

## 基于统计信道状态信息的智能反射面辅助反向散射通信系统鲁棒资源分配算法

徐勇军\*<sup>①</sup> 徐娟<sup>①</sup> 田秦语<sup>①</sup> 黄崇文<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

<sup>②</sup>(浙江大学信息与电子工程学院 杭州 310007)

**摘要:** 为解决传统反向散射通信(BackCom)系统存在通信距离短、系统吞吐量较低和克服信道不确定性能力差的问题, 该文提出一种基于统计信道状态信息(CSI)的智能反射面(RIS)辅助反向散射通信系统鲁棒资源分配算法。考虑功率站最大发射功率约束、反射节点的能量中断约束和吞吐量中断约束、反射系数约束、RIS相移约束和信息传输时间约束, 建立了系统加权和吞吐量最大化的鲁棒资源分配模型; 利用伯恩斯坦不等式、交替优化和半正定松弛方法, 将原非凸问题转换成凸优化问题求解, 并提出一种基于迭代的鲁棒吞吐量最大化算法。仿真结果表明, 与传统非鲁棒资源分配算法和无RIS资源分配算法相比, 所提算法具有更强的鲁棒性和更高的吞吐量。

**关键词:** 反向散射通信; 智能反射面; 鲁棒资源分配; 信道不确定性

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2024)05-0001-10

DOI: 10.11999/JEIT231169

## Robust Resource Allocation Algorithm for Reconfigurable Intelligent Surface-assisted Backscatter Communication Systems Based on Statistical Channel State Information

XU Yongjun<sup>①</sup> XU Juan<sup>①</sup> TIAN Qinyu<sup>①</sup> HUANG Chongwen<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

<sup>②</sup>(School of Information and Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310007, China)

**Abstract:** In order to solve the problems of short-distance communication, lower system throughput and the effects of channel uncertainties in traditional Backscatter Communication (BackCom) systems, a robust resource allocation algorithm for a Reconfigurable Intelligent Surface (RIS)-assisted backscatter communication system with statistical Channel State Information (CSI) is proposed in this paper. A system weighting and sum throughput-maximization robust resource allocation model is formulated by considering the maximum transmit power constraint of the power station, the energy outage constraint and throughput outage constraint of backscatter nodes, the reflection coefficient constraint, the phase shift constraint of the RIS and the information transmission time constraint; Then, the original non-convex problem is transformed into a convex optimization problem by using the methods of Bernstein-type inequality, the alternating optimization, and the semi-definite relaxation technique. An iteration-based robust throughput maximization algorithm is designed. Simulation results show that the proposed algorithm had stronger robustness and higher throughput compared it with the

收稿日期: 2023-10-30; 改回日期: 2023-12-05; 网络出版: 2023-12-19

\*通信作者: 徐勇军 xuyj@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62271094, U23A20279), 重庆市自然科学基金重点项目(CSTB2022NSCQ-LZX0009, CSTB2023NSCQ-LZX0079), 重庆市教委科技重点项目(KJZD-K202200601), 国家重点研发计划(2021YFA1000500), 重庆市研究生科研创新项目(CYB23241, CYS23450)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62271094, U23A20279), Key Fund of Natural Science Foundation of Chongqing (CSTB2022NSCQ-LZX0009, CSTB2023NSCQ-LZX0079), The Scientific and Technological Research Program of Chongqing Municipal Education Commission (KJZD-K202200601), The National Key R&D Program of China (2021YFA00500), Graduate Scientific Research Innovation Project of Chongqing (CYB23241, CYS23450)

traditional non-robust resource allocation algorithm and the resource allocation algorithm without RIS.

**Key words:** Backscatter Communication (BackCom); Reconfigurable Intelligent Surface (RIS); Robust resource allocation; Channel uncertainty.

## 1 引言

近年来,随着物联网技术在智能家居、智慧交通和工业互联网等领域的广泛应用,使得物联网系统中传感器节点数量急剧增长,导致系统能耗高与频谱拥塞问题变得日益严峻<sup>[1]</sup>。为此,作为新一代低功耗物联网潜在技术之一的反向散射通信(Backscatter Communication, BackCom)受到广泛关注<sup>[2]</sup>。在BackCom系统中,低功耗反射节点利用周围环境的射频(Radio Frequency, RF)信号进行无线能量收集,并加载自身信息进行信号调制与反射通信。上述过程无需额外主动射频激励源和独立频谱,能显著降低系统能耗并实现频谱资源共享<sup>[3,4]</sup>。然而,这种技术优势的背后存在的痛点问题是信号双重路损较大、低功耗信号传输容易受到障碍物阻挡而导致接收机码率低。为此,本文将最新6G候选技术智能反射面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)引入到传统BackCom系统中,解决接收信号弱、绕障通信等难题。

在RIS辅助的BackCom系统中,反射节点信号从传统的直传通信(即,反射节点-信息接收机)转变为RIS辅助的信息传输(即,反射节点-RIS-信息接收机),从而实现电磁波与信道的人工重构,大大提高现有接收机信号强度<sup>[5,6]</sup>。RIS的引入,使得系统在性能分析、网络结构以及资源分配算法设计等方面非常复杂。例如,针对单输入单输出的BackCom系统,文献<sup>[7]</sup>同时考虑发送机到接收机的可视距链路和非可视距链路场景,通过优化波束成形向量、反向散射阶段的RIS相移和主动传输阶段的RIS相移最小化RIS功耗。进一步,文献<sup>[8]</sup>将接收用户拓展为多用户,在非可视距链路场景中,通过联合优化RIS相移、反射系数和功率分配系数,同时考虑用户的解码顺序,最大限度地提高了主系统的数据传输速率。考虑到环境BackCom链路具有双重衰落效应,文献<sup>[9]</sup>利用RIS辅助环境源到达标签和接收机的通信链路,在反向散射传输的服务质量约束条件下,通过优化RIS的相移,最大限度地提高了标签处的接收信号功率和接收机处的传输速率。进一步地,针对多输入单输出的BackCom系统,文献<sup>[10]</sup>采用非正交多址接入传输方式,设计了最佳的RIS相移。有效地抑制了直接链路和RIS辅助下的级联链路之间的干扰,提升了系统的传输速率。由于无源RIS在典型通信场景下可获得的保密

增益较低,文献<sup>[11]</sup>同时考虑合法用户和窃听用户,在保密率约束条件下通过联合优化RIS相移和波束成形向量最小化总发射功率,并且证明了主动RIS在安全通信能效方面优于无源RIS。针对多输入多输出的BackCom系统,文献<sup>[12]</sup>通过联合优化预编码矩阵、信号接收缩放因子和相移矩阵,在支持更多用户接入的同时,大幅提升了系统总吞吐量。考虑到有限的离散相移和不完美的信道状态信息(Channel State Information, CSI)对系统容量和信息传输可靠性可能造成不利影响,文献<sup>[13]</sup>设计了一种RIS辅助的联合BackCom系统,提出了一种基于迭代的主动波束成形的反射模式设计算法,最大限度地提高了主通信用户的平均传输速率。针对基于频谱共享的认知反向散射系统,文献<sup>[14]</sup>提出了一种高效多模式融合传输方案使得系统和速率最大化,在保证认知通信的同时改善了通信效率。

上述研究通常假设系统能够获得理想的CSI来设计资源分配算法。但由于反射链路时延、量化误差等因素的影响,实际通信场景中理想CSI的获取非常困难,且在理想CSI条件下设计的资源分配算法容易导致系统资源分配不合理、中断概率较高等问题。为此,文献<sup>[15]</sup>在不完美CSI情况下,针对无线供电BackCom网络提出了基于公平性的资源分配算法,通过联合优化中继和波束成形向量最大化系统总吞吐量。然而,当反射系统节点移动性高或在网络电磁环境多变的场景下,信道估计误差可能难以获取或者获取不准确,这种情况会给算法的实际应用带来巨大挑战。为了使BackCom系统鲁棒传输理论更加完备,本文基于统计CSI模型研究了RIS辅助的多用户多天线BackCom系统联合波束成形和反射系数优化问题,使得系统在随机信道不确定性条件下,依然可以在较低中断概率情况下实现系统吞吐量最大化,其主要贡献如下:

(1)基于高斯CSI误差分布模型,建立了一个RIS辅助的多输入单输出反向散射通信系统下行传输模型。考虑鲁棒服务质量约束(中断概率约束)、功率站最大发射功率约束、RIS相移约束和传输时间约束,构建联合优化功率站波束成形向量、RIS相移、传输时间因子和反射系数的多变量耦合资源分配优化问题。

(2)为求解问题,首先,利用伯恩斯坦不等式等方法,将含信道不确定性的中断约束转换为确定性约束;其次,利用交替优化法将原问题分解为波



其中,  $\eta \in [0, 1]$  为反射节点  $k$  处对收集信号的能量转换效率, 其取值为受硬件设备影响的常数<sup>[16]</sup>。

由于反射节点设备无法像接入点一样直接获取与终端设备间的CSI, 且无射频电路, 无法处理、放大和补偿信号, 导致信道存在许多不确定性。为更好地反映无线信道的随机性和不确定性。本文考虑统计CSI不确定性将系统信道不确定性建模为

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{R}_1 &= \{ \Delta g_k | g_k = \bar{g}_k + \Delta g_k, \Delta g_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2) \} \\ \mathcal{R}_2 &= \{ \Delta \mathbf{g}_{r,k} | \mathbf{g}_{r,k} = \bar{\mathbf{g}}_{r,k} + \Delta \mathbf{g}_{r,k}, \\ &\quad \Delta \mathbf{g}_{r,k} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \boldsymbol{\Omega}_{g,k}) \} \\ \mathcal{R}_3 &= \{ \Delta \mathbf{f}_{r,k} | \mathbf{f}_{r,k} = \bar{\mathbf{f}}_{r,k} + \Delta \mathbf{f}_{r,k}, \\ &\quad \Delta \mathbf{f}_{r,k} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \boldsymbol{\Omega}_{f,k}) \} \\ \mathcal{R}_4 &= \{ \Delta \mathbf{h}_{b,k} | \mathbf{h}_{b,k} = \bar{\mathbf{h}}_{b,k} + \Delta \mathbf{h}_{b,k}, \\ &\quad \Delta \mathbf{h}_{b,k} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \boldsymbol{\Omega}_{h,k}) \} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

其中,  $\bar{g}_k$ ,  $\bar{\mathbf{g}}_{r,k}$ ,  $\bar{\mathbf{f}}_{r,k}$  和  $\bar{\mathbf{h}}_{b,k}$  分别表示  $g_k$ ,  $\mathbf{g}_{r,k}$ ,  $\mathbf{f}_{r,k}$  和  $\mathbf{h}_{b,k}$  的信道增益估计值,  $\Delta g_k$ ,  $\Delta \mathbf{g}_{r,k}$ ,  $\Delta \mathbf{f}_{r,k}$ ,  $\Delta \mathbf{h}_{b,k}$  分别表示  $g_k$ ,  $\mathbf{g}_{r,k}$ ,  $\mathbf{f}_{r,k}$  和  $\mathbf{h}_{b,k}$  的信道增益误差。  $\sigma_k^2$  表示信道增益误差  $\Delta g_k$  的方差,  $\boldsymbol{\Omega}_{g,k}$ ,  $\boldsymbol{\Omega}_{f,k}$ ,  $\boldsymbol{\Omega}_{h,k}$  分别表示信道增益误差  $\Delta \mathbf{g}_{r,k}$ ,  $\Delta \mathbf{f}_{r,k}$ ,  $\Delta \mathbf{h}_{b,k}$  的协方差矩阵。

### 2.3 优化问题

较大的  $t_k$  意味着反射节点  $k$  可获得足够的能量进行信息传输, 但代价是其余反射节点信息传输时间减少<sup>[15]</sup>。为了分析性能权衡关系, 根据文献<sup>[17]</sup>, 本文在考虑基站最大发射功率约束、反射节点  $k$  服务质量约束、信息传输时间约束、反射系数约束和 RIS 相移约束条件下, 提出了如式(7)的系统加权和吞吐量最大化鲁棒资源分配问题:

$$\left. \begin{aligned} \max_{\mathbf{w}_k, \alpha_k, \theta_l, t_k} \quad & \sum_{k=1}^K \psi_k R_k, \\ \text{s.t. C1:} \quad & \text{Tr}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H) \leq P_{\max} \\ \text{C2:} \quad & \Pr(R_k \leq R_k^{\min}) \leq \delta_k \\ \text{C3:} \quad & \Pr(E_k^{\text{EH}} \leq t_k P_k^C) \leq v_k \\ \text{C4:} \quad & \sum_{k=1}^K t_k \leq T, t_k \geq 0 \\ \text{C5:} \quad & 0 \leq \alpha_k \leq 1 \\ \text{C6:} \quad & 0 \leq \theta_l \leq 2\pi \\ \text{C7:} \quad & \Delta g_k \in \mathcal{R}_1, \Delta \mathbf{g}_{r,k} \in \mathcal{R}_2, \\ & \Delta \mathbf{f}_{r,k} \in \mathcal{R}_3, \Delta \mathbf{h}_{b,k} \in \mathcal{R}_4 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中,  $\psi_k$  为加权因子, 满足  $\sum_{k=1}^K \psi_k R_k = 1$ ,  $\psi_k \in [0, 1]$ ,  $P_{\max}$  表示功率站的最大发射功率,  $R_k^{\min}$  表示反射节点  $k$  的最小服务质量需求,  $P_k^C$  是反射节点  $k$  在信息传输时的电路功耗,  $\delta_k \in [0, 1]$  表示反射

节点  $k$  允许的最大中断速率门限,  $v_k \in [0, 1]$  表示反射节点  $k$  允许的最大中断能量门限。C1 为最大传输功率约束, C2 为反射节点  $k$  最小吞吐量中断概率约束, C3 为反射节点  $k$  的最小能量中断概率约束, C4 为信息传输时间约束, C5 为反射节点  $k$  的反射系数约束, C6 为 RIS 反射单元的相移约束, C7 为信道不确定性集合。

### 3 优化问题的转换

由于存在中断约束 C2 和 C3, 以及耦合的优化变量  $t_k$ ,  $\alpha_k$  和  $\mathbf{w}_k$ , 则问题式(7)是一个难求解的非凸联合优化问题。针对该非凸问题, 需要先将问题式(7)转换为可通过凸优化理论方便解决的不确定性问题。

#### 3.1 不确定性约束的转化

定义  $\boldsymbol{\theta} = [e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_l}, \dots, e^{j\theta_L}]^H$ ,  $\tilde{\boldsymbol{\theta}} = [\boldsymbol{\theta}^H \mathbf{1}]^H$ ,  $\mathbf{H}_k = [\text{diag}\{\mathbf{g}_{r,k}^H\} \mathbf{f}_{r,k}^H \mathbf{h}_{b,k}^H \quad g_k \mathbf{h}_{b,k}^H]^H \in \mathbb{C}^{(L+1) \times M}$ , 有如式(8)表达式成立

$$\begin{aligned} & |(g_k \mathbf{h}_{b,k}^H + \boldsymbol{\theta} \text{diag}\{\mathbf{g}_{r,k}^H\} \mathbf{f}_{r,k}^H \mathbf{h}_{b,k}^H) \mathbf{w}_k|^2 \\ &= \left| \left\{ \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \mathbf{1} \end{bmatrix}^H [\text{diag}\{\mathbf{g}_{r,k}^H\} \mathbf{f}_{r,k}^H \mathbf{h}_{b,k}^H \quad g_k \mathbf{h}_{b,k}^H]^H \right\} \mathbf{w}_k \right|^2 \\ &= \left| \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k \right|^2 \end{aligned} \quad (8)$$

其中,  $\mathbf{H}_k = \bar{\mathbf{H}}_k + \Delta \mathbf{H}_k$ ,  $\bar{\mathbf{H}}_k$  和  $\Delta \mathbf{H}_k \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \boldsymbol{\Omega}_{H,k})$  为信息接收机处的估计信道增益和估计信道误差。由于约束 C2 包含信道不确定性, 因此, 引入如下伯恩斯坦不等式将 C2 转化为易处理的不确定性形式:

**引理1** 根据文献<sup>[18]</sup>, 假设  $\mathbf{f}(\mathbf{v}) = \mathbf{v}^H \mathbf{A} \mathbf{v} + 2\text{Re}\{\mathbf{u}^H \mathbf{v}\} + c$ , 其中  $\mathbf{A} \in \mathbb{H}^{M \times M}$ ,  $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{M \times 1} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I})$ 。对于任何的  $\rho \in [0, 1]$ , 定义  $x$  和  $y$  作为松弛变量, 有式(9)的不等式成立

$$\left. \begin{aligned} \Pr(\mathbf{v}^H \mathbf{A} \mathbf{v} + 2\text{Re}\{\mathbf{u}^H \mathbf{v}\} + c \geq 0) &\geq 1 - \rho \\ \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} & \text{Tr}(\mathbf{A}) - \sqrt{2 \ln(1/\rho)} x + \ln(\rho) y + c \geq 0 \\ & \left\| \begin{bmatrix} \text{vec}(\mathbf{A}) \\ \sqrt{2} \mathbf{u} \end{bmatrix} \right\| \leq x \\ & y \mathbf{I} + \mathbf{A} \succeq \mathbf{0}, y \geq 0 \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

根据公式  $\mathbf{X}^H \mathbf{A} \mathbf{X} = \text{Tr}(\mathbf{A} \mathbf{X} \mathbf{X}^H)$ ,  $\text{Tr}(\mathbf{X}^H \mathbf{Y}) = \text{vec}(\mathbf{X})^H \text{vec}(\mathbf{Y})$ ,  $\text{vec}(\mathbf{X} \mathbf{A} \mathbf{Y}) = (\mathbf{Y}^H \otimes \mathbf{X}) \text{vec}(\mathbf{A})$ , 定义  $\Delta \mathbf{H}_k$  的协方差矩阵为  $\boldsymbol{\Omega}_{H,k} = \sigma_{H,k}^2 \mathbf{I}$ , 则信道不确定性参数表达式  $\text{vec}(\Delta \mathbf{H}_k) = \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2} \mathbf{e}_{H,k}$ ,  $\mathbf{e}_{H,k} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I})$  为高斯随机变量, C2 可以转化为

$$\Pr(\mathbf{e}_{H,k}^H \mathbf{Q}_k \mathbf{e}_{H,k} + 2\text{Re}\{\mathbf{K}_k^H \mathbf{e}_{H,k}\} + c_k \geq 0) \geq 1 - \delta_k \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{Q}_k = \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}$ ,  $\mathbf{K}_k = \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)$ ,  $c_k = \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)^H (\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) - (\sigma^2 \bar{R}_k^{\min}) / \alpha_k$ ,  $\bar{R}_k^{\min} = 2^{R_k^{\min}} / t_k - 1$ 。定义松弛变量  $x_k$  和  $y_k$ , 根据引理1, 则C2可重写为

$$\bar{\text{C2}}: \begin{cases} \text{Tr}[\boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}] - \sqrt{2 \ln(1/\delta_k)} x_k \\ \quad + \ln(\delta_k) y_k + \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)^H (\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \\ \quad \cdot \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) - (\sigma^2 \bar{R}_k^{\min}) / \alpha_k \geq 0 \\ \left\| \begin{bmatrix} \text{vec}[\boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}] \\ \sqrt{2} \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) \end{bmatrix} \right\| \leq x_k \\ y_k \mathbf{I}_{(LM+M)} + \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2} \succeq \mathbf{0}, \\ y_k \geq 0 \end{cases} \quad (11)$$

定义  $\Delta \mathbf{h}_{b,k}$  的协方差矩阵为  $\boldsymbol{\Omega}_{h,k} = \sigma_{h,k}^2 \mathbf{I}$ , 信道不确定性参数  $\Delta \mathbf{h}_{b,k} = \boldsymbol{\Omega}_{h,k}^{1/2} \mathbf{e}_{h,k}$ ,  $\mathbf{e}_{h,k} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I})$  为高斯随机变量。与式(10)的转化类似, C3可被转化为

$$\Pr(\mathbf{e}_{h,k}^H \mathbf{U}_k \mathbf{e}_{h,k} + 2\text{Re}\{\mathbf{u}_k^H \mathbf{e}_{h,k}\} + u_k \geq 0) \geq 1 - v_k \quad (12)$$

其中,  $\mathbf{U}_k = \boldsymbol{\Omega}_{h,k}^{1/2}[(T - t_k \alpha_k) \boldsymbol{\eta} \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H] \boldsymbol{\Omega}_{h,k}^{1/2}$ ,  $\mathbf{u}_k = \boldsymbol{\Omega}_{h,k}^{1/2}[(T - t_k \alpha_k) \boldsymbol{\eta} \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H] \bar{\mathbf{h}}_{b,k}$ ,  $u_k = \bar{\mathbf{h}}_{b,k}^H [(T - t_k \alpha_k) \boldsymbol{\eta} \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H] \bar{\mathbf{h}}_{b,k} - t_k P_k^C$ , 同理, 引入松弛变量  $q_k$  和  $p_k$ , 根据引理1, 则C3可以重写为

$$\bar{\text{C3}}: \begin{cases} \text{Tr}[\boldsymbol{\Omega}_{h,k}^{1/2}[(T - t_k \alpha_k) \boldsymbol{\eta} \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H] \boldsymbol{\Omega}_{h,k}^{1/2}] \\ \quad - \sqrt{2 \ln(1/v_k)} q_k + \ln(v_k) p_k \\ \quad + \bar{\mathbf{h}}_{b,k}^H [(T - t_k \alpha_k) \boldsymbol{\eta} \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H] \bar{\mathbf{h}}_{b,k} - t_k P_k^C \geq 0 \\ \left\| \begin{bmatrix} \text{vec}(\boldsymbol{\Omega}_{h,k}^{1/2}[(T - t_k \alpha_k) \boldsymbol{\eta} \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H] \boldsymbol{\Omega}_{h,k}^{1/2}) \\ \sqrt{2} \boldsymbol{\Omega}_{h,k}^{1/2}[(T - t_k \alpha_k) \boldsymbol{\eta} \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H] \bar{\mathbf{h}}_{b,k} \end{bmatrix} \right\| \leq q_k \\ p_k \mathbf{I}_M + \boldsymbol{\Omega}_{h,k}^{1/2}[(T - t_k \alpha_k) \boldsymbol{\eta} \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H] \boldsymbol{\Omega}_{h,k}^{1/2} \succeq \mathbf{0}, \\ p_k \geq 0 \end{cases} \quad (13)$$

### 3.2 目标函数中的不确定性转化

基于式(8)、式(11)和式(13), 定义松弛变量集合  $\Lambda = \{x_k, y_k, q_k, p_k\}$ 。可知目标函数依然包含信道不确定性  $\Delta \mathbf{H}_k$ , 为处理问题式(7)中的不确定性, 引入松弛变量  $\chi_k$  和约束C8, 问题式(7)重新表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_k, \alpha_k, \theta_l, t_k, \Lambda, \chi_k} \sum_{k=1}^K \psi_k t_k \log_2(1 + \chi_k), \\ & \text{s.t. C1, } \bar{\text{C2}}, \bar{\text{C3}}, \text{C4} \sim \text{C6}, \\ & \text{C8: } \alpha_k \text{Tr}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H \mathbf{H}_k^H) - \chi_k \sigma^2 \leq 0 \quad (14) \end{aligned}$$

根据文献[19], 为了消除约束C8的不确定性, 定义高斯随机变量  $\mathbf{e}_{H,k}$  属于归一化球形区域  $\mathfrak{R}$  满足  $\mathfrak{R} = \{\mathbf{e}_{H,k} \mid \|\mathbf{e}_{H,k}\|_2 \leq 1\}$ , 则有如式(15)成立

$$\begin{aligned} & \mathbf{e}_{H,k}^H \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2} \mathbf{e}_{H,k} \\ & \quad + 2\text{Re}\{\text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)^H \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \mathbf{e}_{H,k}\} \\ & \quad + \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)^H (\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) \\ & \quad - \chi_k \sigma^2 / \alpha_k \leq 0, \forall \mathbf{e}_{H,k} \in \mathfrak{R} \end{aligned} \quad (15)$$

为了将式(15)转化为线性矩阵不等式, 引入如下双2次不等式择一定理(S-Procedure)。

**引理2** 根据文献[20], 定义  $f_i(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^H \mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{b}_i^H \mathbf{x} + \mathbf{x}^H \mathbf{b}_i + c_i$ ,  $i \in \{1, 2\}$ , 其中  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ ,  $\mathbf{A}_i \in \mathbb{C}^{N \times N}$ ,  $c_i \in \mathbb{R}$ ,  $\mathbf{b}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ , 则  $f_1(\mathbf{x}) \leq 0 \Rightarrow f_2(\mathbf{x}) \leq 0$  成立的条件是, 当且仅当存在  $a \geq 0$ , 有如式(16)成立

$$a \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_1^H & c_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{A}_2 & \mathbf{b}_2 \\ \mathbf{b}_2^H & c_2 \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (16)$$

基于引理2, 令  $\mathbf{A}_1 = \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{b}_1 = \mathbf{0}$ ,  $c_1 = -1$ ,  $\mathbf{A}_2 = \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2}$ ,  $\mathbf{b}_2 = (\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \boldsymbol{\Omega}_{H,k}^{1/2} \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)$ ,  $c_2 = \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)^H (\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \otimes \tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H) \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) - \chi_k \sigma^2 / \alpha_k$ , 则C8可以转化为如式(17)的线性矩阵不等式

$$\bar{\text{C8}}: \begin{bmatrix} \mu_k \mathbf{I}_{(LM+M)} - \mathbf{A}_2 & -\mathbf{b}_2 \\ -\mathbf{b}_2^H & -\mu_k - c_2 \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (17)$$

其中,  $\mu_k \geq 0$  为松弛变量。根据式(11)、式(13)和式(17), 原始具有信道不确定性的鲁棒优化问题转换为确定性优化问题, 即问题式(14)可重新表述为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_k, \alpha_k, \theta_l, t_k, \Lambda, \chi_k, \mu_k} \sum_{k=1}^K \psi_k t_k \log_2(1 + \chi_k), \\ & \text{s.t. C1, } \bar{\text{C2}}, \bar{\text{C3}}, \text{C4, C5, C6, } \bar{\text{C8}}, \\ & \text{C9: } \mu_k \geq 0 \end{aligned} \quad (18)$$

## 4 鲁棒资源分配算法设计

由于优化变量  $t_k$ ,  $\alpha_k$ ,  $\mathbf{w}_k$  在约束  $\bar{\text{C3}}$  里面是高度耦合的, 因此利用交替优化法对目标问题式(18)的多参量进行解耦。具体而言, 将问题式(18)分成求解功率站波束成形向量  $\mathbf{w}_k$ 、求解时间分配因子  $t_k$  和 RIS 相移  $\theta_l$ 、求解反射系数  $\alpha_k$  这3个子问题。然后, 利用凸优化理论在每次迭代中求解。

### 4.1 求解功率站波束成形向量 $\mathbf{w}_k$

给定 RIS 相移  $\theta_l$ , 时间分配因子  $t_k$  和反射系数  $\alpha_k$ , 问题式(18)关于变量  $\mathbf{w}_k$  的子问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_k, \Lambda, \chi_k, \mu_k} \sum_{k=1}^K \psi_k t_k \log_2(1 + \chi_k), \\ & \text{s.t. C1, } \bar{\text{C2}}, \bar{\text{C3}}, \bar{\text{C8}}, \text{C9} \end{aligned} \quad (19)$$

问题式(19)是非凸的, 引入辅助变量  $\mathbf{W} = \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H$ ,  $\mathbf{W} \succeq \mathbf{0}$ 。利用半正定松弛法处理[21], 可以得到

$$\begin{aligned}
& \max_{\mathbf{W}, \Lambda, \chi_k, \mu_k} \sum_{k=1}^K \psi_k t_k \log_2(1 + \chi_k), \\
& \text{s.t. } \bar{\text{C}}8, \text{C9} \\
& \bar{\text{C}}1: \text{Tr}(\mathbf{W}) \leq P_{\max} \\
& \bar{\text{C}}2: \left\{ \begin{aligned} & \left[ \text{Tr}[\Omega_{H,k}^{1/2}(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta}\tilde{\theta}^H)\Omega_{H,k}^{1/2}] - \sqrt{2\ln(1/\delta_k)}x_k \right. \\ & \quad + \ln(\delta_k)y_k + \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)^H(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta}\tilde{\theta}^H) \\ & \quad \cdot \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) - (\sigma^2 \bar{R}_k^{\min})/\alpha_k \geq 0 \\ & \left. \left\| \begin{bmatrix} \text{vec}[\Omega_{H,k}^{1/2}(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta}\tilde{\theta}^H)\Omega_{H,k}^{1/2}] \\ \sqrt{2}\Omega_{H,k}^{1/2}(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta}\tilde{\theta}^H)\text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) \end{bmatrix} \right\| \leq x_k \right. \\ & \left. y_k \mathbf{I}_{(LM+M)} + \Omega_{H,k}^{1/2}(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta}\tilde{\theta}^H)\Omega_{H,k}^{1/2} \succeq \mathbf{0}, \right. \\ & \left. y_k \geq 0 \right\} \\
& \bar{\text{C}}3: \left\{ \begin{aligned} & \left[ \text{Tr}[\Omega_{h,k}^{1/2}[(T - t_k\alpha_k)\eta\mathbf{W}]\Omega_{h,k}^{1/2}] \right. \\ & \quad - \sqrt{2\ln(1/v_k)}q_k + \ln(v_k)p_k \\ & \quad + \bar{\mathbf{h}}_{b,k}^H[(T - t_k\alpha_k)\eta\mathbf{W}]\bar{\mathbf{h}}_{b,k} - t_k P_k^C \geq 0 \\ & \left. \left\| \begin{bmatrix} \text{vec}(\Omega_{h,k}^{1/2}[(T - t_k\alpha_k)\eta\mathbf{W}]\Omega_{h,k}^{1/2}) \\ \sqrt{2}\Omega_{h,k}^{1/2}[(T - t_k\alpha_k)\eta\mathbf{W}]\bar{\mathbf{h}}_{b,k} \end{bmatrix} \right\| \leq q_k \right. \\ & \left. p_k \mathbf{I}_M + \Omega_{h,k}^{1/2}[(T - t_k\alpha_k)\eta\mathbf{W}]\Omega_{h,k}^{1/2} \succeq \mathbf{0}, \right. \\ & \left. p_k \geq 0 \right\} \\
& \text{C10: } \mathbf{W} \succeq \mathbf{0}, \text{C11: Rank}(\mathbf{W}) = 1
\end{aligned} \right\} \quad (20)
\end{aligned}$$

通过将式(20)中秩一约束C11松弛掉,可以得到半正定规划问题,但所求得的 $\mathbf{W}^*$ 可能并不满足秩一约束条件。因此,根据文献[22]的证明过程,如果 $\text{Rank}(\mathbf{W}^*) = 1$ ,采用特征值分解得到 $\mathbf{w}_k^*$ ,则该向量为最优信号波束向量。如果 $\text{Rank}(\mathbf{W}^*) \neq 1$ ,可利用高斯随机法获得近似解优解。

#### 4.2 求解时间分配因子 $t_k$ 和RIS相移 $\theta_l$

固定波束成形向量 $\mathbf{w}_k$ 和反射系数 $\alpha_k$ 时,求变量 $\theta_l$ 和 $t_k$ 。则问题式(18)关于变量 $\theta_l$ 和 $t_k$ 的子问题可表示为

$$\begin{aligned}
& \max_{\theta_l, t_k, \Lambda, \chi_k, \mu_k} \sum_{k=1}^K \psi_k t_k \log_2(1 + \chi_k), \\
& \text{s.t. } \tilde{\text{C}}2, \tilde{\text{C}}3, \text{C4}, \text{C6}, \bar{\text{C}}8, \text{C9} \quad (21)
\end{aligned}$$

引入辅助变量 $\tilde{\theta} = \tilde{\theta}\tilde{\theta}^H$ ,  $\tilde{\theta} \succeq \mathbf{0}$ 。由于在目标问题中优化变量 $t_k$ 和辅助变量 $\chi_k$ 是耦合的,为了解耦 $t_k$ 和 $\chi_k$ ,定义 $z_k = t_k\chi_k$ ,问题式(21)可重新表示为

$$\begin{aligned}
& \max_{\tilde{\theta}, t_k, \Lambda, \mu_k, z_k} \sum_{k=1}^K \psi_k t_k \log_2(1 + z_k/t_k), \\
& \text{s.t. } \tilde{\text{C}}3, \text{C4}, \text{C6}, \text{C9} \\
& \hat{\text{C}}2: \left\{ \begin{aligned} & \left[ \text{Tr}[\Omega_{H,k}^{1/2}(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta})\Omega_{H,k}^{1/2}] - \sqrt{2\ln(1/\delta_k)}x_k \right. \\ & \quad + \ln(\delta_k)y_k + \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)^H(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta}) \\ & \quad \cdot \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) - (\sigma^2 \bar{R}_k^{\min})/\alpha_k \geq 0 \\ & \left. \left\| \begin{bmatrix} \text{vec}[\Omega_{H,k}^{1/2}(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta})\Omega_{H,k}^{1/2}] \\ \sqrt{2}\Omega_{H,k}^{1/2}(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta})\text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) \end{bmatrix} \right\| \leq x_k \right. \\ & \left. y_k \mathbf{I}_{(LM+M)} + \Omega_{H,k}^{1/2}(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta})\Omega_{H,k}^{1/2} \succeq \mathbf{0}, \right. \\ & \left. y_k \geq 0 \right\} \\
& \hat{\text{C}}8: \left[ \begin{array}{c} \mu_k \mathbf{I}_{(LM+M)} - \mathbf{A}_2 - \mathbf{b}_2 \\ -\mathbf{b}_2^H - \mu_k - \bar{c}_2 \end{array} \right] \succeq \mathbf{0} \\
& \text{C12: } \tilde{\theta} \succeq \mathbf{0}, \text{C13: Rank}(\tilde{\theta}) = 1
\end{aligned} \right\} \quad (22)
\end{aligned}$$

其中,  $\bar{c}_2 = \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)^H(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta})\text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) - z_k\sigma^2/t_k\alpha_k$ ,  $\hat{\text{C}}8$ 中 $z_k$ 和 $t_k$ 是耦合的,为了进一步解耦 $z_k$ 和 $t_k$ ,应用1阶泰勒对其进行转换,即 $z_k/t_k \geq f(z_k, t_k) = z_k^{(n)}/t_k^{(n)} + z_k/t_k^{(n)} - z_k^{(n)}t_k/(t_k^{(n)})^2$ 。其中,上标 $n$ 指示第 $n$ 次迭代的近似值,  $f(z_k, t_k)$ 是 $z_k/t_k$ 围绕点 $(z_k^{(n)}, t_k^{(n)})$ 的1阶泰勒展开,则问题式(22)改写成

$$\begin{aligned}
& \max_{\tilde{\theta}, t_k, \Lambda, \mu_k, z_k} \sum_{k=1}^K \psi_k t_k \log_2(1 + z_k/t_k), \\
& \text{s.t. } \hat{\text{C}}2, \tilde{\text{C}}3, \text{C4}, \text{C6}, \text{C9}, \text{C12}, \text{C13}, \\
& \tilde{\text{C}}8: \left[ \begin{array}{c} \mu_k \mathbf{I}_{(LM+M)} - \mathbf{A}_2 - \mathbf{b}_2 \\ -\mathbf{b}_2^H - \mu_k - \tilde{c}_2 \end{array} \right] \succeq \mathbf{0} \quad (23)
\end{aligned}$$

其中,  $\tilde{c}_2 = \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)^H(\mathbf{W} \otimes \tilde{\theta})\text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) - f(z_k, t_k)\sigma^2/\alpha_k$ 。采用同问题式(20)相同的处理方法,通过将秩一约束C13松弛掉,即可得到半正定规划问题,然后利用凸优化工具箱求解[21]。由于所求得的 $\tilde{\theta}^*$ 可能不满足秩一约束,采用高斯随机方法来获得其近似解[22],进而得到 $\tilde{\theta}^*$ 后得到RIS相移 $\theta_l^*$ 。

#### 4.3 求解反射系数 $\alpha_k$

当波束成形向量 $\mathbf{w}_k$ ,时间分配因子 $t_k$ 和RIS相移 $\theta_l$ 固定时,问题式(18)关于变量 $\alpha_k$ 的子问题为

$$\begin{aligned}
& \max_{\alpha_k, \Lambda, \chi_k, \mu_k} \sum_{k=1}^K \psi_k t_k \log_2(1 + \chi_k), \\
& \text{s.t. } \hat{\text{C}}2, \tilde{\text{C}}3, \text{C5}, \bar{\text{C}}8 \quad (24)
\end{aligned}$$

由于约束 $\bar{\text{C}}8$ 中 $\chi_k$ 和 $\alpha_k$ 是耦合的,同理应用1阶泰勒对 $\chi_k$ 和 $\alpha_k$ 进行解耦,可得到 $\chi_k/\alpha_k \geq f(\chi_k, \alpha_k) = \chi_k^{(n)}/\alpha_k^{(n)} + \chi_k/\alpha_k^{(n)} - \chi_k^{(n)}\alpha_k/(\alpha_k^{(n)})^2$ 。其中,上标 $n$ 表示第 $n$ 次迭代的近似值,  $f(\chi_k, \alpha_k)$ 是 $\chi_k/\alpha_k$

围绕点 $(\chi_k^{(n)}, \alpha_k^{(n)})$ 的1阶泰勒展开式。综合上述分析, 式(24)可以写成

$$\begin{aligned} & \max_{\alpha_k, \Lambda, \chi_k, \mu_k} \sum_{k=1}^K \psi_k t_k \log_2(1 + \chi_k), \\ & \text{s.t. } \widetilde{C}2, \widetilde{C}3, C5, \\ & \widetilde{C}8: \begin{bmatrix} \mu_k \mathbf{I}_{(LM+M)} - \mathbf{A}_2 - \mathbf{b}_2 \\ -\mathbf{b}_2^H - \mu_k - \widetilde{c}_2 \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \end{aligned} \quad (25)$$

其中,  $\widetilde{c}_2 = \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k)^H (\mathbf{W} \otimes \bar{\Theta}) \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_k) - \sigma^2 f(\chi_k, \alpha_k)$ , 式(25)是关于优化变量的凸优化问题, 可以利用凸优化工具箱直接求解。因此, 可设计如算法1所示基于迭代的鲁棒吞吐量最大化算法。

#### 4.4 算法复杂度分析

由于所提算法涉及2阶锥(Second Order Cone, SOC)、线性矩阵不等式(Liner Matrix Inequality, LMI)和线性约束, 这些约束可以通过标准内点方法来求解。定义最大迭代次数为 $L_{\max}$ , 收敛精度为 $\varepsilon$ 。根据文献[20]的结论, 对于子问题式(20), 定义 $\sqrt{\beta_1} = \sqrt{K(5M + 3LM + 14)}$ ,  $n_1 = KM^2 + 6K = O(KM^2)$ , 则子问题式(20)的计算复杂度为

$$\begin{aligned} O_1 = O\{ & \sqrt{\beta_1} n_1 [K(5 + 2M^3 + 2(LM + M)^3 \\ & + (LM + M + 1)^3 + Kn_1(5 + 2M^2 \\ & + 2(LM + M)^2 + (LM + M + 1)^2) \\ & + K((LM + M + 1)^2 + ((LM + M)^2 + 1)^2) \\ & + (M + 1)^2 + (M^2 + 1)^2 + n_1^2]\} \end{aligned} \quad (26)$$

算法1 基于迭代的鲁棒吞吐量最大化算法

初始化系统参数:  $M, K, L, T, P_k^C, R_k^{\min}, \bar{g}_k, \mathbf{g}_{l,k}, \bar{\mathbf{f}}_k, \bar{\mathbf{h}}_k, \sigma_{H,K}^2, \sigma_{h,k}^2, P_{\max}, \delta_k, \nu_k, \bar{\Theta}^{(l-1)}, t_k^{(l-1)}, \alpha_k^{(l-1)}$ , 收敛精度 $\varepsilon$ , 设置内层最大迭代次数 $L_{\max}$ , 初始化迭代次数 $l = 0$ , 令 $R_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K \psi_k R_k$

- (1) **While**  $|R_{\text{sum}}^{(l)} - R_{\text{sum}}^{(l-1)}| \geq \varepsilon$  或  $l \leq L_{\max}$ , **do**
- (2) 设置迭代次数  $l = l + 1$
- (3) **Repeat**
- (4) 固定  $\{\bar{\Theta}^{(l-1)}, t_k^{(l-1)}, \alpha_k^{(l-1)}\}$  求解式(20)得到  $\mathbf{W}^{(l)}$ , 进而得到  $\mathbf{w}_k^*$  并更新  $\mathbf{w}_k^{(l)}$ ;
- (5) **Until** 收敛
- (6) **Repeat**
- (7) 固定  $\{\mathbf{w}_k^{(l)}, \alpha_k^{(l-1)}\}$  求解式(23)得到  $\{\bar{\Theta}^{(l)}, t_k^{(l)}\}$  进而得到  $\theta_l^*$  和  $t_k^*$  并更新  $\{\theta_l^{(l)}, t_k^{(l)}\}$
- (8) **Until** 收敛
- (9) **Repeat**
- (10) 固定  $\{\mathbf{w}_k^{(l)}, \theta_l^{(l)}, t_k^{(l)}\}$  求解式(25)得到  $\alpha_k^*$  并更新  $\alpha_k^{(l)}$
- (11) **Until** 收敛
- (12) 将  $\{\mathbf{w}_k^{(l)}, \theta_l^{(l)}, t_k^{(l)}, \alpha_k^{(l)}\}$  带入更新  $R_{\text{sum}}$
- (13) **End while**
- (14) 得到最优的  $\{\mathbf{w}_k^* = \mathbf{w}_k^{(l)}, \theta_l^* = \theta_l^{(l)}, t_k^* = t_k^{(l)}, \alpha_k^* = \alpha_k^{(l)}\}$

对于子问题式(23), 定义 $n_2 = (L + 1)^2 + 7K = O((L + 1)^2)$ ,  $\sqrt{\beta_2} = \sqrt{K(4M + 3LM + 14) + L + 1}$ , 则子问题式(23)的计算复杂度为

$$\begin{aligned} O_2 = O\{ & \sqrt{\beta_2} n_2 [K(5 + M^3 + 2(LM + M)^3 \\ & + (LM + M + 1)^3 + (L + 1)^3) \\ & + Kn_2(5 + M^2 + 2(LM + M)^2 \\ & + (LM + M + 1)^2 + (L + 1)^2) \\ & + K((LM + M + 1)^2 + ((LM + M)^2 + 1)^2 \\ & + (M + 1)^2 + (M^2 + 1)^2 + n_2^2)\} \end{aligned} \quad (27)$$

对于子问题式(25), 定义 $n_3 = 7K = O(7K)$ ,  $\sqrt{\beta_3} = \sqrt{K(2M + LM + 11)}$ , 则子问题式(25)的计算复杂度为

$$\begin{aligned} O_3 = O\{ & \sqrt{\beta_3} n_3 [K(3 + M^3 + (LM + M)^3) \\ & + Kn_3(3 + M^2 + (LM + M)^2) \\ & + K((LM + M + 1)^2 + ((LM + M)^2 + 1)^2 \\ & + (M + 1)^2 + (M^2 + 1)^2 + n_3^2)\} \end{aligned} \quad (28)$$

基于上述分析, 可以得到所提算法的总复杂度为 $O\{[(O_1 + O_2 + O_3)/\varepsilon^2] \log_2(L_{\max})\}$ 。

#### 5 仿真结果分析

本节通过计算机仿真分析来验证所提算法的有效性和鲁棒性。考虑到RIS在实际部署中, 功率站到反射节点, RIS到反射节点和RIS到信息接收机之间的链路均为可视距链路, 因而采用莱斯衰落模型来表征。此外, 反射节点与信息接收机之间的级联链路采用瑞利衰落模型来表征[16]。假设功率站、RIS和信息接收机分别位于(0,0,0) m, (12,10,10) m和(30,0,0) m, 反射节点随机分布在以RIS为圆心, 半径为6 m的圆形范围内, 如图2所示。其他仿真参数为:  $M = 3, K = 3, L = 3, T = 1$  s,  $\sigma^2 = 10^{-4}$  W,  $P_k^C = 0.1$  mW,  $P_{\max} = 1$  W,  $\eta = 0.8$ ,  $\delta_k = \nu_k = 0.4$ ,  $\sigma_{H,k} = \sigma_{h,k} = 0.1$ ,  $R_k^{\min} = 0.4$  bit/(s · Hz),  $L_{\max} = 10$ ,  $\varepsilon = 10^{-5}$  [3,16,21,23,24]。本文选择文献[7]中RIS辅助的传统非鲁棒资源分配算法, 和文献[25]中无RIS辅助的资源分配算法进行了对比分析, 以

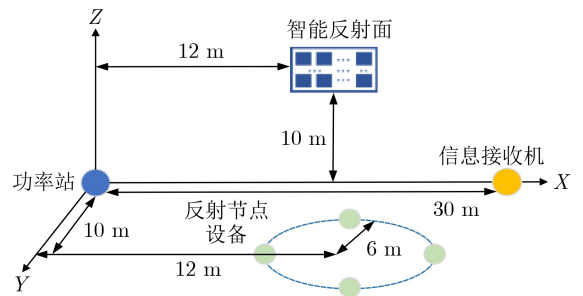


图2 仿真场景图

验证本文所提算法的优越性,如表1所示。其中,传统非鲁棒算法是在求解优化变量时没有考虑实际通信场景中的信道误差。无RIS算法是在系统模型中没有考虑RIS来辅助反射节点的信息传输,只考虑反射节点在反向散射时与信息接收机进行通信的直传链路。

图3给出了所提算法在3种不同反向散射吞吐量阈值 $R_k^{\min}$ 下,系统总吞吐量与算法迭代次数的关系图。从中可以看出,3种情况下本文所提算法的系统总吞吐量均可以收敛到稳定值,这说明所提算法具有良好的收敛性。此外,在迭代过程中,系统总吞吐量随着 $R_k^{\min}$ 的增加而增加,这是因为更大的吞吐量阈值 $R_k^{\min}$ 要求反射节点分配更多的反向散射速率或传输时间,保证基本的服务质量需求,从而使总吞吐量增加。

图4给出了所提算法在3种不同中断速率门限 $\delta_k$ 下,系统总吞吐量与信道误差标准差 $\sigma_{H,k}$ 的关系。从中可以看出,3种情况下本文所提算法的系统总吞吐量都随着 $\sigma_{H,k}$ 的减小而增大,这说明所提

算法符合实际通信场景,具有有效性。其次,在 $R_k^{\min}$ 相同的情况下,系统总吞吐量随着 $\delta_k$ 的增加而增大。这是因为牺牲了更多的系统性能去克服信道不确定性带来的影响。

图5给出了所提算法在3种信道误差标准差下,系统总吞吐量与最小吞吐量阈值 $R_k^{\min}$ 之间的关系。从中可以看出,随着 $R_k^{\min}$ 增加,系统总吞吐量也增加。这是因为 $R_k^{\min}$ 越大要求反射节点分配的传输时间或者速率也就越高,从而使得系统总吞吐量增加。此外,当 $R_k^{\min}$ 相同时, $\sigma_{H,k}$ 和 $\sigma_{h,k}$ 的值越大,系统总吞吐量越小。这是因为随着信道误差增大,信道环境变差,使得反射节点进行反向散射通信时系统性能和传输的信号质量降低,从而导致吞吐量下降。

为了验证所提算法的优越性,图6描绘了3种不同方案下系统总吞吐量与信道不确定性的关系图。由图可知,这3种方案的系统总吞吐量都会随着信道不确定性 $\sigma_{h,k}$ 的增加而降低。此外,由于鲁棒算法这种权衡是为了应对不确定性以及噪声等环境因素,以保证系统在各种条件下都能表现出良好的性能,所以鲁棒算法通常以降低系统总吞吐量为代价。因此,本文所提算法和无RIS算法的系统总吞吐量都是小于传统非鲁棒算法的。相比于本文所提算法和传统非鲁棒算法,无RIS算法在相同的信道环境下有更小的系统总吞吐量,这是因为RIS可以

表1 不同算法对比

算法名称	优化目标	有无RIS	鲁棒/非鲁棒
传统非鲁棒算法 <sup>[7]</sup>		有	非鲁棒
无RIS算法 <sup>[25]</sup>	最大化系统吞吐量	无	鲁棒
本文所提算法		有	鲁棒

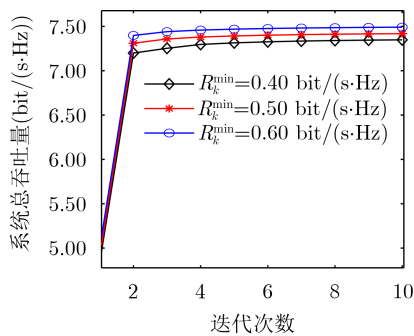


图3 所提算法的收敛图

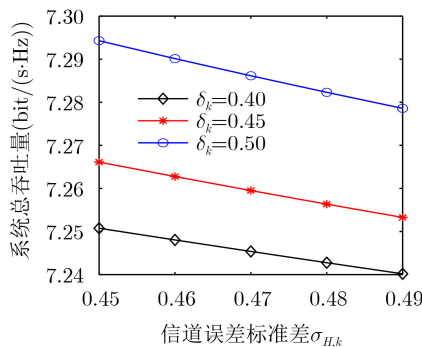


图4 不同中断速率门限下系统总吞吐量与信道不确定性的关系

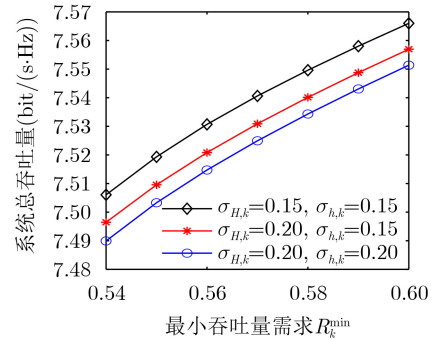


图5 系统总吞吐量与最小吞吐量阈值的关系

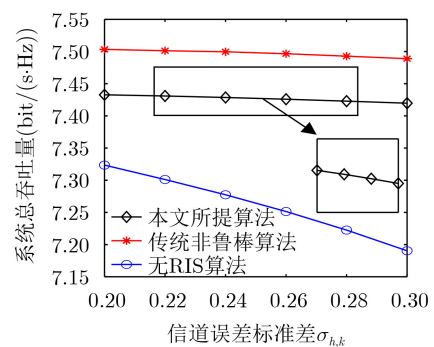


图6 不同算法下系统总吞吐量与信道估计误差标准差的关系



改善信道环境、提高通信性能和优化资源分配，因此，在相同情况下无RIS算法下的系统吞吐量是小于本文所提算法的。

图7描绘了不同方案和功率站天线数下系统总吞吐量与RIS反射单元个数之间的关系。由图可知，随着RIS反射单元个数的增加，系统的总吞吐量也会增加，这是因为更多反射单元可以提供更多的自由度使波束赋形更加精准，从而增强系统的通信增益。当 $L = 4$ 时，本文所提算法下的系统总吞吐量相比无RIS算法最大提升了6.21%。此外，3种方案下的系统总吞吐量随着天线数的增加而增加，这是因为多天线允许同时为多用户提供服务，从而提高系统并行性，允许更多用户同时连接并进行数据传输，从而增加了系统总吞吐量。

图8给出了不同算法对比下反射节点实际能量收集概率与信道不确定性的关系。由图可知，随着信道误差标准差的增加，反射节点处实际收集的能量小于最小收集的能量的概率呈增大的趋势，即能量中断概率逐渐提升。因为CSI标准差增大，意味着信道估计越不准确，从而使得可收集的能量信息减少，从而增加了能量中断概率。此外，从图中可以看出，本文所提算法都满足预设中断概率门限，但其他算法都逐渐超过了设定中断概率阈值。当

$\sigma_{h,k} = 0.055$ 时本文所提算法的中断概率比传统非鲁棒算法的平均中断概率降低了53.85%，说明本文所设计的基于统计CSI的鲁棒资源分配算法效果优于传统非鲁棒算法。最后，在低CSI误差情况下，所有算法的中断概率都低于门限值，因为低标准差意味着CSI估计越准确，信道不确定性对系统性能影响较小。

## 6 结论

为解决反向散射通信系统绕障通信与传输稳定性提升问题，本文提出了一种基于迭代的鲁棒加权吞吐量最大化资源分配算法。基于高斯CSI误差分布模型，建立了一个RIS辅助的多输入单输出反向散射通信系统下行传输模型。利用交替优化算法、半正定松弛法、变量替换等方法，将原非凸优化问题转化成凸优化问题，并通过高斯随机技术获得近似最优解。仿真结果表明，与传统非鲁棒资源分配算法相比，所提算法中断概率降低了53.85%；与无RIS的资源分配算法相比，所提算法吞吐量提升了6.21%。

## 参考文献

- [1] XU Yongjun, GUI Guan, GACANIN Haris, *et al.* A survey on resource allocation for 5G heterogeneous networks: Current research, future trends, and challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2021, 23(2): 668–695. doi: [10.1109/COMST.2021.3059896](https://doi.org/10.1109/COMST.2021.3059896).
- [2] XU Yongjun, QIN Zhijun, GUI Guan, *et al.* Energy efficiency maximization in NOMA enabled backscatter communications with QoS guarantee[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(2): 353–357. doi: [10.1109/LWC.2020.3031042](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.3031042).
- [3] XU Yongjun, XIE Hao, WU Qingqing, *et al.* Robust max-min energy efficiency for RIS-aided HetNets with distortion noises[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(2): 1457–1471. doi: [10.1109/TCOMM.2022.3141798](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3141798).
- [4] 张晓茜, 徐勇军. 面向零功耗物联网的反向散射通信综述[J]. *通信学报*, 2022, 43(11): 199–212. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2022199](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2022199).  
ZHANG Xiaoxi and XU Yongjun. Survey on backscatter communication for zero-power IoT[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(11): 199–212. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2022199](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2022199).
- [5] LI Dong. How many reflecting elements are needed for energy- and spectral-efficient intelligent reflecting surface-assisted communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(2): 1320–1331. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3128544](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3128544).
- [6] DI RENZO M, ZAPPONE A, DEBBAH M, *et al.* Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: How it works, state of research, and the road ahead[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in*

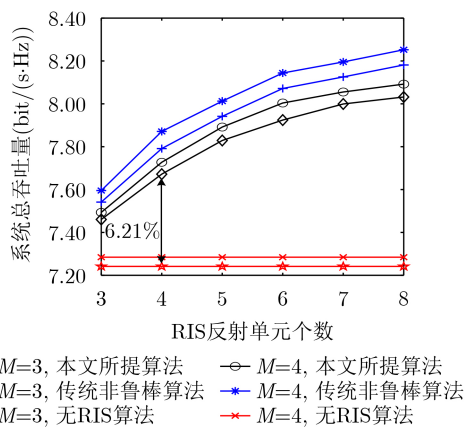


图7 不同算法下反射单元个数和天线数与系统总吞吐量的关系

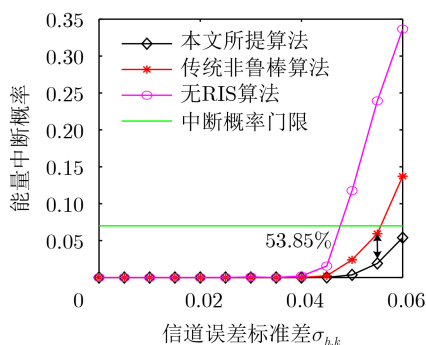


图8 不同算法下能量中断概率与信道不确定性的关系

- Communications*, 2020, 38(11): 2450–2525. doi: [10.1109/JSAC.2020.3007211](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3007211).
- [7] MA Hui, ZHANG Haijun, ZHANG Ning, *et al.* Reconfigurable intelligent surface with energy harvesting assisted cooperative ambient backscatter communications[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(6): 1283–1287. doi: [10.1109/LWC.2022.3164257](https://doi.org/10.1109/LWC.2022.3164257).
- [8] HAKIMI A, ZARGARI S, TELLAMBURA C, *et al.* IRS-enabled backscattering in a downlink non-orthogonal multiple access system[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(12): 2984–2988. doi: [10.1109/LCOMM.2022.3204489](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2022.3204489).
- [9] GALAPPATHTHIGE D L, REZAEI F, TELLAMBURA C, *et al.* RIS-empowered ambient backscatter communication systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(1): 173–177. doi: [10.1109/LWC.2022.3220158](https://doi.org/10.1109/LWC.2022.3220158).
- [10] ZUO Jiakou, LIU Yuanwei, YANG Liang, *et al.* Reconfigurable intelligent surface enhanced NOMA assisted backscatter communication system[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(7): 7261–7266. doi: [10.1109/TVT.2021.3087582](https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3087582).
- [11] LV Weigang, BAI Jiale, YAN Qing, *et al.* RIS-assisted green secure communications: Active RIS or passive RIS?[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(2): 237–241. doi: [10.1109/LWC.2022.3221609](https://doi.org/10.1109/LWC.2022.3221609).
- [12] REHMAN H U, BELLILI F, MEZGHANI A, *et al.* Modulating intelligent surfaces for multiuser MIMO systems: Beamforming and modulation design[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(5): 3234–3249. doi: [10.1109/TCOMM.2022.3160540](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3160540).
- [13] ZHAO Jinqiu, YE Jia, GUO Shuaishuai, *et al.* Reconfigurable intelligent surface enabled joint backscattering and communication[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023: 1–12. doi: [10.1109/TVT.2023.3305330](https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3305330).
- [14] 吕斌, 曹怡, 李健, 等. IRS辅助的认知反向散射通信网络性能增强方案[J]. *通信学报*, 2021, 42(12): 172–181. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2021233](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2021233).  
LV Bin, CAO Yi, LI Jian, *et al.* Performance enhancement scheme for IRS-assisted cognitive backscatter communication network[J]. *Journal on Communications*, 2021, 42(12): 172–181. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2021233](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2021233).
- [15] GONG Shimin, HUANG Xiaoxia, XU Jing, *et al.* Backscatter relay communications powered by wireless energy beamforming[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(7): 3187–3200. doi: [10.1109/TCOMM.2018.2809613](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2018.2809613).
- [16] 张晓茜, 徐勇军, 吴翠先, 等. 智能反射面增强的全双工环境反向散射通信系统波束成形算法[J]. *电子与信息学报*, 2023: 1–11. doi: [10.11999/JEIT230356](https://doi.org/10.11999/JEIT230356).  
ZHANG Xiaoxi, XU Yongjun, WU Cuixian, *et al.* Beamforming design for reconfigurable intelligent surface enhanced full-duplex ambient backscatter communication networks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2023: 1–11. doi: [10.11999/JEIT230356](https://doi.org/10.11999/JEIT230356).
- [17] GU Bowen, LI Dong, LIU Ye, *et al.* Exploiting constructive interference for backscatter communication systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(7): 4344–4359. doi: [10.1109/TCOMM.2023.3277519](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3277519).
- [18] WANG Kunyun, SO A M C, CHANG T H, *et al.* Outage constrained robust transmit optimization for multiuser MISO downlinks: Tractable approximations by conic optimization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(21): 5690–5705. doi: [10.1109/TSP.2014.2354312](https://doi.org/10.1109/TSP.2014.2354312).
- [19] XIN Yanan, XU Yongjun, LIU Qilie, *et al.* Robust and outage-constrained energy efficiency optimization in RIS-assisted NOMA networks[C]. 2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference, Helsinki, Finland, 2022: 1–5. doi: [10.1109/VTC2022-Spring54318.2022.9860985](https://doi.org/10.1109/VTC2022-Spring54318.2022.9860985).
- [20] ZHOU Gui, PAN Cunhua, REN Hong, *et al.* A framework of robust transmission design for IRS-aided MISO communications with imperfect cascaded channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 5092–5106. doi: [10.1109/TSP.2020.3019666](https://doi.org/10.1109/TSP.2020.3019666).
- [21] XU Yongjun, JIANG Siqiao, XUE Qing, *et al.* Throughput maximization for NOMA-based cognitive backscatter communication networks with imperfect CSI[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2023, 10(22): 19595–19606. doi: [10.1109/JIOT.2023.3289181](https://doi.org/10.1109/JIOT.2023.3289181).
- [22] YU Xianghao, XU Dongfang, SUN Ying, *et al.* Robust and secure wireless communications via intelligent reflecting surfaces[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2637–2652. doi: [10.1109/JSAC.2020.3007043](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3007043).
- [23] LI Xingwang, ZHAO Mengle, ZENG Ming, *et al.* Hardware impaired ambient backscatter NOMA systems: Reliability and security[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(4): 2723–2736. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3050503](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3050503).
- [24] LI Xingwang, WANG Qunshu, ZENG Ming, *et al.* Physical-layer authentication for ambient backscatter-aided NOMA symbiotic systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(4): 2288–2303. doi: [10.1109/TCOMM.2023.3245659](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3245659).
- [25] ZHANG Yu, LI Bin, GAO Feifei, *et al.* A robust design for ultra reliable ambient backscatter communication systems[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2019, 6(5): 8989–8999. doi: [10.1109/JIOT.2019.2925843](https://doi.org/10.1109/JIOT.2019.2925843).
- 徐勇军: 男, 副教授, 博士生导师, 研究方向为反向散射通信、智能反射面、资源分配等。  
徐娟: 女, 硕士生, 研究方向为反向散射通信、智能反射面等。  
田秦语: 男, 硕士生, 研究方向为智能反射面、共生无线电等。  
黄崇文: 男, 研究员, 研究方向为智能反射面、机器学习、资源分配等。