信干噪比约束和雷达探测功率约束下, 通过优化双功能基站波束成形、子连接 ARIS 的相移矩阵和放大系数向量以最大化系统能量效率。提出了一种基于分式规划 (fractional programming, FP) 理论、交替优化 (alternating optimization, AO) 技术、连续凸逼近 (successive convex approximation, SCA) 技术的算法处理非凸问题。仿真结果表明, 所提算法具有良好收敛性, 且与全连接 ARIS 辅助的 ISAC 系统相比, 子连接 ARIS 辅助的 ISAC 系统可以显著提高系统能量效率。

关键词: 毫米波; 通信感知一体化系统; 有源智能超表面; 子连接

中图分类号: TN925

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2025121

Energy efficiency optimization study of sub-connected ARIS-assisted ISAC system over millimeter wave channels

WU Xiangkai, YUE Dianwu, YUAN Meng, XU Miao, YANG Jianing

Information Science and Technology College, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China

Abstract: In order to solve the problems of large energy consumption, and poor performance gain of RIS in the traditional reconfigurable intelligent surface (RIS)-assisted integrated sensing and communication (ISAC) system, the sub-connected active reconfigurable intelligent surface (ARIS) was considered to be introduced into the ISAC system. The system energy efficiency was maximized by optimizing the beamform for dual-function base station, the phase shift matrix of sub-connected ARIS and the vector of amplification factors for sub-connected ARIS under the user's minimum signal to interference plus noise ratio and the constraint of radar detection power. An algorithm based on fractional programming (FP) theory, alternating optimization (AO) technique, and successive convex approximation (SCA) technique was proposed to deal with the non-convex problem. The simulation results show that the algorithm

收稿日期: 2025-01-22; 修回日期: 2025-03-28

通信作者: 岳殿武, dwyue@dlnu.edu.cn



has good convergence and the sub-connected ARIS-assisted ISAC system can significantly improve the energy efficiency of the system compared to the fully connected ARIS-assisted ISAC system.

Key words: millimeter wave, integrated sensing and communication system, active reconfigurable intelligent surface, sub-connected

0 引言

通信感知一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 技术已经成为6G的关键候选标准^[1]。与传统的通信与感知相互独立不同, ISAC系统集成了通信和感知功能, 可以通过共享无线资源实现通信与感知的双重目的, 避免了传输设备和基础设施的重复使用。不仅如此, ISAC系统还可以从通信与感知的相互协助中获得一定的协调增益^[2]。如果想在ISAC系统中实现高速率数据传输和高精度目标定位, 使用拥有超宽带宽的毫米波 (millimeter wave, mmWave) 频段是必不可少的^[3-4]。然而, 毫米波信号路径损耗大, 穿透能力较差, ISAC系统的性能可能因为树木和建筑物之类障碍物的阻挡而严重受损。智能超表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 技术具有操纵无线传播环境提高通信容量和通信范围的能力, 为解决ISAC系统面临的链路阻塞和覆盖范围有限等问题提供了一种解决方案^[5]。

现有的大量工作都是在ISAC系统中引入无源RIS, 并通过在基站与用户或目标之间建立额外的反射链路提高系统性能。文献[6]考虑了RIS辅助的双功能雷达通信 (dual-functional radar-communication, DFRC) 系统, 在满足通信服务质量要求、发射波形的恒模约束和RIS反射系数的单位模约束的前提下, 通过联合设计基站的双功能发射波形和RIS的无源波束成形, 最大化雷达输出信干噪比 (signal to interference and noise ratio, SINR)。文献[7]在通信性能的约束下通过联合优化发射矢量和RIS相移, 最大化雷达回波

信噪比 (signal to noise ratio, SNR)。

由于固有的“乘性衰落”效应影响, 传统无源RIS在直接链路不可用或用户与RIS不够接近时性能会大打折扣^[8]。为了克服“乘性衰落”效应, 文献[9]提出了有源智能超表面 (active reconfigurable intelligent surface, ARIS) 这一概念。与只是单纯反射信号而不放大信号的无源RIS不同, ARIS可以通过在反射元件中集成功率放大器来放大反射信号, 以此有效地克服“乘性衰落”效应的影响。文献[10]研究了在信道状态信息 (channel state information, CSI) 和雷达反射系数并不完全可知的情况下ARIS辅助的ISAC系统。在此限制下联合优化基站发射波束成形和ARIS相移最小化系统的总功耗。文献[11]考虑在ARIS辅助的ISAC系统中联合设计发射波束成形、ARIS波束成形和雷达接收滤波器, 在保证满足预定义通信用户信干噪比的同时最大限度地提高雷达输出信噪比。文献[12]考虑最大化用户的和速率问题, 利用最优最小化技术来联合优化ARIS的放大系数和相移系数。文献[10-12]均表明相比于无源RIS方案, ARIS方案能够有效提升系统性能。

然而ARIS中的功率放大器在提升性能的同时也伴随着相比于无源RIS更高的成本和功耗。为了降低ARIS的成本和功耗, 文献[13]提出了子连接架构作为有源RIS的一种新实现。与现有的全连接架构中每个RIS元件有独立的相移电路和功率放大器相比, 在子连接架构中, 每个RIS元件独立控制它们的相移, 但多个RIS元件共享一个功率放大器。通过这种方式可以有效降低硬件支出和能量消耗。文献[14]提出了一种基于子

连接有源可重构智能表面辅助的宽带无蜂窝网络系统, 利用块坐标下降、拉格朗日对偶变换、多维复二次变换等方法最大化系统能效。

在上述背景下, 为了有效提高 ISAC 系统的通信与感知性能, 同时避免全连接 ARIS 带来较大的硬件支出和能量消耗, 本文在毫米波信道下考虑子连接 ARIS 辅助的通信感知一体化系统, 通过部署子连接 ARIS 在满足雷达探测需求、通信用户信干噪比的同时最大化系统能量效率。本文提出了一种基于分式规划 (fractional programming, FP) 以及连续凸逼近 (successive convex approximation, SCA) 技术的交替优化算法来解决产生的非凸问题, 并通过仿真验证了子连接 ARIS 相较于传统全连接 ARIS 在 ISAC 系统中的有效性和优越性。

1 系统模型

子连接 ARIS 辅助的 ISAC 系统如图 1 所示。考虑图 1 中子连接 ARIS 辅助的 ISAC 系统、基站 (BS) 同时为 K 个通信用户服务, 并借助子连接 ARIS 检测被障碍物阻挡的探测目标。在该模型中假设 BS 在 x - z 平面上配置均匀平面阵列 (UPA)

具有 $M = M_y \times M_z$ 根天线, 子连接 ARIS 在 y - z 平面上配置均匀平面阵列具有 $N = N_x \times N_z$ 个 RIS 元件, 每个 RIS 元件由对应的相移电路驱动, 多个 RIS 元件共用一个功率放大器。

假设通信用户和雷达探测目标分布在子连接 ARIS 覆盖范围内的相似方向上, 而且通信波形可同时用于通信和感知^[15], 因此, 发送信号可以表示为:

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{s} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^K$ 表示基站为 K 个用户传输的通信信号且满足 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}_K$, $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 表示通信信号对应的波束成形矩阵。第 k 个用户接收的信号可以表示如下:

$$y_k = (\mathbf{h}_{bk}^H + \mathbf{h}_{rk}^H \mathbf{\Psi} \mathbf{G}) \mathbf{x} + \mathbf{h}_{rk}^H \mathbf{\Psi} \mathbf{v}_0 + n_k \quad (2)$$

其中, $\mathbf{h}_{bk} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示基站到第 k 个通信用户的信道, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 表示基站到子连接 ARIS 的信道, $\mathbf{h}_{rk} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示子连接 ARIS 到第 k 个通信用户的信道。 $\mathbf{\Psi} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示子连接 ARIS 的波束成形矩阵, 令 $\mathbf{\Psi} = \text{diag}(\mathbf{\Phi}) = \text{diag}(\mathbf{\theta} \mathbf{\kappa} \mathbf{a})$, 其中 $\mathbf{\theta} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 和 $\mathbf{a} \in \mathbb{R}^{L \times 1}$ 分别表示子连接 ARIS 的相移矩阵和放大系数向量。 $\mathbf{\kappa} \in \mathbb{C}^{N \times L}$ 定义为表示功率放大器与相移电路连接关系的指示矩阵, $N = T \times L$, L 代表功

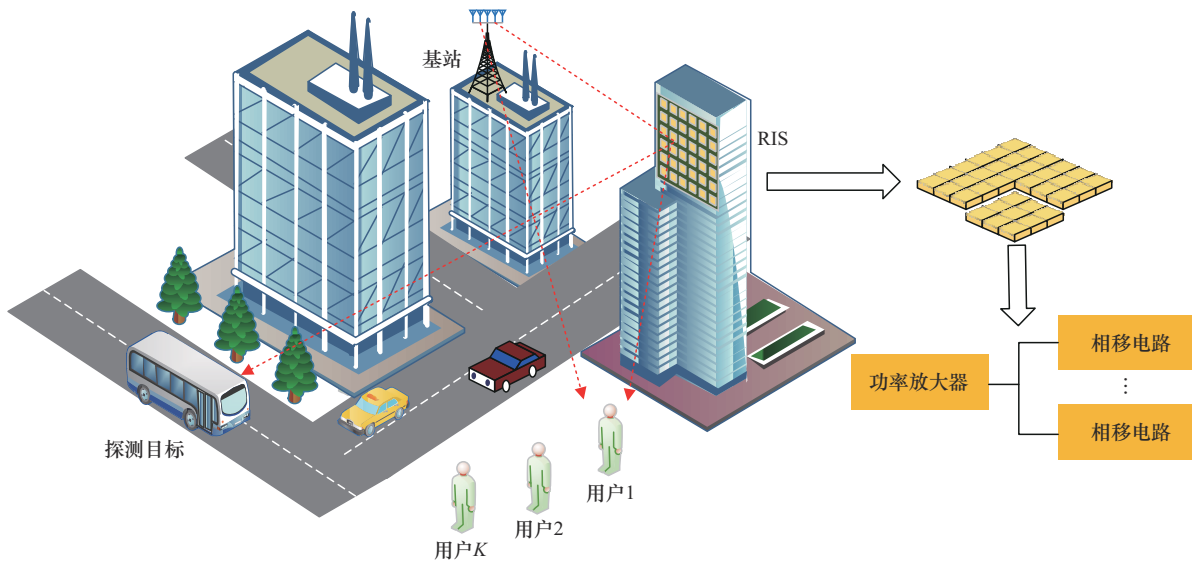


图1 子连接ARIS辅助的ISAC系统



率放大器的数量, T 代表 T 个相移电路共用一个功率放大器。 $n_k \sim \text{CN}(0, \delta_n^2)$ 表示引入的加性高斯白噪声。 $\mathbf{v}_0 \sim \text{CN}(0_N, \delta_v^2 \mathbf{I}_N)$ 表示在子连接 ARIS 处引入的热噪声, 其中 $\mathbf{I}_N$ 表示 $N \times N$ 的对角方阵。

根据用户的接收信号模型, 令 $\mathbf{h}_k^H = \mathbf{h}_{bk}^H + \mathbf{h}_{rk}^H \Psi \mathbf{G}$, 并且定义 $\mathbf{w} \triangleq \text{vec}\{\mathbf{W}\} = [\mathbf{w}_1^T, \dots, \mathbf{w}_k^T]^T$, 则用户 k 的信干噪比表示为:

$$\gamma_k = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \|\mathbf{h}_{rk}^H \Psi\|^2 \delta_v^2 + \delta_0^2} \quad (3)$$

令 $R_k = \text{lb}(1 + \gamma_k)$, μ_k 为用户 k 指定的权重, 用户的加权和速率可以表述为:

$$R = \sum_{k=1}^K \mu_k R_k \quad (4)$$

在此基础上系统能量效率可以表述为:

$$\eta = \frac{R}{P} \quad (5)$$

其中,

$$P = \zeta \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 + \zeta \left(\sum_{k=1}^K \|\Psi \mathbf{G} \mathbf{w}_k\|^2 + \|\Psi\|^2 \delta_v^2 \right) + KW_U + W_{BS} + LW_{PA} + NW_{PS} \quad (6)$$

其中, ζ 与 ζ 表示 BS 和子连接 ARIS 能量转换系数的倒数, W_U 与 W_{BS} 表示每个用户的耗散功率和 BS 的耗散功率, W_{PA} 与 W_{PS} 表示子连接 ARIS 相移电路的硬件静态电源和子连接 ARIS 功率放大器的硬件静态电源。

对于毫米波信道, 采用 Saleh-Valenzuela 毫米波信道模型, BS 与子连接 ARIS 之间的信道矩阵可以表示为^[16]:

$$\mathbf{G} = \sqrt{\frac{MN}{N_{cl}N_{ray}}} \sum_{i=1}^{N_{cl}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_{il} \mathbf{a}_r(\varphi_{il}^r, \varpi_{il}^r) \mathbf{a}_t(\varphi_{il}^t, \varpi_{il}^t)^H \quad (7)$$

其中, N_{cl} 与 N_{ray} 表示散射簇的数量和每个散射簇中射线的数量, α_{il} 表示第 i 个散射簇中第 l 条路径的衰落系数, φ_{il}^t 、 ϖ_{il}^t 、 φ_{il}^r 、 ϖ_{il}^r 分别表示第 i 个散射簇中第 l 条射线的到达/离开方位角/仰角。假设

BS 和子连接 ARIS 处的天线阵列分别部署在 x - z 和 y - z 平面上, BS 和子连接 ARIS 导向矢量表示为^[17]:

$$\mathbf{a}_t(\varphi_{il}^t, \varpi_{il}^t) = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(M_y-1)\sin(\varphi_{il}^t)\sin(\varpi_{il}^t)d_0} \end{bmatrix}^T \otimes \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} 1, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(M_z-1)\cos(\varpi_{il}^t)d_0} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{a}_r(\varphi_{il}^r, \varpi_{il}^r) = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(N_x-1)\sin(\varphi_{il}^r)\sin(\varpi_{il}^r)d_r} \end{bmatrix}^T \otimes \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} 1, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(N_z-1)\cos(\varpi_{il}^r)d_r} \end{bmatrix}^T$$

其中, λ 表示载波波长, d_0 和 d_r 分别代表 BS 处天线的天线间隔和子连接 ARIS 元件的元件间隔。

在一般情况下设定为 $\frac{\lambda}{2}$ 。从子连接 ARIS 到用户 k 的信道以及 BS 到用户 k 的信道可以用类似方式进行建模, 由于用户处仅有单个接收天线, 两者仅具有发射阵列响应。

从雷达感知的角度来看, 为了追求更好的目标检测和估计性能, 广泛采用的方法是最大化目标方向的信号功率并最小化其他方向的信号功率^[18]。由于通信波形可同时用于通信和感知, 用于雷达探测的目标方向的探测功率可以表示为^[19]:

$$P(\varphi, \varpi, \mathbf{w}, \Psi) = \mathbf{a}_r(\varphi, \varpi)^H \Psi \mathbf{G} \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \right) \mathbf{G}^H \Psi^H \mathbf{a}_r(\varphi, \varpi) \quad (10)$$

其中, φ 、 ϖ 分别表示探测目标所在位置相对于子连接 ARIS 的方位角和仰角, 具体范围为 $[-\pi/2, \pi/2]$ 。

2 算法设计

2.1 优化问题建模

假设信道状态信息已知, 所有信道采用静态

模型。在满足系统功率预算约束、雷达对目标方向探测功率约束以及通信用户正常通信所需信干噪比约束的情况下,联合优化BS的波束成形、子连接ARIS的相移矩阵以及子连接ARIS放大系数向量最大化系统能量效率。该问题表述为:

$$P(1) \quad \max_{\mathbf{w}, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{a}} \quad D = \frac{R}{P} \quad (11)$$

$$\text{s.t.} \quad \zeta \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 + W_{BS} \leq P_b \quad (11a)$$

$$\zeta \left(\sum_{k=1}^K \|\boldsymbol{\Psi} \mathbf{G} \mathbf{w}_k\|^2 + \|\boldsymbol{\Psi}\|_F^2 \delta_v^2 \right) + N W_{PS} + L W_{PA} \leq P_r \quad (11b)$$

$$P(\varphi, \varpi, \mathbf{w}, \boldsymbol{\Psi}) \geq P_t \quad (11c)$$

$$\gamma_k \geq \Gamma_k, \quad \forall k \quad (11d)$$

$$|\theta_n| = 1, \quad \forall n \in [N] \quad (11e)$$

$$\mathbf{a}_l \geq 0, \quad \forall l \in [L] \quad (11f)$$

其中,问题P(1)中的目标函数表示系统能量效率。约束式(11a)与约束式(11b)分别为BS和子连接ARIS的最大功耗约束,其中 P_b 和 P_r 分别表示BS与子连接ARIS的最大可用发射功率。约束式(11c)是为了保证朝固定方向上的探测功率满足最小探测功率需求 P_t 。约束式(11d)是为了保证每个通信用户的通信质量, Γ_k 代表每个用户满足正常通信所需要的信干噪比。约束式(11e)和约束式(11f)分别表示相移矩阵 $\boldsymbol{\theta}$ 和放大因子向量 $\mathbf{a}$ 的可行集合约束。

显然,由于优化问题P(1)的非凸性以及变量之间的高耦合性,难以直接对其进行求解。为了有效地解决这个问题,第2.2节提出了一种基于交替优化和分式规划以及SCA算法的优化方案,具体来说,首先通过分式规划理论消除原问题中对数分式形式带来的非凸性,之后利用SCA算法对非凸约束进行处理,再通过交替优化算法对变量分别进行求解,即每次仅优化一个变量,同时保持其他变量不变,以此简化优化问题。

2.2 分式规划表述原问题

P(1)中问题为分式,由于分式项的非凸性,该问题是一个非凸问题,不便于直接处理。首先应用Dinkelbach算法对问题进行处理,具体来说,最佳能量效率 D^{opt} 满足:

$$\max_{\mathbf{w}, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{a}} \quad (R - D^{\text{opt}} P) = 0 \quad (12)$$

这表明最优 D^{opt} 可以通过交替优化以下问题来求解:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{a}} \quad & R - D^{\text{opt}} P \\ \text{s.t.} \quad & \text{式(11a)~式(11f)} \end{aligned} \quad (13)$$

但是,该问题依然是一个非凸问题,所以采用分式规划通过引入辅助变量 $\boldsymbol{\chi} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 与 $\boldsymbol{\beta} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 将原问题等价表示为^[20]:

$$P(2) \quad \max_{\mathbf{w}, \mathbf{a}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\chi}, \boldsymbol{\beta}} \quad F(\mathbf{w}, \mathbf{a}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\chi}, \boldsymbol{\beta}) \quad (14)$$

$$\text{s.t.} \quad \zeta \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 + W_{BS} \leq P_b \quad (14a)$$

$$\zeta \left(\sum_{k=1}^K \|\boldsymbol{\Psi} \mathbf{G} \mathbf{w}_k\|^2 + \|\boldsymbol{\Psi}\|_F^2 \delta_v^2 \right) + N W_{PS} + L W_{PA} \leq P_r \quad (14b)$$

$$P(\varphi, \varpi, \mathbf{w}, \boldsymbol{\Psi}) \geq P_t \quad (14c)$$

$$\gamma_k \geq \Gamma_k, \quad \forall k \quad (14d)$$

$$|\theta_n| = 1, \quad \forall n \in [N] \quad (14e)$$

$$\mathbf{a}_l \geq 0, \quad \forall l \in [L] \quad (14f)$$

其中:

$$\begin{aligned} F(\mathbf{w}, \mathbf{a}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\chi}, \boldsymbol{\beta}) = & \sum_{k=1}^K \ln(1 + \chi_k) - \sum_{k=1}^K \chi_k + \\ & \sum_{k=1}^K \left[2 \sqrt{(1 + \chi_k)} \operatorname{Re} \left\{ \beta_k^* \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k \right\} - |\beta_k|^2 \right. \\ & \left. \left(\sum_{j=1}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \|\mathbf{h}_{rk}^H \boldsymbol{\Psi}\|^2 \delta_v^2 + \delta_0^2 \right) \right] - D^{\text{opt}} P \end{aligned} \quad (14g)$$

当其他变量固定时,P(2)为变量 $\boldsymbol{\chi}$ 的无约束凸优化问题,此时 $\boldsymbol{\chi}$ 的最优解 $\boldsymbol{\chi}^{\text{opt}}$ 满足:

$$\chi_k^{\text{opt}} = \frac{\varepsilon_k^2 + \varepsilon_k \sqrt{\varepsilon_k^2 + 4}}{2} \quad (15)$$



其中:

$$\varepsilon_k = \text{Re} \left\{ \beta_k^* \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k \right\} \quad (15a)$$

之后固定其他变量优化变量 β 时, P(2)为变量 β 的无约束凸优化问题, 此时 β 的最优解 β^{opt} 满足:

$$\beta_k^{\text{opt}} = \frac{\sqrt{(1+\chi_k)} \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k}{\sum_{j=1}^K \left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j \right|^2 + \left\| \mathbf{h}_{rk}^H \Psi \right\|^2 \delta_v^2 + \delta_0^2} \quad (16)$$

2.3 优化预编码矩阵

当变量 χ 、 β 、 θ 、 $\mathbf{a}$ 为固定值时, 通过省略无关项, 同时对优化问题进行重写, P(2)重写为:

$$\text{P(3)} \quad \max_{\mathbf{w}} \quad \text{Re} \{ 2\mathbf{F}\mathbf{w} \} - \mathbf{w}^H \mathbf{L}\mathbf{w} \quad (17)$$

$$\text{s.t.} \quad \zeta \sum_{k=1}^K \left\| \mathbf{w}_k \right\|^2 + W_{\text{BS}} \leq P_b \quad (17a)$$

$$\zeta \left(\sum_{k=1}^K \left\| \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}_k \right\|^2 + \left\| \Psi \right\|_F^2 \delta_v^2 \right) + N W_{\text{PS}} + L W_{\text{PA}} \leq P_r \quad (17b)$$

$$P(\varphi, \varpi, \mathbf{w}, \Psi) \geq P_t \quad (17c)$$

$$\gamma_k \geq \Gamma_k, \forall k \quad (17d)$$

其中,

$$\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1^T, \dots, \mathbf{F}_K^T]^T \quad (18a)$$

$$\mathbf{F}_k^T = \sqrt{(1+\chi_k)} \beta_k^* \mathbf{h}_k \quad (18b)$$

$$\mathbf{L} = \mathbf{I}_K \otimes \left(\sum_{k=1}^K \left| \beta_k \right|^2 \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H + D^{\text{opt}} \zeta \mathbf{I}_M + D^{\text{opt}} \zeta \mathbf{G}^H \Psi^H \Psi \mathbf{G} \right) \quad (18c)$$

由于约束的非凸性, 问题P(3)仍然是非凸的。对约束式(17b)和约束式(17d)进行重写, 同时利用SCA算法对约束式(17c)进行处理。首先, 约束式(17b)可以等价表述为:

$$\mathbf{w}^H \mathbf{Z} \mathbf{w} \leq \zeta^{-1} (P_r - N W_{\text{PS}} - L W_{\text{PA}}) - \left\| \Psi \right\|_F^2 \delta_v^2 \quad (19)$$

其中,

$$\mathbf{Z} = \mathbf{I}_K \otimes \left(\mathbf{G}^H \Psi^H \Psi \mathbf{G} \right) \quad (19a)$$

约束式(17d)可以等价表述为:

$$\sqrt{(1+\Gamma_k)} \left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k \right| \geq \sqrt{\Gamma_k} \left\| \left[\left(\mathbf{I}_k \otimes \mathbf{h}_k^H \right) \mathbf{w} \right]^H, \sqrt{C_0} \right\|_2, \forall k \quad (20)$$

其中,

$$C_0 = \left\| \mathbf{h}_{rk}^H \Psi \right\|_2^2 \delta_v^2 + \delta_0^2 \quad (20a)$$

对于非凸约束式(17c), 首先对其进行变形, 通过一阶泰勒展开下界^[21], 之后使用SCA进行逼近, 非凸约束式(17c)可以表述为:

$$2\text{Re} \left(\mathbf{w}^{(g-1)H} \mathbf{T} \mathbf{w} \right) - \left| \mathbf{w}^{(g-1)H} \mathbf{T} \mathbf{w}^{(g-1)} \right| \geq P_t \quad (21)$$

其中, $\mathbf{w}^{(g-1)}$ 表示在第(g-1)次迭代中获得的值。

$$\mathbf{T} = \mathbf{I}_k \otimes \left(\mathbf{a}_r(\varphi, \varpi)^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{G}^H \Psi^H \mathbf{a}_r(\varphi, \varpi) \right) \quad (21a)$$

最后P(3)可以重新表述为:

$$\text{P(4)} \quad \max_{\mathbf{w}} \quad \text{Re} \{ 2\mathbf{F}\mathbf{w} \} - \mathbf{w}^H \mathbf{L}\mathbf{w} \quad (22)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{w} \leq \zeta^{-1} (P_b - W_{\text{BS}}) \quad (22a)$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{Z} \mathbf{w} \leq \zeta^{-1} (P_r - N W_{\text{PS}} - L W_{\text{PA}}) - \left\| \Psi \right\|_F^2 \delta_v^2 \quad (22b)$$

$$2\text{Re} \left(\mathbf{w}^{(g-1)H} \mathbf{T} \mathbf{w} \right) - \left| \mathbf{w}^{(g-1)H} \mathbf{T} \mathbf{w}^{(g-1)} \right| \geq P_t \quad (22c)$$

$$\sqrt{(1+\Gamma_k)} \left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k \right| \geq \sqrt{\Gamma_k} \left\| \left[\left(\mathbf{H}_k \mathbf{w} \right)^H, \sqrt{C_0} \right] \right\|_2, \forall k \quad (22d)$$

显然P(4)是一个凸问题, 可由CVX工具箱进行求解。

2.4 优化相移矩阵以及放大因子向量

固定其他变量, 将P(2)中的无关项省略, 子连接ARIS相移矩阵 θ 以及放大因子向量 $\mathbf{a}$ 的优化问题可以改写为:

$$\text{P(5)} \quad \max_{\mathbf{a}, \theta} \quad \text{Re} \{ 2\Phi^H \mathbf{A} \} - \Phi^H \mathbf{Q} \Phi \quad (23)$$

$$\text{s.t.} \quad \Phi^H \mathbf{S} \Phi \leq \zeta^{-1} (P_r - N W_{\text{PS}} - L W_{\text{PA}}) \quad (23a)$$

$$\Phi^H \mathbf{C} \Phi \geq P_t \quad (23b)$$

$$\sqrt{(1+\Gamma_k)} \left| \tilde{\mathbf{a}}_k(\Phi) \right| \geq \sqrt{\Gamma_k} \left\| \tilde{\mathbf{b}}_k(\Phi) \right\|_2, \forall k \quad (23c)$$

$$|\theta_n| = 1, \quad \forall n \in [N] \quad (23d)$$

$$a_l \geq 0, \quad \forall l \in [L] \quad (23e)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} = & \sum_{k=1}^K \left(|\beta_k|^2 \text{diag}(\mathbf{h}_{rk}^H) \text{diag}(\mathbf{h}_{rk}) \delta_v^2 + D^{\text{opt}} \zeta \text{diag}(\mathbf{G}\mathbf{w}_k) \text{diag}(\mathbf{w}_k^H \mathbf{G}^H) \right) + \\ & \sum_{k=1}^K |\beta_k|^2 \sum_{j=1}^K \text{diag}(\mathbf{h}_{rk}^H) \mathbf{G} \mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^H \mathbf{G}^H \text{diag}(\mathbf{h}_{rk}) + D^{\text{opt}} \zeta \delta_v^2 \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (24b)$$

$$\mathbf{S} = \sum_{k=1}^K \text{diag}(\mathbf{G}\mathbf{w}_k) (\text{diag}(\mathbf{G}\mathbf{w}_k))^H + \delta_v^2 \mathbf{I}_N \quad (24c)$$

$$\mathbf{C} = \text{diag}(\mathbf{a}_r(\varphi, \varpi))^H \mathbf{G} \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \right) \mathbf{G}^H \text{diag}(\mathbf{a}_r(\varphi, \varpi)) \quad (24d)$$

$$\tilde{\mathbf{a}}_k(\Phi) \triangleq \mathbf{h}_{bk}^H \mathbf{w}_k + \mathbf{h}_{rk}^H \text{diag}(\mathbf{G}\mathbf{w}_k) \Phi \quad (24e)$$

$$\tilde{\mathbf{b}}_k(\Phi) \triangleq \left[\left(d_k + \tilde{\mathbf{a}}_k^H \Phi \right)^T, \left(\delta_v \text{diag}(\mathbf{h}_{rk}) \Phi \right)^T, \delta_0 \right]^T \quad (24f)$$

$$d_k \triangleq \left[\mathbf{h}_{bk}^H \mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{h}_{bk}^H \mathbf{w}_K \right]^T \quad (24g)$$

$$\tilde{\mathbf{a}}_k \triangleq \left[\text{diag}(\mathbf{G}\mathbf{w}_1) \mathbf{h}_{rk}, \dots, \text{diag}(\mathbf{G}\mathbf{w}_K) \mathbf{h}_{rk} \right] \quad (24h)$$

对于非凸约束式 (23b) 使用一阶泰勒展开求取下界, 然后利用 SCA 算法进行逼近, 则非凸约束式 (23b) 重新表述为:

$$2\text{Re} \left(\Phi^{(q-1)H} \mathbf{C} \Phi \right) - \left| \Phi^{(q-1)H} \mathbf{C} \Phi^{(q-1)} \right| \geq P_t \quad (25)$$

其中, $\Phi^{(q-1)}$ 表示在第 $(q-1)$ 次迭代中获得的值。

最后问题 P(5) 重新表述为:

$$\text{P(6)} \quad \max_{\mathbf{a}, \theta} \quad \text{Re} \{ 2\Phi^H \mathbf{A} \} - \Phi^H \mathbf{Q} \Phi \quad (26)$$

$$\text{s.t.} \quad \Phi^H \mathbf{S} \Phi \leq \zeta^{-1} (P_r - NW_{\text{PS}} - LW_{\text{PA}}) \quad (26a)$$

$$2\text{Re} \left(\Phi^{(q-1)H} \mathbf{C} \Phi \right) - \left| \Phi^{(q-1)H} \mathbf{C} \Phi^{(q-1)} \right| \geq P_t \quad (26b)$$

$$\sqrt{(1+\Gamma_k)} |\tilde{\mathbf{a}}_k(\Phi)| \geq \sqrt{\Gamma_k} \|\tilde{\mathbf{b}}_k(\Phi)\|_2, \quad \forall k \quad (26c)$$

$$|\theta_n| = 1, \quad \forall n \in [N] \quad (26d)$$

$$a_l \geq 0, \quad \forall l \in [L] \quad (26e)$$

同样, 问题 P(6) 也是凸优化问题, 可以通过 CVX 工具箱进行求解。

$$\begin{aligned} \mathbf{A} = & \sum_{k=1}^K \sqrt{1+\chi_k} \text{diag}(\beta_k^* \mathbf{h}_{rk}^H) \mathbf{G} \mathbf{w}_k - \\ & \sum_{k=1}^K |\beta_k|^2 \text{diag}(\mathbf{h}_{rk}^H) \mathbf{G} \sum_{j=1}^K \mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^H \mathbf{h}_k \end{aligned} \quad (24a)$$

与约束式 (26d) 和约束式 (26e) 相关联的相移矩阵 θ^{opt} 和放大因子向量 $\mathbf{a}^{\text{opt}}$ 表示为:

$$\theta^{\text{opt}} = \text{diag} \left(\exp \left(j \arg(\Phi^{\text{opt}}) \right) \right) \quad (27)$$

$$\mathbf{a}^{\text{opt}} = \kappa^+ \text{diag} \left(\exp \left(-j \arg(\Phi^{\text{opt}}) \right) \right) \Phi^{\text{opt}} \quad (28)$$

2.5 算法可行性分析

上述求解波束成形矩阵、相移矩阵和放大因子向量的迭代优化算法流程如下。

步骤 1 输入 $\mathbf{h}_{bk}$ 、 $\mathbf{h}_{rk}$ 、 $\mathbf{G}$ 、 P_b 、 P_r 、 P_t 、

$\gamma_{\min}$ 、 φ 、 ϖ 、 M 、 N 。

步骤 2 初始化 $\mathbf{w}$ 、 Ψ 、 χ 、 β 。设初始迭代次数 $n=0$, 设置阈值 ε_1 由式 (5) 计算初始能量效率 η_0 。

步骤 3 设初始迭代次数 $t=0$, 设置阈值 ε_2 。

步骤 4 通过式 (15) 和式 (16) 更新辅助变量 χ, β 。

步骤 5 设置阈值 ε_3 以及初始迭代次数 $g=1$ 。

步骤 6 设定 $g=g+1$, 通过 CVX 求解问题

P(4) 得到 $\mathbf{w}^i$, 满足 $\frac{(\mathbf{w}^i - \mathbf{w}^{i-1})}{\mathbf{w}^{i-1}} \leq \varepsilon_3$ 继续步骤 7, 否则回到步骤 6。

步骤 7 设置阈值 ε_4 以及初始迭代次数 $q=1$ 。

步骤 8 设定 $q=q+1$, 通过 CVX 求解问题

P(6) 得到 Φ , 满足 $\frac{(\Phi^i - \Phi^{i-1})}{\Phi^{i-1}} \leq \varepsilon_4$ 继续步骤 9, 否则回到步骤 8。

步骤 9 利用式 (27) 与式 (28) 计算 θ^{opt}



与 $\mathbf{a}^{\text{opt}}$, 最后计算得到 Φ 。

步骤 10 设定 $t=t+1$, 计算优化后的 $\mathbf{j}^t = \mathbf{R}^t - D^{n-1} \mathbf{P}^t$, 若满足 $|\mathbf{j}^t - \mathbf{j}^{t-1}| \leq \varepsilon_2$, 输出经过迭代优化的 $\mathbf{w}, \Phi$, 否则回到步骤 4。

步骤 11 设定 $n=n+1$, 利用式 (5) 计算能量效率 η^n , 若满足 $|\mathbf{R}^n - \eta^{n-1} \mathbf{P}^n| \leq \varepsilon_1$ 结束迭代进程, 否则跳转至步骤 3。

步骤 12 输出经过迭代优化获得的最佳的 $\eta, \mathbf{w}, \Phi$ 。

提出的迭代优化算法首先使用交替优化算法将问题分解为数个子问题进行交替求解, 所以讨论优化算法可行性时, 应该确保每个子问题的算法都可以收敛到一个平稳点, 上文已经对此进行了证明。因此目标函数 $F(\mathbf{w}, \mathbf{a}, \theta, \chi, \beta)$ 在每一次的迭代中都在单调地增大, 可以表示为:

$$\begin{aligned} F(\mathbf{w}^{i+1}, \mathbf{a}^{i+1}, \theta^{i+1}, \chi^{i+1}, \beta^{i+1}) &\stackrel{(c)}{\geq} \\ F(\mathbf{w}^{i+1}, \mathbf{a}^i, \theta^i, \chi^{i+1}, \beta^{i+1}) &\stackrel{(b)}{\geq} \\ F(\mathbf{w}^i, \mathbf{a}^i, \theta^i, \chi^{i+1}, \beta^{i+1}) &\stackrel{(a)}{\geq} \\ F(\mathbf{w}^i, \mathbf{a}^i, \theta^i, \chi^i, \beta^i) \end{aligned} \quad (29)$$

其中, 步骤 (a) 表示固定其他变量优化辅助变量 χ, β , 步骤 (b) 表示固定其他变量优化预编码矩阵 $\mathbf{w}$, 步骤 (c) 表示固定其他变量优化相移矩阵 θ 以及放大因子向量 $\mathbf{a}$ 。由此可见, 所提迭代优化算法可以收敛到问题 P(2) 的局部最优解, 因此迭代优化算法可以求解出问题 P(1) 的局部最优解。

2.6 算法复杂度分析

所提迭代优化算法的复杂度主要在于求解 $\mathbf{w}, \Phi, \chi, \beta$ 4 个变量, 求解辅助变量 χ 的算法复杂度为 $O(KM)$, 求解辅助变量 β 的算法复杂度为 $O(K^2M + KN)$, 问题 P(4) 求解双功能基站预编码 $\mathbf{w}$ 算法复杂度为 $O((M^{4.5}K^{4.5})\text{lb}(1/\varepsilon))$, 问题 P(6) 中求解子连接 ARIS 的波束成形矩阵 Φ 的算法复

杂度为 $O(N^{4.5}\text{lb}(1/\varepsilon))$ 。其中 ε 表示预设精度, 因此整个算法的算法复杂度为 $O(I_1 I_2 (M^{4.5}K^{4.5} + N^{4.5})(\text{lb}(1/\varepsilon))^2)$ 。其中 I_1 表示外层求解最优能量效率所需的循环次数, I_2 表示内层求解最优 $\mathbf{w}, \Phi, \chi, \beta$ 4 个变量所需的循环次数。

3 性能仿真与分析

本节通过数值仿真来验证所提子连接 ARIS 辅助的毫米波 ISAC 系统的性能, 并通过与全连接 ARIS 的对比来体现本文方案的优势。仿真考虑 K 个通信用户随机生成在圆心为 (60 m, 0, 0), 半径为 1 m 的区域内。采用 Saleh-Valenzuela 毫米波信道模型对毫米波信道进行模拟, 采用正交幅度调制对毫米波信号进行调制, 采用相干检测进行信号检测。在参数感知方面, 采用基于压缩感知的信道感知技术获取信道状态信息。仿真参数设置见表 1。

表 1 仿真参数设置

参数	数值
BS 位置/m	(0, -20, 0)
探测目标方位角 ϕ	-60°
探测目标仰角 $\bar{\omega}$	-60°
BS 天线数 M	16
BS 最大可用功率 P_{BS}/dBm	40
ARIS 位置/m	(200, 20, 0)
ARIS 反射元件数 N	128
ARIS 最大可用功率 P_{A}/dBm	40
用户数 K	4
载波频率 f_c/GHz	30
噪声功率 σ_n/dBm	-110
ARIS 热噪声功率 σ_v/dBm	-110

算法收敛性如图 2 所示, 展示了本文所提出的优化算法的收敛性。可以看出, 总功率约束相同的情况下, 子连接 ARIS 所辅助的 ISAC 系统和全连接 ARIS 辅助的 ISAC 系统相比, 子连接 ARIS 辅助 ISAC 系统的能量效率提升了 21% 左右。另外从图 2 中可以看出, 当系统只为通信系

统服务时, 能量效率略高于 ISAC 系统, 这是由于在位置设定时 ISAC 系统中通信目标在设定范围内随机分布, 不会全部处于所设定的雷达探测角度内, 为了满足探测功率要求, 系统无法将所有能量用于通信, 故能量效率低于全连接 ARIS 辅助的通信系统。

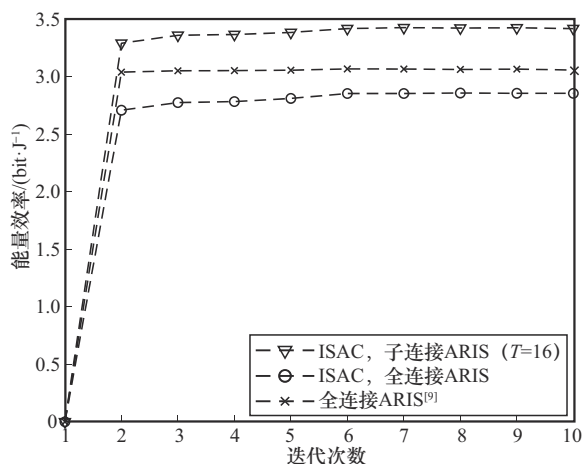


图2 算法收敛性

系统能量效率与用户距离的关系如图3所示, 系统能量效率与发射功率的关系如图4所示, 分别展示了子连接 ARIS 和全连接 ARIS 在不同距离不同发射功率的情况下 ISAC 系统的能量效率, 由图3和图4中的曲线可以看出, 子连接 ARIS 对系统能量效率改善作出了有效贡献, 所有系统能量效率都随着用户距离的增加而呈下降趋势, 随着发射功率的增加而呈上升趋势, 并且与全连接 ARIS 相比子连接 ARIS 的效果更好。

能量效率与探测功率的关系如图5所示, 展示了不同分组方式下, 系统能量效率与探测功率之间的关系。通过图5可以看出, 随着通信用户正常通信所需信干噪比的增加, 系统能量效率有一定的降低, 同时随着探测功率的增高, 系统能量效率在逐步下降, 同时当探测功率要求超过 14 dBm 时, 系统能量效率下降速度增高, 这是由于当探测功率要求较低时, 位于探测区域内的通信用户正常通信所需要的功率已经满足

了大部分的探测功率需求, 不需要额外的探测功率; 但是当探测功率要求较高时, 通信用户的所需功率已经不能满足探测要求, 需要额外的功率补充以达到探测功率需求, 从而导致系统能量效率快速下降。

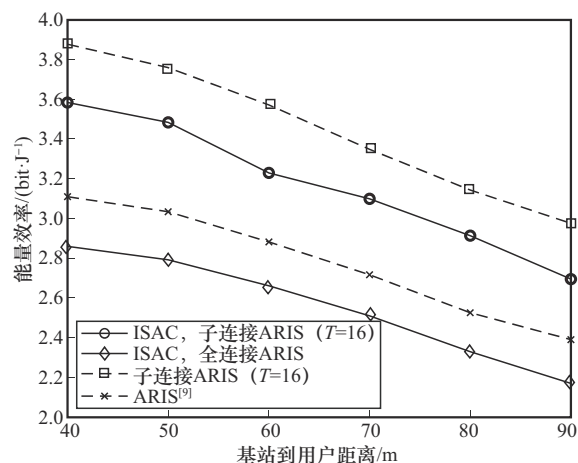


图3 系统能量效率与用户距离的关系

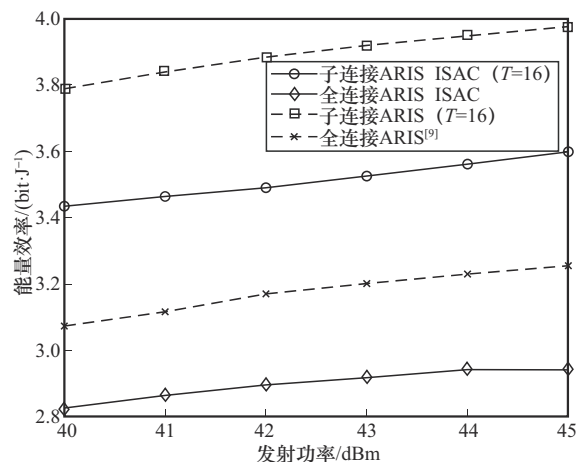


图4 系统能量效率与发射功率的关系

系统加权和速率与用户距离的关系如图6所示, 展示了不同分组方式下, 系统加权和速率与基站到用户距离之间的关系。通过图6可以看出, 随着距离的增加, 系统加权和速率在逐步下降, 同时可以看出子连接 ARIS 相较于全连接 ARIS 加权和速率有大约 8% 的降低, 这是由于多个 ARIS 块共用一个功率放大器, ARIS 的自由度有所降低, 这在一定程度上降低了 ARIS 的能力, 同时



引入文献[22]作为对比, 结果表明子连接 ARIS 的能力依旧强于无源 RIS。

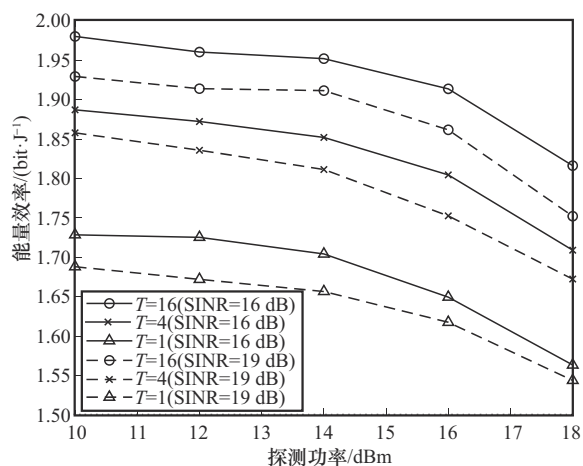


图5 能量效率与探测功率的关系

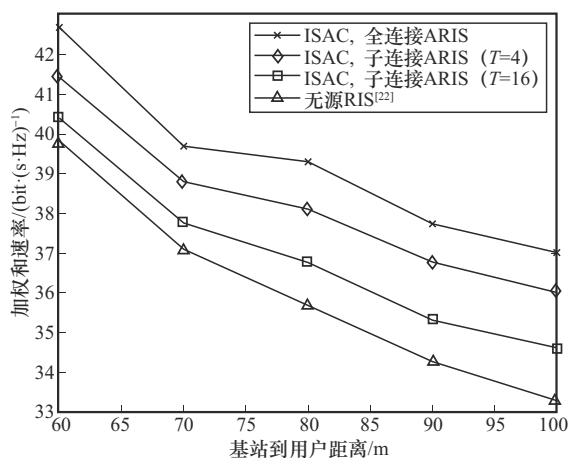


图6 系统加权和速率与用户距离的关系

4 结束语

本文考虑了子连接 ARIS 辅助的 ISAC 系统, 研究了其在保证探测性能与通信性能的同时提高系统能量效率的方法。为了提高通信以及探测性能, 采用毫米波进行信号传输, 毫米波信道使用 S-V 毫米波信道模型。在满足雷达探测性能以及通信用户通信要求的条件下, 通过分式规划理论、SCA 算法和交替优化算法, 对基站波束成形与子连接 ARIS 的相移矩阵和放大系数向量进行联合优化最大化系统能量效率。仿真结果表明, 本

文所提算法具有良好的收敛性, 在相同雷达探测性能约束下, 相较于普通全连接 ARIS 辅助的 ISAC, 子连接 ARIS 能够有效提升系统能量效率。最后, 仿真结果显示, 系统为了满足探测需求会导致通信性能下降, 因此雷达性能与通信性能的权衡有待进一步研究。

参考文献:

- [1] KAUSHIK A, SINGH R, LI M, et al. Integrated sensing and communications for IoT: synergies with key 6G technology enablers[J]. IEEE Internet of Things Magazine, 2024, 7(5): 136-143.
- [2] LIU F, CUI Y H, 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.
- [3] PIN TAN D K, HE J, LI Y C, et al. Integrated sensing and communication in 6G: motivations, use cases, requirements, challenges and future directions[C]//Proceedings of the 2021 1st IEEE International Online Symposium on Joint Communications & Sensing (JC&S). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [4] MISHRA K V, BHAVANI SHANKAR M R, 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] LIU R, LI M, LUO H H, et al. Integrated sensing and communication with reconfigurable intelligent surfaces: opportunities, applications, and future directions[J]. IEEE Wireless Communications, 2023, 30(1): 50-57.
- [6] LIU R, LI M, LIU Y, et al. Joint transmit waveform and passive beamforming design for RIS-aided DFRC systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2022, 16(5): 995-1010.
- [7] DU H Y, KANG J W, NIYATO D, et al. Reconfigurable intelligent surface-aided joint radar and covert communications: fundamentals, optimization, and challenges[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2022, 17(3): 54-64.
- [8] NAJAFI M, JAMALI V, SCHÖBER R, et al. Physics-based modeling and scalable optimization of large intelligent reflecting surfaces[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(4): 2673-2691.
- [9] ZHANG Z J, DAI L L, CHEN X B, et al. Active RIS vs. passive RIS: which will prevail in 6G?[J]. IEEE Transactions on

- Communications, 2023, 71(3): 1707-1725.
- [10] YIN L, JIN M, LI Y M, et al. Power minimization beamforming design for active RIS-assisted ISAC system[C]//Proceedings of the 2024 16th International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN). Piscataway: IEEE Press, 2024: 293-297.
- [11] ZHU Q, LI M, LIU R, et al. Joint transceiver beamforming and reflecting design for active RIS-aided ISAC systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(7): 9636-9640.
- [12] CHEN Z, YE J J, HUANG L. A two-stage beamforming design for active RIS aided dual functional radar and communication[C]//Proceedings of the 2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-6.
- [13] LIU K Z, ZHANG Z J, DAI L L, et al. Active reconfigurable intelligent surface: fully-connected or sub-connected? [J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(1): 167-171.
- [14] 孙钢灿, 王硕, 宁冰, 等. 子连接有源可重构智能表面辅助的宽带无蜂窝网络能效优化[J]. 通信学报, 2024, 45(2): 127-136.
- SUN G C, WANG S, NING B, et al. Energy efficiency optimization for sub-connected active reconfigurable intelligent surface-assisted wideband cell-free networks[J]. Journal on Communications, 2024, 45(2): 127-136.
- [15] LIU F, MASOUIROS C, LI A, et al. MU-MIMO communications with MIMO radar: from co-existence to joint transmission[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(4): 2755-2770.
- [16] HEATH R W, GONZÁLEZ-PRELCIC N, RANGAN S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(3): 436-453.
- [17] GAO X Y, DAI L L, HAN S F, et al. Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(4): 998-1009.
- [18] STOICA P, LI J, XIE Y. On probing signal design for MIMO radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(8): 4151-4161.
- [19] LYU W T, XIU Y, LI X Y, et al. Hybrid NOMA assisted integrated sensing and communication via RIS[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(5): 7368-7373.
- [20] SHEN K M, YU W. Fractional programming for communication systems: part I: power control and beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(10): 2616-2630.
- [21] 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.
- [22] PAN C H, REN H, WANG K Z, et al. Multicell MIMO communications relying on intelligent reflecting surfaces[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(8): 5218-5233.

[作者简介]



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



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



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



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



杨佳宁 (2001-), 女, 大连海事大学信息科学技术学院硕士生, 主要研究方向为智能超表面技术。