

# 面向能效最大化的自供电 RIS 辅助 SWIPT 物联网资源分配方法

孙巍<sup>1,2</sup>, 邓鑫茂<sup>1</sup>, 郭鹏星<sup>1</sup>, 宋清洋<sup>1</sup>, 郭磊<sup>1</sup>

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 重庆邮电大学大数据智能计算重点实验室, 重庆 400065)

**摘要:** 为突破传统依赖外部供电智能超表面 (RIS) 辅助的物联网系统存在的能耗高、可持续性差的问题, 研究并设计了一种自供电 RIS 辅助的无线携能通信物联网系统。首先, 提出一种动态混合工作模式的 RIS 架构, 使每个单元能够在能量收集与信号反射模式间灵活切换, 实现 RIS 自供电。其次, 构建了一个以最大化系统能量效率为目标的多维资源协同优化问题, 在满足基站发射功率、物联网设备最低能量收集需求、服务质量及 RIS 能量因果关系等多重约束下, 联合优化发射波束成形、功率分割因子以及 RIS 单元的工作模式与相移。最后, 针对该高度耦合的非凸混合整数问题, 提出了一种融合分式规划、惩罚函数法、逐次凸逼近和半正定松弛的高效迭代算法, 以获得高质量次优解。仿真结果表明, 在多种系统参数设置下, 所提方案相较于基准方案均能实现显著的能量效率提升, 其中在典型场景下相较最优基线方案的平均能效增益约为 5.7%。

**关键词:** 智能超表面; 无线携能通信; 物联网系统; 能效优化; 资源分配

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2025200

## Resource allocation method for energy efficiency maximization in SWIPT IoT systems assisted by self-sustainable RIS

SUN Wei<sup>1,2</sup>, DENG Xinmao<sup>1</sup>, GUO Pengxing<sup>1</sup>, SONG Qingyang<sup>1</sup>, GUO Lei<sup>1</sup>

1. School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

2. Key Laboratory of Big Data Intelligent Computing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

**Abstract:** To address the challenges of high energy consumption and poor sustainability in reconfigurable intelligent surfaces (RIS)-assisted Internet of things (IoT) systems relying on external power supply, a self-sustainable RIS-assisted simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) IoT system was investigated and designed. Firstly, a dynamic hybrid-mode RIS architecture was proposed, in which each RIS element could flexibly switch between energy harvesting and signal reflection modes to achieve self-sustainability. A joint multi-resource optimization problem was then formulated with the objective of maximizing the system's energy efficiency, subject to multiple constraints, including the transmit power at the base station, the minimum energy harvesting requirements and quality-of-service of IoT devices, and the energy causality of RIS. The transmit beamforming, power splitting factors of IoT devices, and the operating modes and phase shifts of RIS elements were jointly optimized. Finally, to tackle the highly coupled non-convex mixed-integer optimization, an efficient iterative algorithm was developed by integrating fractional programming, penalty function methods, successive convex approximation, and semidefinite relaxation, which can achieve high-quality suboptimal solutions. Simulation results show that the proposed scheme consistently yields significant improvements in energy efficiency over baselines under various system settings, with an average gain of 5.7% in typical scenarios.

**Keywords:** RIS, SWIPT, IoT system, energy efficiency optimization, resource allocation

收稿日期: 2025-07-22; 修回日期: 2025-11-04

通信作者: 郭鹏星, guopx@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62501099); 中国博士后科学基金资助项目 (No.2024MD764070); 重庆市自然科学基金资助项目 (No.CSTB2024NSCQ-MSX1092)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.62501099), China Postdoctoral Science Foundation Funded Project (No.2024MD764070), The Natural Science Foundation of Chongqing (No.CSTB2024NSCQ-MSX1092)

## 0 引言

物联网 (IoT, Internet of things) 的空前发展正在深刻变革人类社会与物理环境的交互方式, 其通过将亿万级设备互联, 为智慧城市、智能家居等一系列前沿应用提供了基础支撑<sup>[1]</sup>。然而, 为海量的物联网设备 (IoTD, IoT device), 尤其是在偏远或危险环境中部署的设备, 提供持续可靠的能源供给, 已构成一项严峻的技术挑战<sup>[2]</sup>。针对此, 无线携能通信 (SWIPT, simultaneous wireless information and power transfer) 技术被提出, 该技术使设备能从同一射频信号中同时进行信息解码 (ID) 和能量收集 (EH) <sup>[2-3]</sup>。尽管 SWIPT 为构建可持续的物联网系统描绘了美好的前景<sup>[4]</sup>, 但其性能却受到无线信道衰落根本性制约, 特别是远距离传输中的高路径损耗导致终端接收功率显著降低, 从而严重限制了其在实际场景中的应用效能。

为克服 SWIPT 技术在性能上的局限, 智能超表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 逐步被视为一项极具潜力的关键支撑技术<sup>[5-8]</sup>。RIS 通常由大量低功耗、可独立调控相位的无源反射单元构成, 能灵活地重塑无线传播环境。通过对 RIS 的精确调控, 可以有效抵消信道衰落带来的不利影响, 增强信息传输与能量收集效率。将 RIS 引入 SWIPT 系统中, 为打破传统系统的性能瓶颈提供了可行的新思路, 已成为学术界的研究热点<sup>[9-17]</sup>。目前, 已有大量相关工作从不同角度探讨了 RIS 辅助 SWIPT 的可行性及潜在性能增益。例如, 文献[9]针对多用户毫米波 RIS 辅助的 SWIPT 系统, 设计了离散相位下的混合波束成形方案, 以提升系统总速率。考虑到实际系统中信道状态信息往往存在估计误差, 文献[10]提出了一种适用于 RIS 辅助的 SWIPT 与无线供电通信网络融合系统的鲁棒资源分配策略, 通过联合优化基站波束成形向量、RIS 相位、功率分割因子、时间分配及用户侧发射功率, 最小化系统能耗。在通信安全方面, 文献[11]针对 RIS 辅助 SWIPT 系统中存在的硬件损耗和窃听威胁, 提出了一种最大化系统平均保密速率的优化策略。在系统能效方面, 文献[12]针对多用户 RIS 辅助的 SWIPT 系统, 提出了一种联合主动波束成形与被动反射设计的能效最大化方法, 验证了在多用户场景下能效性能的提升。文献[13]则提出了一种基于功率分割的 SWIPT 与 RIS 相位协作框架, 通过接入

点波束成形与 RIS 相移联合优化, 实现跨网络的相位协作, 并设计了低复杂度迭代算法以获得近最优能效性能。此外, RIS 在更多新兴场景中也具有很高的应用潜力, 如空地通信<sup>[14-15]</sup>、反向散射通信<sup>[16]</sup>和车联网<sup>[17]</sup>等。

尽管 RIS 辅助的 SWIPT 系统展现出广阔的应用前景, 但其一个关键的现实问题尚未得到充分重视: RIS 本身也需要消耗能量以维持其正常工作。前述研究<sup>[9-17]</sup>大多将 RIS 理想化为纯无源设备, 忽略了其实际工作中不可避免的能耗特性。实际上, 每个 RIS 单元的功耗与其幅度和相位调控的分辨率直接相关 (例如, 每单元功耗约为  $1.5 \text{ mW}$ <sup>[18]</sup>), 这使得整个表面通常需要外部电源供电<sup>[19]</sup>。传统的电网或电池供电方案存在显著局限: 首先, 电网供电不仅增加了部署成本, 也限制了 RIS 的部署灵活性, 使其难以应用于无电源基础设施的场景; 其次, 电池供电容量有限, 会制约系统的长期运行和可持续性; 最后, 在某些恶劣或难以接近的环境中, 更换电池的成本极高甚至不具备可行性。为克服这些障碍, “自供电 RIS” 这一创新概念被提出, 其核心思想是赋予 RIS 单元能量收集能力, 从而实现能量自给自足并为物联网提供不间断的服务。文献[20-21]探讨了自供电 RIS 架构的可行性。在此基础上, 文献[22]研究了自供电 RIS 辅助的设备到设备 (D2D, device-to-device) 通信网络, 通过联合优化能量收集时间、发射预编码和 RIS 相移, 以最大化系统能效, 但未涉及终端设备处的可持续性。文献[23]聚焦于自供电 RIS 对无线能量传输系统的能量传输效率优化能力, 未兼顾通信需求。文献[24]则研究自供电 RIS 对无线供电通信网络的总速率最大化问题。文献[25]在满足接收端信噪比和能量收集双重约束下, 研究了自供电 RIS 辅助系统的发射功率最小化问题。学者近期开始探索自供电 RIS 对 SWIPT 系统的影响, 如文献[26]研究了基于差分混沌移频键控的自供电 RIS 辅助非相干 SWIPT 波形设计。文献[27]聚焦在自供电 RIS 辅助 SWIPT 系统中的发射功率最小化问题。然而, 尽管将自供电 RIS 引入携能物联网展现出巨大潜力, 但仍有 2 个关键问题尚未解决: 与传统的无源 RIS 方案相比, 自供电 RIS 究竟能否提升系统的整体能效? 在确保 RIS 自身能量自洽的前提下, 应如何设计高效的资源分配策略, 保障对物联网设备的供能并提升系统

的通信能力?

为解决上述问题, 本文研究了一个由自供电 RIS 辅助的、采用功率分割 (PS, power splitting) 协议的携能物联网系统。在该系统中, RIS 与 IoTD 均配置了能量收集功能。特别地, RIS 采用一种模式选择 (MS, mode switching) 协议, 使其反射单元能够在能量收集和信号反射 2 种模式间动态切换, 以实现能量自洽。本文旨在通过联合优化基站的发射波束成形、各 IoTD 的 PS 因子、RIS 的反射系数矩阵与工作模式, 在满足 IoTD 的服务质量需求及 RIS 能量自持等约束下, 最大化系统的整体能量效率。本文的主要贡献如下。

1) 提出了一种自供电 RIS 辅助的无线携能通信物联网系统。其中, RIS 单元能够在能量收集与信号反射 2 种模式间自适应切换, 实现能量自给并为 IoTD 提供连续的供能与通信服务。该框架将 IoTD 端的 PS 协议与 RIS 端的 MS 协议有机结合, 并在两端均采用非线性能量收集模型, 以更准确地刻画电路的饱和效应, 从而区别于现有大多数采用理想线性模型的研究。

2) 构建并求解了系统能效最大化的资源分配问题。该问题是一个高度非凸的、多变量严重耦合的混合整数优化问题, 其约束条件涵盖了基站的发射功率限制、各 IoTD 异构的服务质量需求、RIS 单元的能量因果关系以及反射系数的物理特性。针对问题的复杂性, 提出了一种高效的交替优化迭代算法。该算法首先通过变量替换和等价变换等数学技巧对耦合变量进行解耦, 然后有效融合了惩罚函数法、分式规划理论、连续凸近似 (SCA, successive con-

vex approximation) 及半定松弛 (SDR, semidefinite relaxation) 技术, 以获得高质量次优解。

3) 仿真结果验证了所提方案的有效性。在不同系统参数配置下, 相较于多种现有的基准方案, 所提方案在系统能量效率方面均表现出显著的性能优势, 其中在典型场景下相较最优基线方案的平均能效增益约为 5.7%。

## 1 自供电智能超表面辅助的无线携能通信物联网

### 1.1 系统模型

本文研究了一个自供电 RIS 辅助的无线携能通信物联网系统, 如图 1 所示。该系统由一个配备  $M$  根天线的基站 (BS, base station)、 $K$  个单天线 IoTD 以及一个包含  $N$  个单元的 RIS 组成。在该系统中, IoTD 的集合记为  $\mathcal{K} = \{1, \dots, K\}$ , RIS 单元的集合记为  $\mathcal{N} = \{1, \dots, N\}$ 。RIS 作为 BS 与 IoTD 之间的辅助设备, 能够为所有 IoTD 提供 SWIPT 服务, 以同时满足其能量供应和可靠通信的需求。每个 IoTD 均配备功率分割接收机, 可将接收信号按特定比例划分为 2 个部分, 一部分  $\rho_k$  用于信息传输, 另一部分  $1 - \rho_k$  用于能量收集。值得注意的是, 随着 RIS 单元数量  $N$  的增加, 其功耗亦相应增大, 因此 RIS 自身的功耗对系统性能的影响不可忽略。为解决此问题, 本文采用了一种新型的自供电 RIS 结构。如图 2 所示, 该 RIS 上的每个单元配备了 2 个功能电路, 分别用于信号反射和能量收集。当单元选择在反射模式下工作时, 它将把入射信号全部反射至目标 IoTD; 而当单元选择在能量收集模式下工作时,

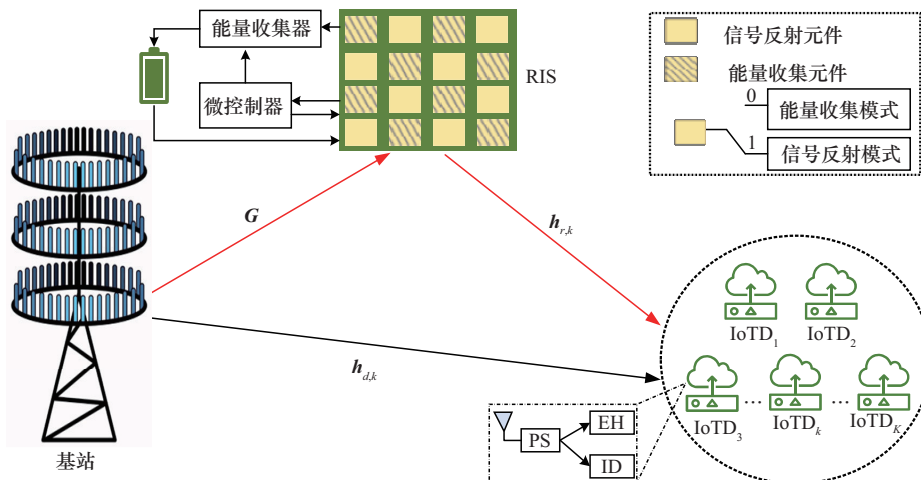


图 1 自供电 RIS 辅助的无线携能通信物联网系统

则收集入射信号所携带的能量，用以维持 RIS 自身的运行。需要注意的是，每个单元在同一时刻仅能工作在一种模式下（反射模式或能量收集模式）。该种协议被称为 MS 协议，所考虑的基于 MS 协议 RIS 通过 PIN 二极管实现模式切换，其典型切换时延约为 800 ns<sup>[28]</sup>，远小于一个符号持续时间（如长期演进（LTE）系统中的 70 μs<sup>[29]</sup>），因此可忽略不计。为了便于表述，引入二进制变量  $\alpha_n$  来定义 RIS 第  $n$  个单元的模式选择。

$$\alpha_n = \begin{cases} 1, & \text{第 } n \text{ 个 RIS 元件处于信号反射模式} \\ 0, & \text{第 } n \text{ 个 RIS 元件处于能量收集模式} \end{cases} \quad (1)$$

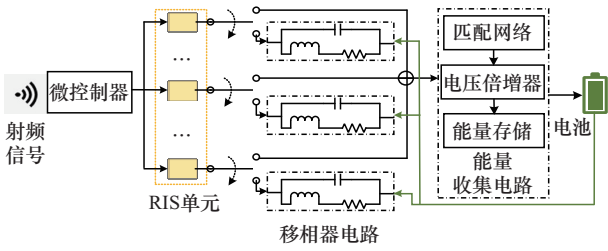


图2 自供电RIS的工作原理

假设 RIS 的反射矩阵定义为  $\Theta = \mathbf{A}\Phi$ ，其中  $\Phi = \text{diag}(e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_n}, \dots, e^{j\theta_N}) \in \mathbb{C}^{N \times N}$  为反射系数对角矩阵， $\mathbf{A} = \text{diag}(\alpha_1, \dots, \alpha_n, \dots, \alpha_N) \in \mathbb{B}^{N \times N}$  为 RIS 的模式选择矩阵， $\theta_n \in [0, 2\pi)$ 。本文假设所有 RIS 单元的反射幅度均为 1，且仅考虑反射相位的影响。此外，假设所有信道经历频率平坦的准静态衰落，并且 BS 处已知所有信道的信道状态信息。从 BS 到第  $k$  个 IoTD、从 BS 到 RIS 以及从 RIS 到第  $k$  个 IoTD 的等效信道分别表示为  $\mathbf{h}_{d,k} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ， $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$  以及  $\mathbf{h}_{r,k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。

从 BS 发射的基带信号可以表示为  $\mathbf{x} = \sum_{k \in \mathcal{K}} \mathbf{w}_k s_k$ ，其中  $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  和  $s_k \sim \mathcal{CN}(0, 1)$  分别为从 BS 到第  $k$  个 IoTD 的主动波束成形向量和待传输的数据符号。BS 处的最大发射功率为  $P_{\max}$ ，即满足  $\mathbb{E}\{\|\mathbf{x}\|^2\} = \sum_{k \in \mathcal{K}} \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_{\max}$ 。

## 1.2 能量收集与信号传输模型

### 1.2.1 信息传输模型

第  $k$  个 IoTD 接收到的信号可表示为

$$y_k = (\mathbf{h}_{d,k}^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Theta \mathbf{G}) \mathbf{x} + n_k, \forall k \in \mathcal{K} \quad (2)$$

其中， $n_k \sim (0, \sigma_k^2)$  表示第  $k$  个 IoTD 处的加性白高斯噪声（AWGN, additive white Gaussian noise）。

如前所述，第  $k$  个 IoTD 采用 PS 接收机架构，将接收信号功率的  $\rho_k \in (0, 1)$  部分用于信息解码，剩余  $1 - \rho_k$  部分用于能量收集。因此，第  $k$  个 IoTD 处用于信息解码信号可表示为

$$y_k^{\text{ID}} = \sqrt{\rho_k} (\mathbf{h}_k^H \mathbf{x} + n_k) + z_k, \forall k \in \mathcal{K} \quad (3)$$

其中， $\mathbf{h}_k^H = \mathbf{h}_{d,k}^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Theta \mathbf{G}$  为第  $k$  个 IoTD 与 BS 之间的等效组合信道， $z_k \sim \mathcal{CN}(0, \delta_k^2)$  表示第  $k$  个 IoTD 信息解码电路引入的额外加性噪声。

基于式(3)，第  $k$  个 IoTD 的信干噪比（SINR, signal to interference and noise ratio）及相应的数据速率可以分别由式(4)和式(5)计算。

$$\text{SINR}_k = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \neq k, l \in \mathcal{K}} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho_k}}, \forall k \in \mathcal{K} \quad (4)$$

$$R_k = \text{lb}(1 + \text{SINR}_k), \forall k \in \mathcal{K} \quad (5)$$

### 1.2.2 能量收集模型

对于第  $k$  个 IoTD，用于能量收集的信号可表示为

$$y_k^{\text{EH}} = \sqrt{1 - \rho_k} (\mathbf{h}_k^H \mathbf{x} + n_k), \forall k \in \mathcal{K} \quad (6)$$

相应地，第  $k$  个 IoTD 处接收到的可用于能量收集的射频功率可表示为

$$P_k^{\text{EH}} = (1 - \rho_k) \sum_{i=1}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2, \forall k \in \mathcal{K} \quad (7)$$

自供电 RIS 上接收到的信号可表示为

$$\mathbf{y}_r^{\text{EH}} = \mathbf{A}_{\text{EH}} (\mathbf{G} (\sum_{k \in \mathcal{K}} \mathbf{w}_k s_k) + \mathbf{n}_r) \quad (8)$$

其中， $\mathbf{A}_{\text{EH}} = \mathbf{I}_N - \mathbf{A}$  表示选择工作在能量收集模式的 RIS 单元的二进制选择矩阵， $\mathbf{I}_N$  表示单位矩阵， $\mathbf{n}_r \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_r^2 \mathbf{I}_N)$  表示 RIS 处产生的热噪声。基于式(8)，RIS 处接收到的射频功率可表示为

$$P_r^{\text{EH}} = \mathbb{E}(\|\mathbf{A}_{\text{EH}} (\mathbf{G} \sum_{k \in \mathcal{K}} \mathbf{w}_k s_k + \mathbf{n}_r)\|^2) \quad (9)$$

考虑实际能量收集电路的非线性饱和特性，拟采用基于 Logistic 函数的非线性能量收集模型<sup>[30-31]</sup>。因此，第  $k$  个 IoTD 和 RIS 实际收集到的直流功率  $P_k^{\text{NL}}$  和  $P_r^{\text{NL}}$  分别表示为

$$P_k^{\text{NL}} = \frac{X_k}{1 + \exp(-a_k(P_k^{\text{EH}} - b_k))} - Y_k$$

$$P_r^{\text{NL}} = \frac{X_r}{1 + \exp(-a_r(P_r^{\text{EH}} - b_r))} - Y_r \quad (10)$$

其中, 有

$$X_k = \frac{M_k(1 + \exp(a_k b_k))}{\exp(a_k b_k)}, Y_k = \frac{M_k}{\exp(a_k b_k)}$$

$$X_r = \frac{M_r(1 + \exp(a_r b_r))}{\exp(a_r b_r)}, Y_r = \frac{M_r}{\exp(a_r b_r)}$$

其中, 下标  $k$  和  $r$  分别对应第  $k$  个 IoTD 和 RIS,  $M_k$  和  $M_r$  分别表示第  $k$  个 IoTD 和 RIS 的能量收集电路在饱和状态下所能转换输出的最大直流功率,  $a_k$ 、 $a_r$ 、 $b_k$  和  $b_r$  为刻画电路非线性特性的正实数, 其具体值取决于相应能量收集器的物理硬件特性<sup>[30-31]</sup>。

### 1.2.3 功率消耗模型

系统的总能耗包括静态功耗、动态功耗及发射功耗, 同时需考虑通过能量收集所抵消的部分功率, 具体表示为

$$P_s = P_c + \sum_{n \in \mathcal{N}} \alpha_n P_{D,r} + \frac{1}{\eta} \sum_{k \in \mathcal{K}} \|\mathbf{w}_k\|^2 - \left( \sum_{k \in \mathcal{K}} P_k^{\text{NL}} + P_r^{\text{NL}} \right) \quad (11)$$

其中, 有

$$P_c = \sum_{k \in \mathcal{K}} p_{c,k} + P_{c,BS} + P_{c,RIS}$$

其中,  $p_{c,k}$ 、 $P_{c,BS}$ 、 $P_{c,RIS}$  分别表示第  $k$  个 IoTD、BS 和 RIS 的静态电路功耗,  $P_{D,r}$  表示单个 RIS 单元在反射模式下的动态功耗,  $\eta \in (0,1]$  表示 BS 的功率放大系数。

### 1.3 能效最大化问题的构建

本文联合优化主动波束成形向量  $\{\mathbf{w}_k\}$ 、被动 RIS 反射系数  $\{\theta_n\}$ 、功率分割比例  $\{\rho_k\}$  及 RIS 单元模式选择  $\{\alpha_n\}$ , 在满足系统资源约束的前提下, 最大化物联网系统能量效率。具体优化问题可表示为

$$\mathcal{P}_1: \quad \max_{\alpha_n, \mathbf{w}_k, \theta_n, \rho_k} \frac{\sum_{k \in \mathcal{K}} R_k}{P_s}$$

$$\text{s.t.} \quad \text{C1: } \sum_{k \in \mathcal{K}} \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_{\max}$$

$$\text{C2: } \text{SINR}_k \geq \text{SINR}_{k,\text{req}}, \forall k \in \mathcal{K}$$

$$\text{C3: } P_k^{\text{NL}} \geq P_{k,\text{req}}, \forall k \in \mathcal{K}$$

$$\text{C4: } P_r^{\text{NL}} \geq P_{c,RIS} + \sum_{n \in \mathcal{N}} \alpha_n P_{D,r}$$

$$\text{C5: } 0 < \rho_k < 1, \forall k \in \mathcal{K}$$

$$\text{C6: } 0 \leq \theta_n < 2\pi, \forall n \in \mathcal{N}$$

$$\text{C7: } \alpha_n \in \{0,1\}, \forall n \in \mathcal{N} \quad (12)$$

其中,  $P_{\max}$  表示基站的最大发射功率,  $\text{SINR}_{k,\text{req}}$  和  $P_{k,\text{req}}$  分别为第  $k$  个 IoTD 所需最低信干噪比阈值和

最低功率收集需求。约束条件 C1 用于确保基站发射的总功率不超过其硬件所允许的最大值; 约束条件 C2 保证每个 IoTD 的通信服务质量; 约束条件 C3 与 C4 分别要求 IoTD 与 RIS 收集到的功率不小于其运行所需的功耗; 约束条件 C5 为功率分割因子约束; 约束条件 C6 约束了 RIS 的相移; 约束条件 C7 限定了 RIS 中各单元的工作模式。

由于  $\mathcal{P}_1$  问题中目标函数和约束条件均为非凸形式, 使得  $\mathcal{P}_1$  问题难以直接求解。为此, 下文将提出一种基于惩罚函数的迭代算法, 以有效求解该非凸优化问题。

## 2 算法设计

为了有效求解上述问题, 本文首先引入一系列松弛变量对原始优化问题进行重构。随后, 采用分式规划方法将优化目标转换成易于处理的形式, 并利用大-M (Big-M) 重构法对优化变量进行解耦。最后, 提出一种集成惩罚函数、逐次凸近似与半正定松弛等迭代优化算法进行求解。

### 2.1 问题转换

为了消除模式选择矩阵  $\mathbf{A}$  与被动波束成形  $\Phi$  的耦合, 定义  $\mathbf{q} = [\alpha_1 e^{j\theta_1}, \dots, \alpha_N e^{j\theta_N}]^T$ ,  $\bar{\mathbf{q}} = [\mathbf{q}^T, 1]$ 。则第  $k$  个 IoTD 处接收的信号功率为

$$\left| (\mathbf{h}_{d,k}^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{G}) \mathbf{w}_k \right|^2 = \left| (\mathbf{h}_{d,k}^H + \mathbf{q}^T \mathbf{H}_k) \mathbf{w}_k \right|^2 = \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) \quad (13)$$

其中,  $\mathbf{H}_k = \text{diag}(\mathbf{h}_{r,k}^H) \mathbf{G}$ ,  $\mathbf{F}_k = [\mathbf{H}_k^H \mathbf{h}_{d,k}]$ ,  $\mathbf{W}_k = \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H$ ,  $\mathbf{W} \succeq 0$ ,  $\text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1$ ,  $\bar{\mathbf{Q}} = \bar{\mathbf{q}} \bar{\mathbf{q}}^H$ ,  $\bar{\mathbf{Q}} \succeq 0$ ,  $\text{rank}(\bar{\mathbf{Q}}) = 1$ 。由此, 第  $k$  个 IoTD 的数据传输速率可以转换为

$$R_k = \text{lb} \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}})}{\sum_{i \neq k} \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho_k}} \right) \quad (14)$$

同理, 第  $k$  个 IoTD 和 RIS 收集到的功率可以分别表示为。

$$P_k^{\text{EH}} = (1 - \rho_k) \sum_{j \in \mathcal{K}} \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}})$$

$$P_r^{\text{EH}} = \sum_{n \in \mathcal{N}} \text{Tr}(\mathbf{T}_n \mathbf{G} (\sum_{k \in \mathcal{K}} \mathbf{W}_k) \mathbf{G}^H \mathbf{T}_n^H) m_n + \sigma_r^2 \sum_{n \in \mathcal{N}} m_n \quad (15)$$

其中,  $m_n \in \{0,1\}$ ,  $m_n = 1$  表示第  $n$  个 RIS 单元执行能量收集模式, 反之  $m_n = 0$ 。为了方便计算和表

示, 定义第  $n$  个 RIS 单元的能量收集系数为  $\mathbf{T}_n = \text{diag}(\mathbf{t}_n) \in \mathbb{B}^{N \times N}$ , 其中  $\mathbf{t}_n \in \mathbb{B}^{N \times 1}$  表示仅在第  $n$  个单元处为 1, 其余都为 0 的向量, 即

$$\mathbf{t}_n = [\underbrace{0 \cdots 0}_{1 \cdots n-1} \underbrace{1}_{n} \underbrace{0 \cdots 0}_{n+1 \cdots N}]^T \quad (16)$$

由此, 目标函数中分母  $P_s$  可以转换为

$$P_s = P_c + (N - \sum_{n=1}^N m_n) P_{D,r} + \sum_{k \in \mathcal{K}} \frac{\text{Tr}(\mathbf{W}_k)}{\eta} - \sum_{k \in \mathcal{K}} P_k^{\text{NL}} - \sum_r P_r^{\text{NL}} \quad (17)$$

通过松弛  $\text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1$  后,  $\mathcal{P}_1$  可以转化为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_2: \quad & \max_{\mathbf{w}, \bar{\mathbf{Q}}, \rho_k} \frac{\sum_{k \in \mathcal{K}} R_k(\mathbf{W}_k, \bar{\mathbf{Q}})}{P_s(\mathbf{W}_k, \bar{\mathbf{Q}}, m_n)} \\ \text{s.t.} \quad & \overline{\text{C1}}: \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) \leq P_{\max} \\ & \text{C2}: \text{SINR}_k \geq \text{SINR}_{k,\text{req}}, \forall k \in \mathcal{K} \\ & \text{C3}: P_k^{\text{NL}} \geq P_{k,\text{req}}, \forall k \in \mathcal{K} \\ & \overline{\text{C4}}: (N - \sum_{n=1}^N m_n) P_{D,r} + P_{c,\text{RIS}} \leq P_r^{\text{NL}} \\ & \text{C5}: 0 < \rho_k < 1, \forall k \in \mathcal{K} \\ & \text{C6}: 0 \leq \theta_n < 2\pi, \forall n \in \mathcal{N} \\ & \overline{\text{C7}}: m_n \in \{0, 1\}, \forall n \in \mathcal{N} \end{aligned} \quad (18)$$

鉴于变量  $m_n$  为离散的 0~1 变量, 问题  $\mathcal{P}_2$  仍然难以直接求解。为此, 可对变量  $m_n$  进行如下变换, 此时  $\overline{\text{C7}}$  与式(19)等价。

$$\overline{\text{C7a}}: m_n - (m_n)^2 = 0, 0 \leq m_n \leq 1, \forall n \quad (19)$$

## 2.2 分式目标函数结构转化及优化变量解耦

本节主要针对问题  $\mathcal{P}_2$  中非凸的分式目标函数和耦合的优化变量进行转化。针对非凸的分式目标函数, 本节引入二次变换方法来处理  $\mathcal{P}_2$  中的非凸分式目标。具体而言, 首先通过二次变换将原始问题转化为一个等价形式, 以简化目标函数结构。

考虑到用户间存在相互干扰, 导致目标函数中的分子项并不具备凹性, 从而加大了问题的求解难度。为应对这一挑战, 本节引入辅助变量  $\gamma_k$ , 用以替代目标函数中的  $\text{SINR}_k$ 。通过该变量的引入, 便可对目标函数进行进一步结构化处理, 其与  $\text{SINR}_k$  之间的关系可表示为

$$\text{C8}: \frac{\text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}})}{\sum_{i \neq k} \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho_k}} \geq \gamma_k \quad (20)$$

为了进一步处理上述分式约束 C8, 引入辅助变量  $\beta_k$ , 将该约束重构为不等式(21)和式(22)约束。

$$\text{C8a}: \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) \geq \gamma_k \beta_k \quad (21)$$

$$\text{C8b}: \sum_{i \neq k} \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho_k} \leq \beta_k \quad (22)$$

此时, 式(21)中  $\gamma_k$  和  $\beta_k$  存在变量耦合关系, 因此 C8a 可等价地转化为

$$\begin{aligned} \overline{\text{C8a}}: \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) &\geq \frac{1}{4} [(\beta_k + \gamma_k)^2 - (\beta_k - \gamma_k)^2] \\ \Rightarrow -\text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) &+ \frac{1}{4} [(\beta_k + \gamma_k)^2 - (\beta_k - \gamma_k)^2] \leq 0 \end{aligned} \quad (23)$$

由  $\overline{\text{C8a}}$  可进一步观察到, 变量  $\mathbf{W}_k$  和  $\bar{\mathbf{Q}}$  之间依然存在耦合关系。为解除该耦合关系, 将在下一步中借助引理 1 对  $\overline{\text{C8a}}$  中的  $\text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}})$  项进行变换处理。

**引理 1** 对于任意 2 个相同维度的厄米特矩阵  $\mathbf{X}$  和  $\mathbf{Y}$ , 可得到

$$\begin{aligned} -\text{Tr}(\mathbf{X}\mathbf{Y}) &= \frac{1}{2} (\|\mathbf{X} - \mathbf{Y}\|_F^2 - \|\mathbf{X}\|_F^2 - \|\mathbf{Y}\|_F^2) \\ \text{Tr}(\mathbf{X}\mathbf{Y}) &= \frac{1}{2} (\|\mathbf{X} + \mathbf{Y}\|_F^2 - \|\mathbf{X}\|_F^2 - \|\mathbf{Y}\|_F^2) \end{aligned} \quad (24)$$

**证明** 参考附录 1。

根据引理 1 的结论, 可以得到等价表示为

$$\begin{aligned} -\text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) &= \\ \frac{1}{2} \left( \|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{F}_k - \bar{\mathbf{Q}}\|_F^2 - \|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{F}_k\|_F^2 - \|\bar{\mathbf{Q}}\|_F^2 \right) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) &= \\ \frac{1}{2} \left( \|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{F}_k + \bar{\mathbf{Q}}\|_F^2 - \|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{F}_k\|_F^2 - \|\bar{\mathbf{Q}}\|_F^2 \right) \end{aligned} \quad (26)$$

将式(25)和式(26)分别代入约束  $\overline{\text{C8a}}$  和 C8b 中, 用于解耦变量间的耦合。

此外, 考虑到变量  $\rho_k, \mathbf{W}_k, m, \bar{\mathbf{Q}}$  之间存在的耦合关系, 导致目标函数中的分母并非凸函数。为有效解决此非凸性问题, 将引入新的辅助变量  $l_k, l_r$ 。具体地, 用变量  $l_k$  和  $l_r$  分别代替目标函数分母中的  $P_k^{\text{NL}}$  和  $P_r^{\text{NL}}$ , 从而得到约束条件

$$P_k^{\text{NL}} \geq l_k, \forall k \in \mathcal{K} \quad (27)$$

$$P_r^{\text{NL}} \geq l_r \quad (28)$$

接下来, 将第  $k$  个 IoTD 处采用的非线性能量收集模型代入式(27)所示的约束中, 可以得到

$$b_k - \frac{\ln\left(\frac{X_k}{l_k + Y_k} - 1\right)}{a_k} \leq (1 - \rho_k) \sum_{j \in \mathcal{K}} \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) \quad (29)$$

通过引入中间变量  $q_k^{\text{Rx}}$ , 式(29)可以转换为

$$\text{C9a: } b_k - \frac{\ln q_k^{\text{Rx}}}{a_k} \leq (1 - \rho_k) \sum_{j \in \mathcal{K}} \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) \quad (30)$$

$$\text{C9b: } \frac{X_k}{1 + q_k^{\text{Rx}}} - Y_k \geq l_k, \forall k \in \mathcal{K} \quad (31)$$

观察约束 C9a 可以发现, 其形式仍然难以直接进行优化处理。为此, 引入中间变量  $\partial_k$ , 将约束 C9a 进一步分解为 2 组更易于处理的约束

$$\overline{\text{C9a}}: \sum_{j \in \mathcal{K}} \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{F}_k \bar{\mathbf{Q}}) \geq \partial_k \quad (32)$$

$$\widetilde{\text{C9a}}: \left( b_k - \frac{\ln q_k^{\text{Rx}}}{a_k} \right) \leq \partial_k (1 - \rho_k) \quad (33)$$

同理, 通过引入中间变量  $q_r^{\text{Rx}}$ , RIS 处的非线性能量收集模型可重构为

$$\text{C10a: } b_r - \frac{\ln q_r^{\text{Rx}}}{a_r} \leq \sigma_r^2 \sum_{n \in \mathcal{N}} m_n +$$

$$\sum_{n \in \mathcal{N}} \text{Tr} \left( \sum_{k \in \mathcal{K}} \mathbf{T}_n \mathbf{G} \mathbf{W}_k \mathbf{G}^H \mathbf{T}_n^H \right) m_n$$

$$\text{C10b: } \frac{X_r}{1 + q_r^{\text{Rx}}} - Y_r \geq l_r \quad (34)$$

为了解耦约束 C10a 中变量  $\mathbf{W}_k$  和  $m_n$ , 引入辅助变量  $D_n^A$ , 并运用 Big-M 方法将原始的约束 C10a 约束转换为一组等价的线性约束

$$\widetilde{\text{C10a}}: b_r - \frac{\ln q_r^{\text{Rx}}}{a_r} \leq \sum_{n \in \mathcal{N}} D_n^A + \sigma_r^2 \sum_{n \in \mathcal{N}} m_n$$

$$\overline{\text{C10c}}: D_n^A \leq \text{Tr} \left( \sum_{k \in \mathcal{K}} \mathbf{T}_n \mathbf{G} \mathbf{W}_k \mathbf{G}^H \mathbf{T}_n^H \right)$$

$$\overline{\text{C10d}}: D_n^A \geq 0, \overline{\text{C10e}} \quad (35)$$

$$D_n^A \leq m_n M_{\text{big}}$$

其中,  $M_{\text{big}} \gg 1$  是一个足够大的常数。

经过上述一系列的变量引入和约束变换, 问题  $\mathcal{P}_2$  可重构为新的问题  $\mathcal{P}_3$ 。

$$\mathcal{P}_3: \quad \max_{\bar{\mathbf{Q}}, \mathbf{W}_k, \rho_k, \gamma_k, l_k, l_r, \mathbf{m}, q_k^{\text{Rx}}, q_r^{\text{Rx}}} \frac{\sum_{k \in \mathcal{K}} \text{lb}(1 + \gamma_k)}{D_1(\mathbf{m}, \mathbf{W}_k) - D_2(\mathbf{I})}$$

$$\text{s.t. } \overline{\text{C1}}: \sum_{k \in \mathcal{K}} \text{Tr}(\mathbf{W}_k) \leq P_{\text{max}}$$

$$\overline{\text{C2}}: \gamma_k \geq \text{SINR}_{k, \text{req}}, \forall k \in \mathcal{K}$$

$$\overline{\text{C3}}: l_k \geq P_{k, \text{req}}, \forall k \in \mathcal{K}$$

$$\widetilde{\text{C4}}: (N - \sum_{n=1}^N m_n) P_{\text{D,r}} + P_{\text{c,RIS}} \leq l_r$$

$$\text{C5: } 0 < \rho_k < 1, \forall k \in \mathcal{K}$$

$$\text{C6: } 0 \leq \theta_n < 2\pi, \forall n \in \mathcal{N}$$

$$\overline{\text{C7a}}: m_n - (m_n)^2 = 0, 0 \leq m_n \leq 1$$

$$\overline{\text{C8a}}, \overline{\text{C8b}}, \overline{\text{C9a}}, \widetilde{\text{C9a}}, \overline{\text{C9b}}, \widetilde{\text{C10a}}$$

$$\text{C10b}, \overline{\text{C10c}} \sim \overline{\text{C10e}}$$

$$\text{C11: } \text{diag}(\bar{\mathbf{Q}}) = \bar{\mathbf{m}} \quad (36)$$

$$\text{其中, } D_1(\mathbf{m}, \mathbf{W}_k) = P_c + (N - \sum_{n=1}^N m_n) P_{\text{D,r}} + \sum_{k \in \mathcal{K}} \frac{\text{Tr}(\mathbf{W}_k)}{\eta},$$

$$D_2(\mathbf{I}) = \sum_{j \in \{\mathcal{K}, r\}} l_j, \bar{\mathbf{m}} \triangleq [1 - m_1, \dots, 1 - m_n, \dots, 1 - m_N, 1]$$

基于文献[32]提出的二次变换方法, 本文将目标函数中的分式结构转换为

$$\mathcal{G}_{\text{Obj}} = 2\zeta_{\text{Obj}} \sqrt{\sum_{k=1}^K \text{lb}(1 + \gamma_k)} - \zeta_{\text{Obj}}^2 [D_1(\mathbf{m}, \mathbf{W}_k) - D_2(\mathbf{I})] \zeta_{\text{Obj}} = \frac{\sqrt{\sum_{k \in \mathcal{K}} \text{lb}(1 + \gamma_k)}}{D_1(\mathbf{m}, \mathbf{W}_k) - D_2(\mathbf{I})}$$

据此, 问题  $\mathcal{P}_3$  可进一步地转化为

$$\mathcal{P}_4: \quad \max_{\bar{\mathbf{Q}}, \mathbf{W}_k, \rho_k, \gamma_k, l_k, l_r, \mathbf{m}, q_k^{\text{Rx}}, q_r^{\text{Rx}}} \mathcal{G}_{\text{Obj}}$$

$$\text{s.t. } \overline{\text{C1}} \sim \overline{\text{C3}}, \widetilde{\text{C4}}, \text{C5}, \text{C6}, \overline{\text{C7a}}, \text{C8a},$$

$$\text{C8b}, \overline{\text{C9a}}, \widetilde{\text{C9a}}, \overline{\text{C9b}}$$

$$\overline{\text{C10a}}, \text{C10b}, \overline{\text{C10c}} \sim \overline{\text{C10e}}$$

$$\text{C11: } \text{diag}(\bar{\mathbf{Q}}) = \bar{\mathbf{m}}$$

$$\text{C12: } \mathbf{W}_k \geq 0, \bar{\mathbf{Q}} \geq 0$$

$$\text{C13: } \text{rank}(\bar{\mathbf{Q}}) = 1 \quad (37)$$

### 2.3 基于 SCA 和 SDR 的迭代优化算法

为了解决约束条件  $\overline{\text{C7a}}$ 、 $\overline{\text{C8a}}$ 、 $\text{C8b}$ 、 $\overline{\text{C9a}}$ 、 $\widetilde{\text{C9a}}$ 、 $\overline{\text{C9b}}$ 、 $\text{C10b}$ 、 $\text{C12}$ 、 $\text{C13}$  中的非凸性, 将其转化为差分形式, 并引入 SCA 以求得可行的次优解。首先, 利用引理 2 对非凸的秩约束 C13 进行等价转换。

**引理 2** C13 的秩 1 约束可以等价地转换为

$$\|\bar{\mathbf{Q}}\|_* - \|\bar{\mathbf{Q}}\|_2 = 0 \quad (38)$$

其中,  $\|\bar{\mathbf{Q}}\|_*$  和  $\|\bar{\mathbf{Q}}\|_2$  分别表示  $\bar{\mathbf{Q}}$  的核函数和谱函数。

**证明** 参考附录 2。

接下来, 采用惩罚函数法处理  $\mathcal{P}_4$  问题中的等式约束。将式(38)与约束  $\overline{\text{C7a}}$  代入  $\mathcal{P}_4$  的目标函数中, 优化问题  $\mathcal{P}_4$  可被等价重构为

$$\mathcal{P}_5: \quad \max_{\bar{\mathbf{Q}}, \mathbf{W}_k, \rho_k, \gamma_k, l_k, l_r, \mathbf{m}, q_k^{\text{Rx}}, q_r^{\text{Rx}}} \mathcal{G}_{\text{Obj}} - \lambda (\|\bar{\mathbf{Q}}\|_* - \|\bar{\mathbf{Q}}\|_2) - \chi \sum_{n \in \mathcal{N}} (m_n - (m_n)^2)$$

$$\begin{aligned} \text{s.t. } & \overline{C1} \sim \overline{C3}, \widetilde{C4}, C5, C6, \overline{C8a}, \\ & C8b, \overline{C9a}, \widetilde{C9a}, C9b, \overline{C10a}, C10b, \\ & \overline{C10c} \sim \overline{C10e}, C11, C12 \end{aligned} \quad (39)$$

当惩罚项  $\lambda \rightarrow \infty$  和  $\chi \rightarrow \infty$  时, 问题  $\mathcal{P}_5$  的解将满足约束  $\overline{C7a}$  和式(38)的要求。然而, 若初始的  $\lambda$  和  $\chi$  取值过大, 可能导致惩罚项主导目标函数, 从而产生非期望的偏移。为避免此类影响, 本文选择较小的初始值进行迭代更新, 在每轮迭代中逐步增大  $\lambda$  和  $\chi$ , 直到获得满足约束  $\overline{C7a}$  和式(38)的可行解。

为进一步凸化惩罚项中核范数与谱范数的差异, 采用 SCA 进行处理。对任意给定的迭代点  $\tilde{\mathbf{Q}}^{(t)}$ , 利用一阶泰勒展开, 构造其上界, 具体为

$$\|\tilde{\mathbf{Q}}\|_* - \|\tilde{\mathbf{Q}}\|_2 \leq \|\tilde{\mathbf{Q}}\|_* - \tilde{\mathbf{Q}}^{(t)} \quad (40)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{Q}}^{(t)} \triangleq \|\tilde{\mathbf{Q}}^{(t)}\|_2 + \text{Tr}[\mathbf{u}(\tilde{\mathbf{Q}}^{(t)})\mathbf{u}(\tilde{\mathbf{Q}}^{(t)})^H(\tilde{\mathbf{Q}} - \tilde{\mathbf{Q}}^{(t)})]$ ,  $\mathbf{u}(\cdot)$  表示最大奇异值所对应的特征向量。

类似地, 针对惩罚项中  $m_n$  部分, 给定任意可行点  $m_n^{(t)}$ , 运用 SCA 进行处理后, 可得到

$$m_n - (m_n)^2 \leq \Gamma(m_n, m_n^{(t)}) \triangleq (1 - 2m_n^{(t)})m_n + (m_n^{(t)})^2 \quad (41)$$

此外, 对于约束 C9b 与约束 C10b 中非凸函数  $\frac{1}{1 + q_k^{\text{Rx}}}$  与  $\frac{1}{1 + q_r^{\text{Rx}}}$ , 给定第  $t$  次迭代中可行点  $q_k^{\text{Rx},(t)}$  和  $q_r^{\text{Rx},(t)}$ , 构造其一阶泰勒下界。

$$\begin{aligned} \frac{1}{1 + q_k^{\text{Rx}}} & \geq f_k^{\text{lb}}(q_k^{\text{Rx}}|q_k^{\text{Rx},(t)}) = \frac{1}{1 + q_k^{\text{Rx},(t)}} - \\ & \frac{1}{(1 + q_k^{\text{Rx},(t)})^2} (q_k^{\text{Rx}} - q_k^{\text{Rx},(t)}) \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{1 + q_r^{\text{Rx}}} & \geq f_r^{\text{lb}}(q_r^{\text{Rx}}|q_r^{\text{Rx},(t)}) = \frac{1}{1 + q_r^{\text{Rx},(t)}} - \\ & \frac{1}{(1 + q_r^{\text{Rx},(t)})^2} (q_r^{\text{Rx}} - q_r^{\text{Rx},(t)}) \end{aligned} \quad (43)$$

替代原始非凸项, 从而将约束 C9b 和约束 C10b 重写为

$$\overline{C9b}: X_k f_k^{\text{lb}}(q_k^{\text{Rx}}|q_k^{\text{Rx},(t)}) - Y_k \geq l_k \quad (44)$$

$$\overline{C10b}: X_r f_r^{\text{lb}}(q_r^{\text{Rx}}|q_r^{\text{Rx},(t)}) - Y_r \geq l_r \quad (45)$$

类似地, 给定初始值  $\beta_k^{(t)}$  与  $\gamma_k^{(t)}$ , 可以获得

$$\begin{aligned} \frac{1}{4} (\beta_k + \gamma_k)^2 - \frac{1}{4} (\beta_k - \gamma_k)^2 & \geq \frac{1}{4} [(\beta_k + \gamma_k)^2 - \\ & \frac{1}{4} (\beta_k^{(t)} - \gamma_k^{(t)})^2 - 2(\beta_k^{(t)} - \gamma_k^{(t)})(\beta_k - \gamma_k)] \\ \frac{1}{4} [(\partial_k + \rho_k)^2 + (\partial_k - \rho_k)^2] & \geq \frac{1}{4} [(\partial_k + \rho_k)^2 + \\ & (\partial_k^{(t)} - \rho_k^{(t)})^2 - 2(\partial_k^{(t)} - \rho_k^{(t)})(\partial_k - \rho_k)] \end{aligned} \quad (46)$$

同理, 为处理约束  $\overline{C8a}$  和 C8b 中的非凸二次项, 利用 SCA, 在第  $t$  次迭代的给定点  $(\mathbf{W}_i^{(t)}, \tilde{\mathbf{Q}}^{(t)})$ , 为  $Z_{k,i}$  和  $U_{k,i}$  构造凸上界。

$$\begin{aligned} Z_{k,i} & = -\text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{Q}}) = \\ & \frac{1}{2} (\|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k - \tilde{\mathbf{Q}}\|_F^2 - \|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k\|_F^2 - \|\tilde{\mathbf{Q}}\|_F^2) \leq \\ & \frac{1}{2} (\|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k - \tilde{\mathbf{Q}}\|_F^2 + \|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i^{(t)} \mathbf{F}_k\|_F^2 + \|\tilde{\mathbf{Q}}^{(t)}\|_F^2 - \\ & 2\text{Tr}((\mathbf{F}_k \mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i^{(t)} \mathbf{F}_k \mathbf{F}_k^H)^H \mathbf{W}_i) - 2\text{Tr}((\tilde{\mathbf{Q}}^{(t)})^H \tilde{\mathbf{Q}})) = \\ & Z_{k,i}^{\text{ub}} U_{k,i} = \text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{Q}}) = \\ & \frac{1}{2} (\|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k + \tilde{\mathbf{Q}}\|_F^2 - \|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k\|_F^2 - \|\tilde{\mathbf{Q}}\|_F^2) \leq \\ & \frac{1}{2} (\|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k + \tilde{\mathbf{Q}}\|_F^2 + \|\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i^{(t)} \mathbf{F}_k\|_F^2 + \|\tilde{\mathbf{Q}}^{(t)}\|_F^2 - \\ & 2\text{Tr}((\mathbf{F}_k \mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i^{(t)} \mathbf{F}_k \mathbf{F}_k^H)^H \mathbf{W}_i) - 2\text{Tr}((\tilde{\mathbf{Q}}^{(t)})^H \tilde{\mathbf{Q}})) = U_{k,i}^{\text{ub}} \end{aligned} \quad (47)$$

其中,  $Z_{k,i}^{\text{ub}}$  和  $U_{k,i}^{\text{ub}}$  分别表示  $Z_{k,i}$  和  $U_{k,i}$  的上界。

进而, 约束  $\overline{C8a}$  与 C8b 可以转变为

$$\begin{aligned} \overline{C8a}: & -\text{Tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{Q}}) + \\ & \frac{1}{4} (\beta_k + \gamma_k)^2 - \frac{1}{4} (\beta_k - \gamma_k)^2 \leq Z_{k,i}^{\text{ub}} + \\ & \frac{1}{4} [(\beta_k + \gamma_k)^2 + (\beta_k^{(t)} - \gamma_k^{(t)})^2 - \\ & 2(\beta_k^{(t)} - \gamma_k^{(t)})(\beta_k - \gamma_k)] \leq 0 \end{aligned} \quad (48)$$

$$\overline{C8b}: \sum_{i \neq k} U_{k,i}^{\text{ub}} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho_k} \leq \beta_k, \forall k \in \mathcal{K} \quad (49)$$

采用相同的 SCA 思想处理约束  $\overline{C9a}$  与  $\widetilde{C9a}$ , 可得

$$\overline{C9a}: \sum_{j \in \mathcal{K}} Z_{k,i}^{\text{ub}} + \partial_k \leq 0 \quad (50)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{C9a}: & b_k - \frac{\ln(q_k^{\text{Rx}})}{a_k} - \partial_k + \frac{1}{4} [(\partial_k + \rho_k)^2 + \\ & (\partial_k^{(t)} - \rho_k^{(t)})^2 - 2(\partial_k^{(t)} - \rho_k^{(t)})(\partial_k - \rho_k)] \leq 0 \end{aligned} \quad (51)$$

由此, 对于给定的初始值  $\{\tilde{\mathbf{Q}}^{(t)}, \mathbf{W}_k^{(t)}, m_n^{(t)}, \beta_k^{(t)}, \partial_k^{(t)}, q_k^{\text{Rx},(t)}, q_r^{\text{Rx},(t)}\}$ , 问题  $\mathcal{P}_5$  可以转换为

$$\mathcal{P}_6: \begin{aligned} & \max_{\tilde{\mathbf{Q}}, \mathbf{W}_k, \rho_k, \gamma_k, \partial_k, q_k^{\text{Rx}}, q_r^{\text{Rx}}} \mathcal{G}_{\text{Obj}} - \lambda (\|\tilde{\mathbf{Q}}\|_* - \tilde{\mathbf{Q}}^{(t)}) - \chi \sum_{n \in \mathcal{N}} \Gamma(m_n, m_n^{(t)}) \end{aligned}$$

$$\text{s.t. } \overline{C1} \sim \overline{C3}, \widetilde{C4}, C5, C6, \overline{C8a}, \overline{C8b}, \overline{C9a}, \widetilde{C9a}, \overline{C9b}, \overline{C10a}, \overline{C10b}, \overline{C10c} \sim \overline{C10e}, C11, C12 \quad (52)$$

此外, 针对原问题中的非凸秩 1 约束  $\text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1$ , 将其松弛为一个凸的半定约束。借鉴文献[33]中的定理 1 及证明思路, 可以证明在所有用户信道向量统计独立且最大发射功率  $P_{\text{max}} > 0$

的条件下, 该 SDR 是紧的, 即松弛后求得的  $\mathbf{W}_k$  能够满足秩 1 约束。

为了求解整个优化问题  $\mathcal{P}_6$ , 设计了一种基于 SCA 和 SDR 的迭代优化算法。该算法的框架如下: 外层循环引入与约束相关的惩罚项, 其对应的惩罚因子  $\lambda$  和  $\chi$  按照  $\lambda = \omega_1 \lambda$  和  $\chi = \omega_2 \chi$  的规则迭代递增, 其中  $\omega_1 > 1, \omega_2 > 1$ , 旨在通过逐步加大对违背特定约束的惩罚, 来确保最终解的有效性。内层循环则是在给定的惩罚因子下, 通过不断迭代求解一系列的近似凸子问题来优化变量集合  $\{\bar{\mathbf{Q}}, \mathbf{W}_k, m_n, \beta_k, \delta_k, q_k^{\text{Rx}}, q_r^{\text{Rx}}\}$ 。整个算法的收敛性由下述条件判断。当辅助变量与原变量的差值满足预设的精度要求时, 算法终止。

$$\max \left\{ \|\bar{\mathbf{Q}}\|_* - \|\bar{\mathbf{Q}}\|_2, m_n - (m_n)^2, n \in \mathcal{N} \right\} \leq \varepsilon \quad (53)$$

其中,  $\varepsilon > 0$  是预定义的收敛精度。算法的收敛性可以得到保证: 在内层循环中, 确保了目标函数的单调非递减性; 而在外层循环中, 随着惩罚因子  $\lambda$  和  $\chi$  趋于无穷大, 可以证明算法的收敛解将满足式(40)和式(41)所描述的原始约束。算法 1 中详细总结了该迭代算法的具体步骤。

#### 算法 1 基于 SCA 和 SDR 的迭代优化算法

初始化: 惩罚因子初值  $\lambda^{(0)}$  和  $\chi^{(0)}$ , 惩罚因子增长率  $\omega_1, \omega_2 > 1$ , 初始可行点  $\Xi^{(0)} = \{\bar{\mathbf{Q}}^{(0)}, \mathbf{W}_k^{(0)}, m^{(0)}, \rho_k^{(0)}, \gamma_k^{(0)}, \delta_k^{(0)}, l_r^{(0)}, q_k^{\text{Rx},(0)}, q_r^{\text{Rx},(0)}\}$ , 收敛阈值  $\varepsilon = 10^{-3}$ , 最大内层迭代次数  $t_{\max} = 100$ , 和外层迭代计数  $l = 0$ ;

- 1) 外层循环:
- 2) 设置外层惩罚因子  $\lambda^{(l)}$  和  $\chi^{(l)}$ ;
- 3) 内层循环初始化: 设  $t = 0$ ,  $\Xi^{(t)} = \Xi^{(l)}$ ;
- 4) 内层循环:
- 5) 给定  $\Xi^{(t)}$ , 利用 CVX 求解  $\mathcal{P}_6$ , 得到  $\Xi^*$ ;
- 6) 更新  $\Xi^{(t+1)} = \Xi^*$  及  $t = t + 1$ ;
- 7) until 内层收敛或者达到最大迭代次数  $t_{\max}$
- 8) 更新  $l = l + 1$ ;
- 9) 更新  $\Xi^{(l)} = \Xi^{(t)}$ ;
- 10) 更新  $\lambda^{(l)} = \omega_1 \lambda^{(l-1)}$  和  $\chi^{(l)} = \omega_2 \chi^{(l-1)}$ ;
- 11) until  $\max \left\{ \|\bar{\mathbf{Q}}\|_* - \|\bar{\mathbf{Q}}\|_2, m_n - (m_n)^2 \right\} \leq \varepsilon$

#### 2.4 计算复杂度

算法 1 的计算复杂度主要取决于其内层循环中求解凸近似问题  $\mathcal{P}_6$  的过程。由于该近似问题是一个标准的半正定规划问题, 采用内点法进行求

解。对于内点法而言, 其计算复杂度可以表示为  $\mathcal{O}\left(\left(N_{\mathcal{O},\mathcal{P}} M_{\mathcal{O},\mathcal{P}}^3 + M_{\mathcal{O},\mathcal{P}}^2 N_{\mathcal{O},\mathcal{P}}^2 + N_{\mathcal{O},\mathcal{P}}^3\right) \times \sqrt{M_{\mathcal{O},\mathcal{P}}} \ln\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$ 。在该表达式中,  $N_{\mathcal{O},\mathcal{P}} = KM^2 + N^2 + 3N + 6K + 3$  和  $M_{\mathcal{O},\mathcal{P}} = 8K + 4N + 5$  分别表示变量和线性矩阵不等式约束的数量<sup>[34]</sup>。

#### 2.5 离散相移

虽然可以通过 2.3 节的优化算法获得一组连续 RIS 相移值  $\theta^C$ 。然而, 在实际系统中, 由于硬件成本和功耗的限制, RIS 通常难以实现连续可调的相移, 而是采用有限的离散相移值。因此, 本节采用最近邻量化法对求得的连续相移解进行量化, 以获得一组实际可用的离散相移值。

假设每个 RIS 单元的相移由  $b$  比特的量化精度决定, 其可选择的离散相移值构成的集合为  $\mathcal{D}$ , 该集合可表示为

$$\mathcal{D} \triangleq \left\{ \frac{2\pi\Delta}{2^b} \mid \Delta \in \{0, 1, 2, \dots, 2^b - 1\} \right\} \quad (54)$$

为在计算开销和系统性能之间取得平衡, 本节采用一种广泛应用的低复杂度相移获取方案, 即最近邻投影量化法<sup>[35]</sup>。其核心思想是将每个单元的连续相移值  $\theta_n^C$  独立地投影到离散集合  $\mathcal{D}$  中与其欧氏距离最近的离散值上。

具体而言, 对于第  $n$  个 RIS 单元, 其最终的离散相移  $\theta_n^D$  是通过求解最小化问题式(33)得到。

$$\theta_n^D \triangleq \arg \min_{\varphi \in \mathcal{D}} \|\varphi - \theta_n^C\| \quad (55)$$

这一数学转换过程可以通过以下计算步骤实现。首先, 根据连续相移  $\theta_n^C$  计算其对应的理想量化等级索引, 并通过四舍五入操作找到最接近的整数索引  $\Delta_n^*$ 。

$$\Delta_n^* = \text{round}\left(\frac{\theta_n^C}{2\pi} \cdot 2^b\right) \pmod{2^b} \quad (56)$$

其中,  $\text{round}(\cdot)$  为四舍五入函数, 模运算  $\pmod{2^b}$  确保最终的索引值落在  $\{0, 1, 2, \dots, 2^b - 1\}$  的有效范围内。在确定了最优索引  $\Delta_n^*$  后, 即可计算该单元的最终离散相移值。

$$\theta_n^D = \frac{2\pi\Delta_n^*}{2^b} \quad (57)$$

该方法的计算复杂度极低, 对于包含  $N$  个单元的 RIS, 整个量化过程的计算复杂度仅为  $\mathcal{O}(N \times 2^b)$ , 远低于穷尽搜索算法的指数级复杂度  $\mathcal{O}(2^{bN})$ , 更适用于大规模 RIS 的实际通信系统。

### 3 仿真分析

为对本文所提资源分配方案的性能进行评估, 本节构建了相应的仿真系统模型, 并与多种基准方案进行性能对比。

#### 3.1 仿真设置

本文考虑一个二维直角坐标系下的场景, 其中 BS 和 RIS 分别位于坐标 (0,0) m 和坐标 (5,5) m 处。K 个 IoTD 随机分布在以坐标 (5,0) m 为中心, 半径为 5 m 的区域内。所有链路均同时考虑大尺度路径损耗与小尺度衰落。其中, 大尺度路径损耗遵循距离相关的模型<sup>[36]</sup>, 小尺度衰落则服从瑞利 (Rayleigh) 分布。根据各链路的传播特性, BS 到 RIS、BS 到 IoTD 以及 RIS 到 IoTD 链路的路径损耗指数分别设置为 2.2、3.6 和 2.2<sup>[37]</sup>。除非另有说明, 系统的关键仿真参数默认设置如下: RIS 单元数量  $N = 20$ , IoTD 数量  $K = 4$ , BS 天线数  $M = 6$ 。各 IoTD 的最小信干噪比需求设置为 10 dB, 最小能量收集阈值设置为 -20 dBm。此外, BS 的最大发射功率为 38 dBm。具更详尽的仿真参数配置如表 1 所示。

表 1 系统仿真参数

参数	数值
IoTD 数量 $K$ /个	3, 4, 5, 6
BS 的天线数量 $M$ /条	6
IoTD 处所需最小信干噪比 $SINR_{k,req}$ /dB	(2, 4, 6, 8, 10)
IoTD 处所需最小能量收集值 $P_{k,req}$ /dBm	(-30, 25, 20, 15, 10)
BS 处最大的发射功率 $P_{max}$ /dBm	(36, 38, 40, 42)
离散相移的量化精度 $b$ /bit	2, 3, 4
基站处功率放大系数 $\eta$	0.8 <sup>[38]</sup>
第 $k$ 个 IoTD 处高斯白噪声方差 $\sigma_k^2$ /dBm	-70 <sup>[37]</sup>
第 $k$ 个 IoTD 处信息解码的噪声方差 $\delta_k^2$ /dBm	-50 <sup>[37]</sup>
基站处天线增益 $g$ /dBi	20 <sup>[31]</sup>
第 $k$ 个 IoTD 的静态功耗 $P_{c,k}$ /mW	5 <sup>[12]</sup>
RIS 的静态功耗 $P_{c,RIS}$ /μW	2.1 <sup>[31]</sup>
BS 的静态功耗 $P_{c,BS}$ /W	1 <sup>[12]</sup>
算法收敛终止阈值 $\epsilon$	$10^{-3}$ <sup>[31]</sup>
内层算法的最大迭代次数 $t_{max}$	100 <sup>[31]</sup>
惩罚因子初始值及更新步长	$\lambda_{init} = \chi_{init} = 10^{-4}$ , $\omega_1 = \omega_2 = 10$
RIS 处每个单元的动态功耗	1 mW/2 bit, 1.5 mW/3 bit, 4 mW/4 bit <sup>[39]</sup>
IoTD 处非线性能量收集模型参数	$a_k = 150, b_k = 0.014, M_k = 24$ mW <sup>[30]</sup>
RIS 处非线性能量收集模型参数	$a_r = 1500, b_r = 0.0022, M_r = 80$ mW <sup>[31]</sup>

#### 3.2 基准方案

为验证本文方案的性能, 选取以下 4 种具有代表性的方案作为基准进行对比。

1) 对比方案 1: 固定 PS 因子。该方案所有 IoTD 的 PS 因子固定为常数 0.5。

2) 对比方案 2: 全反射 RIS<sup>[12]</sup>。该方案 RIS 仅支持信号反射。

3) 对比方案 3: 固定 RIS 工作模式。该方案 RIS 单元被静态地划分为 2 组, 一部分 RIS 单元用于能量收集, 其余的 RIS 单元用于信号反射。

4) 对比方案 4: 基于最大比率传输 (MRT, maximum ratio transmission) 的发射波束成形<sup>[40]</sup>。采用 MRT 方法求解基站的发射波束成形问题。

#### 3.3 仿真结果与分析

图 3 为所提方案在不同参数设置下的收敛性能, 包含不同 RIS 单元数量及不同的相位量化精度。从图 3 可以看出, 所提方案均能在 12 次迭代内收敛至稳定值, 这说明所提方案有很好的收敛性。同时, 系统能效随着 RIS 单元数量  $N$  增加而增大, 当  $N$  从 10 增加到 20 时能效提升明显。这符合大的反射阵列可带来更高的性能增益, 并增强信息传输与无线能量供给能力。此外, RIS 相位量化精度存在最优值。从图 3 可以看出, 3 bit 量化精度下的能效明显优于 2 bit 和 4 bit 下的能效。这说明波束成形增益与硬件功耗之间存在权衡。2 bit 量化精度过低, 量化误差较大, 限制了系统性能; 4 bit 虽提升了相位精度, 但电路功耗增加抵消了一部分增益。

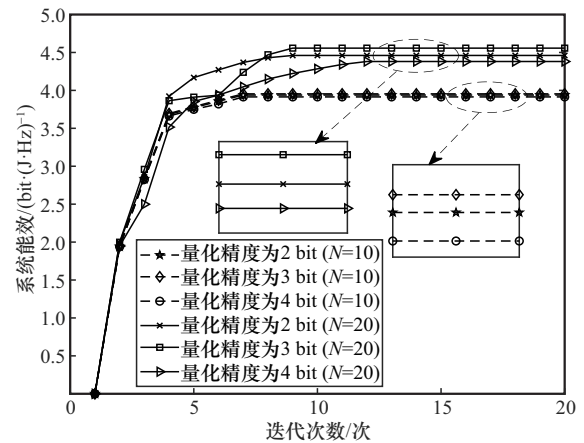


图 3 所提方案在不同参数设置下的收敛性能

图 4 为理想连续相位调控与 3 bit 离散相位量化条件下不同方案的系统能效对比。无论相位调控精

度如何, 所提方案始终优于各对比方案, 表明其联合优化 BS 波束成形、RIS 工作模式及反射系数矩阵与 PS 因子的设计能够充分释放系统潜力。同时, 所提方案在硬件约束下表现出良好的鲁棒性, 相比理想连续相位时, 采用 3 bit 离散相位时能效仅下降约 1.34%, 远低于典型对比方案 (如对比方案 1 下降 4.4%)。这说明所提方案可在较低的相位量化精度下实现接近最优的性能, 兼顾了硬件实现复杂度与系统能效。因此, 后续仿真均在 3 bit 离散相位条件下进行。

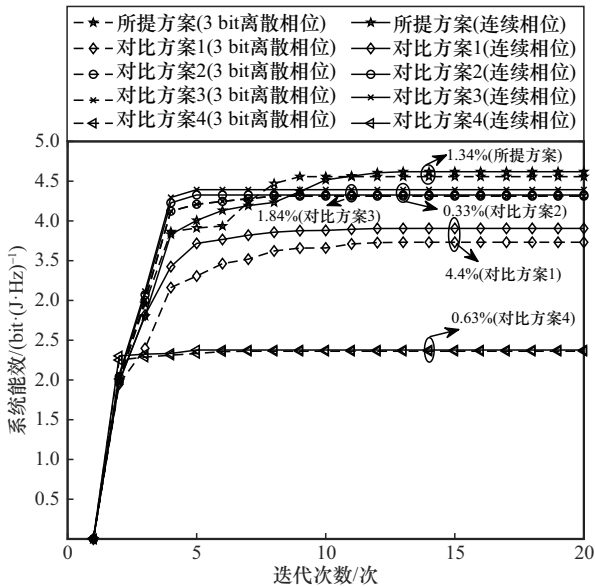


图4 理想连续相位调控与3 bit离散相位量化条件下不同方案的系统能效对比

图5为不同 RIS 单元数量对系统能效的影响。可以看出, 所有方案的系统能效均随着 RIS 单元数量的增加而显著提升, 这主要得益于更大规模阵列所带来的更高波束成形增益和更优的信道调控能力。此外, 所提方案在不同单元配置下始终保持最优性能, 并且相对优势随单元数的增加而进一步扩大。这表明联合优化波束成形、功率分配、工作模式选择以及离散相位设计能够更充分地挖掘大规模 RIS 的潜力, 在满足能量因果约束的同时有效抑制多用户干扰, 从而持续提升能效。值得注意的是, “固定能量收集/反射 5:1” 方案在所有 RIS 规模下均表现最差, 而固定能量收集/反射 1:1 (对比方案 3) 也明显落后于所提方案, 这说明固定比例的模式分配会导致在能量受限区或能量饱和区出现资源错配, 从而限制能效提升。相比之下, 所提方案能够

根据系统状态灵活调整反射与能量收集单元的比例, 并结合相位优化实现干扰抑制和能量因果平衡, 因此在各个 RIS 规模下均取得显著优势。整体结果验证了动态切换与联合优化的必要性: 只有在不同 RIS 规模下自适应地调节模式分配与相位控制, 才能充分释放 RIS 的规模增益并实现系统能效的最优提升。

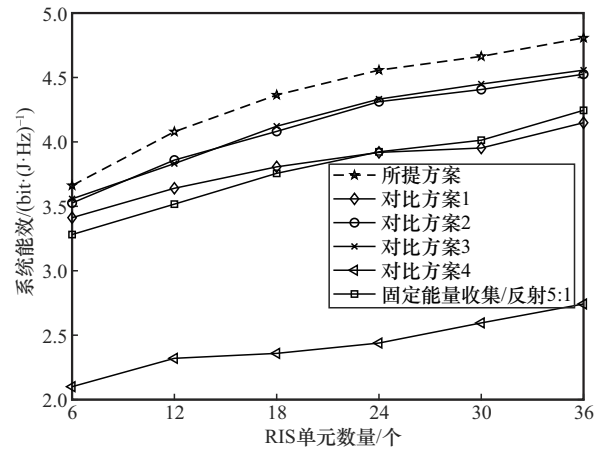


图5 不同RIS单元数量对系统能效的影响

图6为不同用户规模下系统能效的对比情况。整体来看, 所有方案的系统能效均随 IoT 数量增加而增加, 这体现了多用户分集效应所带来的增益。然而, 当用户规模不断扩大时, 所提方案始终保持最高能效水平, 且相较于对比方案, 其性能优势逐步扩大。这是因为所提方案可以有效处理多用户干扰抑制和精细化多维资源的分配。当网络密度增加时, 现有方案因干扰管理能力有限导致系统性能提升受限, 而所提方案能充分利用空间自由度, 针对干扰进行更为精细的抑制与资源调度, 从而在复杂多用户环境下依旧维持较高的能效。进一步地, 为对比 RIS 辅助系统与传统中继辅助系统在能效方面的差异, 本文考虑一个基于放大转发 (AF, amplify-and-forward) 中继方案作为对比基线。具体而言, 采用带有  $N$  根天线的 AF 中继节点替代 RIS, 并设定其中继的最大发射功率为 36 dBm, 每根收发天线的电路功率为 10 dBm。由图 6 可见, AF 中继方案的能效始终低于所有 RIS 辅助方案, 表明其在能效方面整体处于劣势。这一现象的根源在于传统 AF 中继在提升信号质量的同时需要额外消耗放大器及电路功率, 显著削弱了整体能效; 相较之下, 所提自供电 RIS 以近乎无源的方式对信道

进行重构，并依靠能量收集实现自给自足，因此展现出更突出的能效优势。

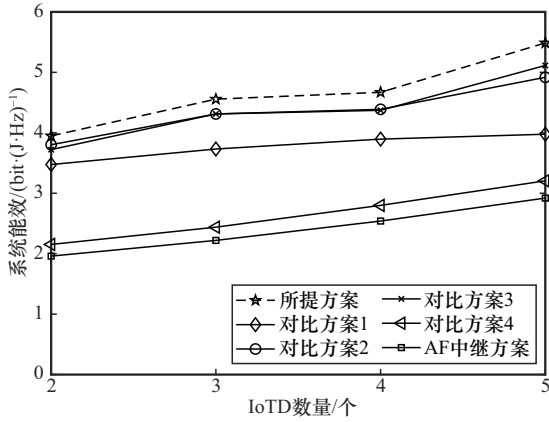


图6 不同用户规模下系统能效的对比情况

图7为系统能效与基站最大发射功率之间的关系，并对比了Rayleigh、Rician ( $K=6$  dB) 与 Nakagami- $m$  ( $m=2$ ) 3种典型信道模型下的系统性能。随着最大发射功率逐步增大，各个方案的能效均出现下降趋势，其主要原因在于速率对功率的提升仅呈对数增长，而系统总功耗则近似线性增加，导致单位能耗带来的速率增益逐渐减弱。此外，所提方案在不同信道条件下始终保持最高的能效。具体来说，在36~42 dBm发射功率范围内，所提方案相对最强基线（4个对比方案中取最大），能效提升了4.5%~7.4%，平均提升5.7%；相对最弱基线（对比方案4），能效提升了55.7%~103.5%，平均提升了86.2%。这是因为所提方案采用了更精细化的资源管理与更灵活的系统设计：一方面，通过对基站波束成形、PS因子及RIS配置的联合优化，可以提供更好的资源调度，优于对比方案1和方案4；另一方面，所采用的自供电RIS可根据实际需求，动态切换能量收集和信号反射模式，进而有效降低功耗，提升系统能效。因此，优于仅采用传统RIS的对比方案2。值得注意的是，3种信道下的能效排序表现为Rician>Nakagami- $m$ >Rayleigh。相较于Rayleigh、Rician ( $K=6$  dB) 与 Nakagami- $m$  ( $m=2$ ) 的EE分别提升约33.4%与26.6%，这是因为Rician信道包含直射分量、链路质量最好；Nakagami- $m$ 则刻画中等衰落条件，优于Rayleigh信道。尽管不同信道模型下系统的绝对能效水平有所差异，但各方案之间的相对性能排序保持一致，表明所提方案在不同信道条件下具有良好的鲁棒性。

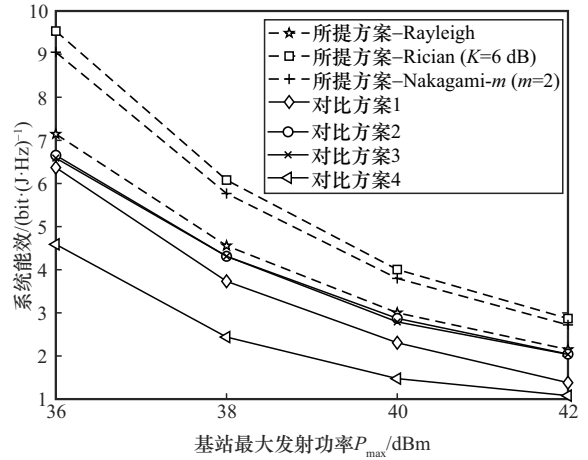


图7 系统能效与基站最大发射功率之间的关系

## 4 结束语

本文研究了自供电RIS辅助的携能物联网系统中面向能效的资源管理策略。针对该场景，构建了系统模型，并提出联合优化基站发射波束成形、IoT处的PS因子以及RIS反射系数和工作模式的方法，以实现系统能效的最大化。考虑到变量间高度耦合带来的非凸特性，设计了一种融合惩罚函数法、分式规划、连续凸近似及半定松弛的迭代算法，有效求解该问题。仿真结果表明，所提方案在不同系统参数配置下较现有方法显著提升了能量效率。

## 附录1 引理1证明

引理1中式(24)的等式右侧分别可以做如下的展开和计算

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} (\|X - Y\|_F^2 - \|X\|_F^2 - \|Y\|_F^2) = \\ & \frac{1}{2} [\text{Tr}((X - Y)^H(X - Y)) - \text{Tr}(X^H X) - \text{Tr}(Y^H Y)] = \\ & -\frac{1}{2} \text{Tr}(X^H Y) - \frac{1}{2} \text{Tr}(Y^H X) \stackrel{(a)}{=} -\text{Tr}(XY) \end{aligned} \quad (58)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} (\|X + Y\|_F^2 - \|X\|_F^2 - \|Y\|_F^2) = \\ & \frac{1}{2} [\text{Tr}((X + Y)^H(X + Y)) - \text{Tr}(X^H X) - \text{Tr}(Y^H Y)] = \\ & \frac{1}{2} \text{Tr}(X^H Y) + \frac{1}{2} \text{Tr}(Y^H X) \stackrel{(a)}{=} \text{Tr}(XY) \end{aligned} \quad (59)$$

其中，(a)表示当 $X$ 和 $Y$ 为厄米特矩阵时，等式成立。

由此，式(24)中等号的左右两侧相等，证毕。

## 附录2 引理2证明

式(38)中 $\bar{Q}$ 是一个厄米特矩阵，因此，其核范数为所有奇异值之和，而其谱范数为最大奇异值，即

$$\|\bar{\mathbf{Q}}\|_* = \sum_i \sigma_i(\bar{\mathbf{Q}}) \geq \|\bar{\mathbf{Q}}\|_2 = \max_i \{\sigma_i(\bar{\mathbf{Q}})\} \quad (60)$$

其中,  $\sigma_i(\bar{\mathbf{Q}})$  为矩阵  $\bar{\mathbf{Q}}$  的第  $i$  个奇异值。

当且仅当矩阵  $\bar{\mathbf{Q}}$  的秩为 1 时,  $\|\bar{\mathbf{Q}}\|_*$  和  $\|\bar{\mathbf{Q}}\|_2$  相等, 即  $\|\bar{\mathbf{Q}}\|_* - \|\bar{\mathbf{Q}}\|_2 = 0$ , 从而式(38)成立。证毕。

## 参考文献:

- [1] VAEZI M, AZARI A, KHOSRAVIRAD S R, et al. Cellular, wide-area, and non-terrestrial IoT: a survey on 5G advances and the road toward 6G[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(2): 1117-1174.
- [2] PSOMAS C, NTOUGIAS K, SHANIN N, et al. Wireless information and energy transfer in the era of 6G communications[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2024, 112(7): 764-804.
- [3] LIN D Y, LI S C, ZHANG Y J, et al. S2EWSN: a conceptual paradigm SWIPT-enabled scalable energy-sustainable wireless sensor networks[J]. *IEEE Network*, 2025, 39(1): 243-250.
- [4] SHANIN N, CLOCHIATTI S, MAYER K M, et al. Information rate-harvested power tradeoff in THz SWIPT systems employing resonant tunneling diode-based EH circuits[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(2): 1336-1352.
- [5] HAN Q J, ZHANG H X, LI Y H, et al. Physics informed digital twin for RIS-assisted wireless communication system[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2025, 32(3): 106-112.
- [6] FARAMARZI S, ZARINI H, JAVADI S, et al. Energy efficient design of active STAR-RIS-aided SWIPT systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2025, 24(4): 3209-3224.
- [7] 季薇, 刘子卿, 李飞, 等. 可重构智能超表面使能的协作无线携能同传-非正交多址接入系统安全传输方案[J]. *电子与信息学报*, 2025, 47(2): 305-314.
- JI W, LIU Z Q, LI F, et al. Secure transmission scheme for reconfigurable intelligent surface-enabled cooperative simultaneous wireless information and power transfer non-orthogonal multiple access system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2025, 47(2): 305-314.
- [8] ZHANG S W, MA Q Z, CHENG H, et al. Achievable rate optimization of RIS-assisted multi-antenna FD DF relay cooperation system with SWIPT technology[J]. *IEEE Transactions on Network Science and Engineering*, 2025, 12(3): 2243-2253.
- [9] CHEN Z, TANG J, ZHAO N, et al. Hybrid beamforming with discrete phase shifts for RIS-assisted multiuser SWIPT system[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(1): 104-108.
- [10] XU Y J, GU B W, GAO Z N, et al. Applying RIS in multi-user SWIPT-WPCN systems: a robust and environmentally-friendly design[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2024, 10(1): 209-222.
- [11] LI Y Z, ZOU Y L, ZHU J, et al. Robust and secure transmission design for reconfigurable intelligent surface aided MU-SWIPT systems with hardware impairments[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2025, 74(3): 4669-4683.
- [12] ZARGARI S, KHALILI A, ZHANG R. Energy efficiency maximization via joint active and passive beamforming design for multiuser MISO IRS-aided SWIPT[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(3): 557-561.
- [13] SADIA H, KAMAL HASSAN A, HAQ ABBAS Z, et al. Maximizing energy efficiency in IRS-assisted phase cooperative PS-SWIPT-based self-sustainable IoT network[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2025, 6: 4311-4327.
- [14] YANG Z Y, MIAO X Q, DING L, et al. Optimal SWIPT transmission in RIS-based air-ground wireless communication[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2024, 60(4): 4310-4322.
- [15] 邵凯, 毛恬恬, 王光宇, 等. RIS 赋能多集群无线携能通信网络的自维持能力增强性研究[J]. *通信学报*, 2025, 46(6): 185-195.
- SHAO K, MAO T T, WANG G Y, et al. Research on boosting self-sustainability for RIS-aided multi-cluster wireless powered communication networks[J]. *Journal on Communications*, 2025, 46(6): 185-195.
- [16] YI Y B, HU X Y, KAI C H, et al. Resource allocation design for RIS-enhanced backscatter wireless-powered symbiotic networks[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2025, 11(1): 437-453.
- [17] NAM G, LEE S, JEONG S. AIRS-assisted vehicular networks with rate-splitting SWIPT receivers: joint trajectory and communication design[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2025, 74(2): 3527-3532.
- [18] CHEN W, YANG Z, WEI Z, et al. RIS-aided MIMO beamforming: piecewise near-field channel model[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(10): 8824-8839.
- [19] HUANG C W, ZAPPONE A, ALEXANDROPOULOS G C, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(8): 4157-4170.
- [20] NTONIN K, BOULOGEOGOS A A, BJÖRNSSON E, et al. Wireless energy harvesting for autonomous reconfigurable intelligent surfaces[J]. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, 2023, 7(1): 114-129.
- [21] ALBANESE A, DEVOTI F, SCIANCALEPORE V, et al. ARES: autonomous RIS solution with energy harvesting and self-configuration towards 6G[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2024, 23(12): 12006-12019.
- [22] YANG Z X, FENG L, ZHOU F Q, et al. Self-sustainable reconfigurable intelligent surface-empowered D2D communication network[J]. *IEEE Transactions on Sustainable Computing*, 2025, 10(2): 287-299.
- [23] CHENG Y J, PENG W, JIANG T. Self-sustainable RIS aided wireless power transfer scheme[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(1): 881-892.
- [24] LYU B, RAMEZANI P, HOANG D T, et al. Optimized energy and information relaying in self-sustainable IRS-empowered WPCN[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(1): 619-633.
- [25] ZOU Y Z, LONG Y S, GONG S M, et al. Robust beamforming optimization for self-sustainable intelligent reflecting surface assisted wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2022, 8(2): 856-870.
- [26] MUKHERJEE P, PSOMAS C, KRIKIDIS I. DCSK-based waveform design for self-sustainable RIS-aided noncoherent SWIPT[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(9): 8435-8450.
- [27] ZHENG Y, TEGOS S A, XIAO Y, et al. Zero-energy device networks with wireless-powered RISs[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(10): 13655-13660.
- [28] 中国联合网络通信集团有限公司, 中国移动通信集团有限公司, 中国电信集团有限公司, 等. 智能超表面工程化技术白皮书[R]. 2024.

- China Unicom, China Mobile, China Telecom, et al. White paper on engineering technologies for intelligent metasurfaces [R]. 2024.
- [29] MUHAMED R, ANDREWS J G, GHOSH A, et al. Fundamentals of LTE [M]. Upper Saddle River: Pearson Education, 2010.
- [30] HUA M, WU Q Q, POOR H V. Power-efficient passive beamforming and resource allocation for IRS-aided WPCNs[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(5): 3250-3265.
- [31] HU S K, WEI Z Q, CAI Y X, et al. Robust and secure sum-rate maximization for multiuser MISO downlink systems with self-sustainable IRS[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(10): 7032-7049.
- [32] 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.
- [33] WEI Z Q, YU X H, NG D W K, et al. Resource allocation for simultaneous wireless information and power transfer systems: a tutorial overview[J]. Proceedings of the IEEE, 2022, 110(1): 127-149.
- [34] PÓLIK I, TERLAKY T. Interior point methods for nonlinear optimization[C]//Nonlinear Optimization: Lectures given at the C.I.M.E. Berlin: Springer, 2010: 215-276.
- [35] LI H Y, CAI W H, LIU Y, et al. Intelligent reflecting surface enhanced wideband MIMO-OFDM communications: from practical model to reflection optimization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(7): 4807-4820.
- [36] LIN J Y, ZOUT Y, DONG X R, et al. Deep reinforcement learning for robust beamforming in IRS-assisted wireless communications[C]//Proceedings of the GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [37] NTOUGIAS K, KRIKIDIS I. Probabilistically robust optimization of IRS-aided SWIPT under coordinated spectrum underlay[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(4): 2298-2312.
- [38] MI Y, SONG Q H. Energy efficiency maximization for IRS-aided WPCNs[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(10): 2304-2308.
- [39] RIBEIRO L N, SCHWARZ S, RUPP M, et al. Energy efficiency of mmWave massive MIMO precoding with low-resolution DACs[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2018, 12(2): 298-312.
- [40] WU Q Q, ZHANG R. Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(3): 1838-1851.

## [作者简介]



孙巍 (1992-), 女, 辽宁辽阳人, 博士, 重庆邮电大学讲师, 主要研究方向为智能超表面、通信感知一体化、无线携能通信、资源分配等。



邓鑫茂 (2002-), 男, 四川泸州人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为协作资源管理、智能超表面等。



郭鹏星 (1992-), 男, 河南安阳人, 博士, 重庆邮电大学副研究员、博士生导师, 主要研究方向为无线通信网络和光通信网络。



宋清洋 (1976-), 女, 辽宁沈阳人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为协作资源管理、智能超表面、通感一体化、边缘计算、移动缓存等。



郭磊 (1980-), 男, 四川眉山人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信网络和光通信网络。