

doi:10.3969/j.issn.1003-3114.2025.05.010

引用格式:段潇蓉,马军伟,赵敏,等.智能超表面辅助的 NOMA 系统定位性能优化[J].无线电通信技术,2025,51(5):967-975. [DUAN Xiaorong, MA Junwei, ZHAO Min, et al. Positioning Performance Optimization for Reconfigurable Intelligent Surface Assisted NOMA System[J]. Radio Communications Technology, 2025, 51(5): 967-975.]

智能超表面辅助的 NOMA 系统定位性能优化

段潇蓉¹,马军伟¹,赵敏¹,张得路²,李美玲^{2*}

(1. 国网山西省电力公司信息通信分公司,山西太原 030021;

2. 太原科技大学电子信息工程学院,山西太原 030024)

摘要:智能电网中存在大量大功率电气设备及通信传感设备严重阻碍定位系统的信号传输,针对多基站多通信用户干扰的情况下可重构智能超表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)辅助的非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)通信系统难以准确定位弱信号的问题,考虑智能电网场景下的多小型基站多用户对定位用户的影响,提出以定位用户的水平误差为评估基准,在保证通信用户的服务质量(Quality of Service, QoS)的前提下,联合基站功率、多基站多用户干扰以及功率分配系数,采用拉格朗日对偶方法以及次梯度法处理多用户多小型基站带来的非凸问题。结果表明,资源分配相同的情况下,所考虑的风险-NOMA 智能电网通感系统相比 NOMA 通感系统可使系统平均定位误差明显降低。

关键词:非正交多址接入;智能电网;可重构智能超表面;次梯度

中图分类号:TN929.5

文献标志码:A

开放科学(资源服务)标识码(OSID):

文章编号:1003-3114(2025)05-0967-09



Positioning Performance Optimization for Reconfigurable Intelligent Surface Assisted NOMA System

DUAN Xiaorong¹, MA Junwei¹, ZHAO Min¹, ZHANG Delu², LI Meiling^{2*}

(1. Information and Communications Branch, State Grid Shanxi Electric Power Company, Taiyuan 030021, China;

2. School of Electronic Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: In smart grids, the presence of numerous high-power electrical devices and communication sensing equipment severely hinders signal transmission in positioning systems. To address the challenge of accurately locating weak signals in a Reconfigurable Intelligent Surface (RIS)-assisted Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) system under interference from multiple base stations and communication users, this paper considers the impact of multiple small base stations and multiple users in a smart grid environment. A horizontal positioning error of the target user is used as the evaluation metric. While ensuring the Quality of Service (QoS) for communication users, the proposed method jointly optimizes base station power, multi-user interference, and power allocation factors. The Lagrangian dual method and sub-gradient approach are employed to solve the non-convex optimization problem caused by multiple users and small base stations. Simulation results demonstrate that, under the same resource allocation, the proposed RIS-NOMA integrated sensing and communication system significantly reduces the average positioning error compared to traditional NOMA-based system.

Keywords: NOMA; smart grid; RIS; sub-gradient

收稿日期:2025-06-13

基金项目:国网山西省电力公司科技项目(52051C24000D)

Foundation Item: Science and Technology Project of State Grid Shanxi Electric Power Company (52051C2400D)

0 引言

智能电网作为一种将先进的信息、通信和控制技术与传统电网相结合的 6G 现代化电力系统,具备双向通信、自愈能力和高效能源管理等特点。但智能电网中存在大规模发电、输电、配电设备导致通信及传感设备难以及时接收基站通信及定位信号,严重阻碍了信号传输^[1]。

RIS 具有大量的无源反射单元,每个单元可以通过控制其反射特性来改变电磁波的传播方向和特性,从而改善由大功率设备遮挡而导致的通信直连链路较差的情况^[2]。而 5G 中的 NOMA 技术通过对信号进行功率域或码域的非正交复用,可以有效提高频谱利用率^[3],其对于 6G 实现更高传输速率需求仍然重要。特别的,RIS 辅助 NOMA 在智能电网系统中能够克服大型设备阻碍困难、提升通信频谱效率,实现用户及设备的高精度定位^[4]。

由于智能电网中存在大量通感设备,导致 RIS-NOMA 在功率分配、用户调度等关键系统参数具有复杂性和多变性,同时波束^[5]赋形以及反射系数等参数呈非线性关系,使得此系统需要利用优化算法分析功率分配系数的最优解。文献[6-7]研究了下行多用户 NOMA-多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)系统中用户分配的性能提升,并对动态用户聚类、线性波束成形和恰当的功率分配进行软更新从而对问题进行求解。文献[8-9]研究了 RIS 辅助的无线通感网络场景,通过固定被动波束形成,利用拉格朗日对偶理论进行求解,结果显示,所提算法相较于传统方法能有效提升性能。文献[10-12]研究了下行 NOMA 通信系统中的功率分配问题,对原优化问题进行分解,并采用迭代方法交替求解这 2 个子问题求出相应的最优解。文献[13-14]研究了 RIS 辅助的 NOMA 通信定位场景,将优化问题分解,并以迭代的方式进行求解,再通过逐次凸近似得到次优解。

以上关于 RIS 辅助 NOMA 定位系统性能的研究均未考虑通信对定位的影响。在实际智能电网通信定位场景下,由于存在通信用户,通信信号会影响定位用户的定位精度。因此,应当考虑在多基站多用户下对定位用户的影响,文献[15]研究了多尺度 NOMA 系统,将系统功率分配问题建模为满足 QoS 等约束的凸优化问题,并采用定位功率分配算法对原问题进行求解。文献[16-18]研究了 NOMA 上下

行通信感知场景,在不损害通信用户 QoS 的前提下,智能地在多个用户间分配功率,以实现资源的高效利用。

不同的通信定位用户具有不同发射功率和网络参数,难以获取系统功率、资源分配规律以及信道状态信息(Channel State Information, CSI)。据此,文献[19]研究了 RIS 通过生成空中接收功率提供虚拟 NOMA 通感链路以解决此问题。

综上所述,目前虽然已有一些文献针对 RIS 辅助 NOMA 智能电网通感系统功率分配问题提出了解决方案,但缺乏在智能电网存在大量通电设备的影响下,保证通信用户通信质量的同时,提升定位用户的定位精度的研究^[20]。本文基于多基站多用户 RIS-NOMA 智能电网通感系统,在保证通信用户通信 QoS 的前提下,联合基站发射功率、多基站多用户干扰以及功率分配系数,采用拉格朗日对偶方法以及次梯度法处理多用户多小型基站带来的非凸问题。

结果表明,当资源分配相同的情况下,RIS-NOMA 智能电网通感系统与 NOMA 通感系统相比,系统平均定位误差明显降低。

1 系统模型

1.1 模型描述

RIS 辅助 NOMA 通信定位系统模型如图 1 所示。假设系统中共有 K 个支持定位功能的基站,每个 RIS 集成了 N 个可控反射单元,用于协助构建面向 NOMA 用户的通信与定位一体化链路,所有用户设备均采用单天线配置。系统中共存在 L 个合法用户,其中 KN 个通信用户 u_c , M 个定位用户 u_p 。由于存在多个基站,使得处于多基站覆盖范围下的定位用户会受到其余基站的影响,为了降低该影响,将信噪比高的通信用户与信噪比低的定位用户配对组成一簇 NOMA 用户。假设通信用户信噪比大于定位用户信噪比, $\gamma_1 \geq \gamma_2 \geq \gamma_3 \geq \dots \geq \gamma_m \gg \gamma_{m+1} \geq \dots \geq \gamma_L$, 其中,前 KN 个信噪比高的用户作为通信用户,其余 M 个作为定位用户。将用户分为 $L/2$ 簇,第 1 个簇为 $\{\gamma_1, \gamma_L\}$,第 2 个簇为 $\{\gamma_2, \gamma_{L-1}\}$,以此类推。假设由于障碍物的存在,基站与 NOMA 用户之间的直传链路不可达。特别需要注意的是,每个通信用户只连接一个基站,而定位用户连接多个基站,因此,通信用户与定位用户分别用编号 kn 和 m 表示, $h^{kx \leftarrow ky}$ 表示用户 ky 通过无延迟和无差错反馈信道到用户 kx 的瞬时信道增益,具体定义如表 1 所示。

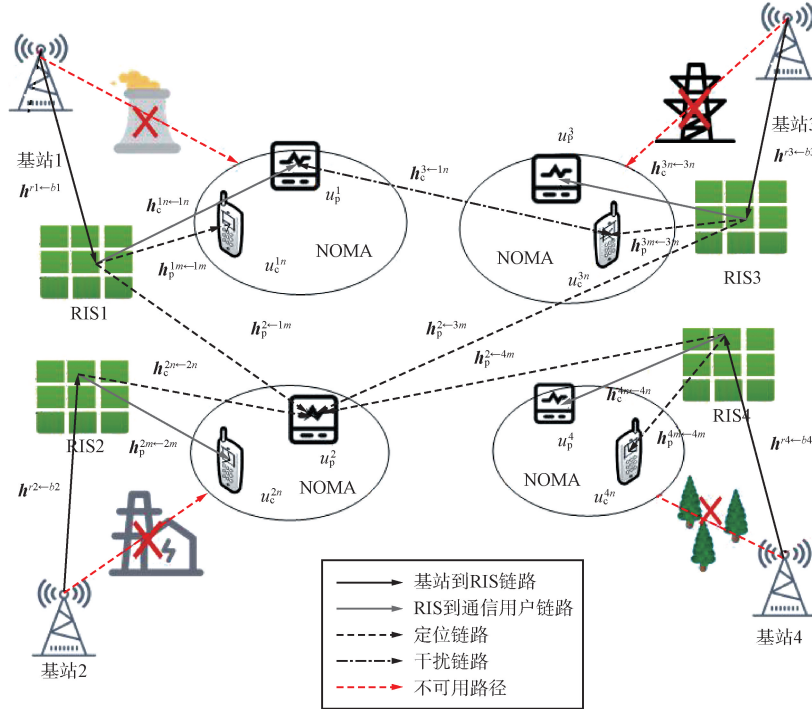


图 1 RIS 辅助 NOMA 通信定位系统模型

Fig. 1 RIS-assisted NOMA communication and localization system model

表 1 瞬时信道增益定义

Tab. 1 Definition of instantaneous channel gain

瞬时信道增益	定义
$h_c^{rk \leftarrow bk}$	基站 k 到 RIS- k 的信道增益系数
$h_c^{kn \leftarrow kn}$	基站 k 到通信用户 kn 的信道增益系数
$h_p^{m \leftarrow km}$	基站 k 到定位用户 m 的信道增益
$h_p^{m \leftarrow kn}$	通信用户 kn 到定位用户 m 的信道增益
$h_c^{kn \leftarrow k' m}$	其余基站到通信用户 kn 的信道增益
$h_p^{m \leftarrow k' m}$	除基站 k' 外到定位用户 m 的信道增益

1.2 定位精度误差分析

本文考虑多用户多基站情况下 RIS-NOMA 智能电网通感系统,由于定位用户会受到簇内通信用户以及由 RIS 反射得到的相邻基站的信号干扰,需对干扰进行分析。水平定位误差与测距误差有关,接收器可以使用延迟锁定环路跟踪定位分量,再根据接收信号的功率谱密度(Power Spectral Density, PSD)来表示测距误差从而得到与干扰误差之间的内在联系。定位用户接收到来自其他信号干扰时亦会受到 RIS 的影响。根据文献[21]可以得到定位用户 u_p 的 PSD、 u_p 接收到其他簇通信信号的 PSD 以及其他基站定位信号的 PSD 可以分别表示为:

$$\begin{cases} G_p^m(f) = T_p \text{sinc}^2[(f - m\Delta f_p)T_p] \\ G_s^m(f) = \sum_{k'=1, k' \neq 1}^K \sum_{n=1}^N |h_p^{m \leftarrow k'n}|^2 \beta^2 A^2 a_c P_s G_c^n(f) \\ G_q^m(f) = \sum_{k'=1, k' \neq 1}^K |h_p^{m \leftarrow k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p P_s G_p^m(f) \end{cases}, \quad (1)$$

式中: β 为 RIS 路径下的信号能量控制因子, $A = \left| \sum_{n=1}^N (h_p^{m \leftarrow km})^T h_c^{rk \leftarrow bk} e^{j\phi_k} \right|$ 表示经过 RIS 反射后信道增益系数, Δf_p 表示定位用户子载波间隔, $h_p^{m \leftarrow k'n}$ 、 $h_p^{m \leftarrow k'm}$ 分别表示来自其他第 k' 通信信号以及其他基站的瞬时信道增益系数, $G_c^n(f) = T_c \text{sinc}^2[(f - n\Delta f_c) \cdot T_c]$, T_c 为通信用户的信号周期, Δf_c 为通信用户子载波间隔。则定位用户测距误差可表示为:

$$\begin{aligned} (\sigma_\rho^{km})^2 = & \alpha \int_{B_0 - B_{fc}/2}^{B_0 + B_{fc}/2} [N_0 + G_s^m(f) + G_q^m(f)] \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s G_p^m(f) \sin^2(\pi f D T_p) df \\ & \left[(2\pi)^2 \int_{B_0 - B_{fc}/2}^{B_0 + B_{fc}/2} |h_p^{m \leftarrow k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s f G_p^m(f) \sin(\pi f D T_p) df \right]^{-2}, \end{aligned} \quad (2)$$

式中: $\alpha = B_L(1 - 0.5B_L T_{coh})$ 由环路噪声带宽 B_L 和相干积分时间 T_{coh} 确定, D 为前后相关器间距, B_0 为 NOMA 信号的中心频点, B_{fc} 为射频前端带宽, P_s 为基站发射总功率, N_0 为通信噪声 PSD, a_p^{km} 代表第 km 个定位用户的功率分配系数, ρ 为距离、测距量或测距误差。对式(2)

使用近似可以得到式(3),推导过程如证明 1 所示。

$$(\sigma_\rho^{km})^2 \approx \frac{\alpha T_p^2}{2} \left[\frac{1}{B_{fc} T_p (C/N_0)^{km}} + \frac{B \sum_{k'=1}^K (CPR)^{km-k'}}{2B_{fc}^2} + \frac{\sum_{k'=1}^K (PPR)^{km-k'm}}{B_{fc}^2 T_p} \right] \quad (3)$$

证明 1:

对于式(2),进一步可写为:

$$(\sigma_\rho^{km})^2 = \frac{\alpha(A_1^m + A_2^m + A_3^m)}{(2\pi)^2 |h_p^{m-k'm}|^2 P_s (A_0^m)^2} \quad (4)$$

A_0^m 、 A_1^m 、 A_2^m 、 A_3^m 具体表示为:

$$\begin{cases} A_0^m = \int_{B_0-B_{fc}/2}^{B_0+B_{fc}/2} \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s G_p^m(f) \sin^2(\pi f D T_p) df \\ A_1^m = \int_{B_0-B_{fc}/2}^{B_0+B_{fc}/2} N_0 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s G_p^m(f) \sin^2(\pi f D T_p) df \\ A_2^m = \int_{B_0-B_{fc}/2}^{B_0+B_{fc}/2} G_s^m(f) \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s G_p^m(f) \sin^2(\pi f D T_p) df \\ A_3^m = \int_{B_0-B_{fc}/2}^{B_0+B_{fc}/2} G_q^{km}(f) \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s G_p^m(f) \sin^2(\pi f D T_p) df \end{cases} \quad (5)$$

假设定位用户带宽远小于总带宽 B ,且前端带宽大于 B ,则 $B_{fc} \gg 2/T_p$ 。进一步,式(5)中的 A_0^m 、 A_1^m 、 A_2^m 、 A_3^m 可表示为:

$$\begin{cases} A_0^m = \frac{1}{2\pi} D B_{fc} \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \\ A_1^m = \pi D T_p N_0 A_0^m \\ A_2^m = D^2 T_p \sum_{k'=1}^K \sum_{n=1}^N |h_c^{m-k'n}|^2 P_c T_c \beta^2 A^2 a_p^{km} \cdot \\ \quad P_s \int_{B_{fc}/2}^{B_{fc}/2} \text{sinc}^2[(f+m\Delta f_p - n\Delta f_c)T_c] \text{sinc}^2(fT_p) df \stackrel{G \gg 1}{\approx} \\ \quad D^2 T_p P_c T_c \sum_{k'=1}^K \sum_{n=1}^N |h_c^{m-k'n}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} \cdot \\ \quad P_s \sin^2 \left[\pi \left(m - \frac{n}{G} \right) \right] \times \int_{(Gm-n-1)\Delta f_c}^{(Gm-n+1)\Delta f_c} \text{sinc}^2[(f + \\ \quad m\Delta f_p - n\Delta f_c)T_c] df \approx \\ \quad D^2 T_p P_c \sum_{k'=1}^K \sum_{n=1}^N |h_c^{m-k'n}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \sin^2 \left(\frac{n}{G} \pi \right) \\ A_3^m = \pi^2 D^2 T_p^4 \sum_{k'=1}^K |h_p^{m-k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \underbrace{\int_{B_{fc}/2}^{B_{fc}/2} f^2 \text{sinc}^4(fT_p) df}_{A_3^m} \\ \quad \pi^2 D^2 T_p^4 \sum_{k'=1}^K |h_p^{m-k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \frac{1}{2\pi^2 T_p^3} \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)带入式(4),为方便叙述,令 $(\sigma_\rho^{km})^2 = (\sigma_\rho^{km})^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s$,则可表示为:

$$(\sigma_\rho^{km})^2 = \frac{\alpha T_p^2}{2} \left[\frac{N_0}{B_{fc} T_p |h_p^{km}|^2} + \frac{B G \beta^2 A^2 a_c P_s \sum_{k'=1}^K |h_c^{m-k'}|^2}{B_{fc}^2 |h_p^{km}|^2} + \frac{\sum_{k'=1}^K (|h_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s)}{B_{fc}^2 T_p |h_p^{km}|^2} \right] \quad (7)$$

进一步,令 $(C/N_0)^{km} = |h_p^m|^2 \beta^2 A^2 a_p P_s / N_0$, $(CPR)^{km-k'} = 2G |h_c^{m-k'}|^2 a_c / |h_p^{km}|^2 a_p^{km}$,表示相对于定位信号的通信干扰强度比;令 $(PPR)^{km-k'm} = |h_p^{k'm}|^2 a_p^{k'm} / |h_p^{km}|^2 a_p^{km}$,表示定位干扰信号对自身强度的比例,则原式可重新表示为:

$$(\sigma_\rho^{km})^2 \approx \frac{\alpha T_p^2}{2} \left[\frac{1}{B_{fc} T_p (C/N_0)^{km}} + \frac{B \sum_{k'=1}^K (CPR)^{km-k'}}{2B_{fc}^2} + \frac{\sum_{k'=1}^K (PPR)^{km-k'm}}{B_{fc}^2 T_p} \right] \quad (8)$$

证毕。

根据测距误差推导定位用户水平误差,具体推导过程如证明 2 所示,则第 m 个定位用户的水平定位误差可表示为:

$$\Psi^m = \sqrt{\sum_{k=1}^K \left\{ \left[\sum_{i=1}^2 (h_{ik}^m)^2 \right] (\sigma_\rho^{km})^2 \right\}} \quad (9)$$

证明 2:

假设 $\boldsymbol{\varepsilon}_\rho^m = [\varepsilon_\rho^{1m}, \varepsilon_\rho^{2m}, \dots, \varepsilon_\rho^{km}]^T$ 表示第 m 个定位用户的测距误差向量,其中 ε_ρ^{km} 表示该用户来自第 k 个基站处的测距误差,假设不同基站处的测距误差互不相关。则第 m 个用户的定位误差可表示为:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_X^m = [(\mathbf{G}^m)^T \mathbf{G}^m]^{-1} (\mathbf{G}^m)^T \boldsymbol{\varepsilon}_\rho^m = \mathbf{H}^m \boldsymbol{\varepsilon}_\rho^m \quad (10)$$

\mathbf{G}^m 为雅可比行列式:

$$\mathbf{G}^m = \begin{bmatrix} -a_x^{1m} & -a_y^{1m} & -a_z^{1m} \\ -a_x^{2m} & -a_y^{2m} & -a_z^{2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -a_x^{km} & -a_y^{km} & -a_z^{km} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$\begin{cases} a_x^{km} = (x_b^k - x_p^m) / \| \mathbf{X}_b^k - \mathbf{X}_p^m \| \\ a_y^{km} = (y_b^k - y_p^m) / \| \mathbf{X}_b^k - \mathbf{X}_p^m \| \\ a_z^{km} = (z_b^k - z_p^m) / \| \mathbf{X}_b^k - \mathbf{X}_p^m \| \end{cases}, \quad (12)$$

式中: $\mathbf{X} = [x, y, z]^T$ 表示坐标,下标 b 和 p 分别用于标识基站和定位用户, $\| \cdot \|$ 表示矩阵的欧式范数。由于各基站间的距离偏差彼此不相关,其协方差矩阵具有对角线的特性,则其协方差矩阵表示为:

$$(\sigma_\rho^m)^2 = \text{cov}(\boldsymbol{\varepsilon}_\rho^m, \boldsymbol{\varepsilon}_\rho^m) = \begin{bmatrix} (\sigma_\rho^{1m})^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & (\sigma_\rho^{2m})^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & (\sigma_\rho^{km})^2 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

式中:来自第 km 定位链路的测距误差用 $(\sigma_\rho^{km})^2 = \text{cov}(\boldsymbol{\varepsilon}_\rho^{km}, \boldsymbol{\varepsilon}_\rho^{km})$ 表示。定位误差的协方差为:

$$(\sigma_X^m)^2 = \text{cov}(\boldsymbol{\varepsilon}_X^m, \boldsymbol{\varepsilon}_X^m) = \mathbf{H}^m (\sigma_\rho^m)^2 (\mathbf{H}^m)^T, \quad (14)$$

式中: \mathbf{H}^m 中的元素用 $h_{ik}^m (i \in \{1, 2\})$ 表示。可以得出水平定位误差:

$$\Psi^m = \sqrt{\sum_{k=1}^K \left\{ \left[\sum_{i=1}^2 (h_{ik}^m)^2 \right] (\sigma_\rho^{km})^2 \right\}}. \quad (15)$$

证毕。

将几何稀疏度记为 $\lambda^{km} = \sqrt{\sum_{i=1}^2 (h_{ik}^m)^2}$, 式(15)

可重新表述为:

$$\Psi^m = \sqrt{\sum_{k=1}^K (\lambda^{km} \sigma_\rho^{km})^2}. \quad (16)$$

2 优化算法

本文的优化问题是在 RIS-NOMA 通信定位系统中,考虑定位用户的远近干扰问题、定位用户至少需要 3 个基站定位并保证通信 QoS 的情况下,联合考虑基站功率、功率分配系数,以定位误差作为衡量指标,最小化系统定位误差。但由于远近干扰问题以及信道具有随机性,定位用户的水平定位误差变得更加复杂,同时, RIS 与基站级联信道、波束赋形矩阵、用户配对以及基站功率相互耦合,使得此非凸优化问题很难直接求解。因此,考虑通过拉格朗日对偶方法的解耦和分解的方法降低问题的复杂度,同时利用次梯度法迭代求解,逐步逼近最优解,从而最小化系统定位误差,能够有效地平衡通信质量和定位精度,最终实现系统性能的优化。

根据上述分析,考虑其约束条件,最小化 RIS-NOMA 通信定位系统的定位误差,但为了更好地使用拉格朗日对偶方法,本文采用一种等效方法,即最大化所有定位用户平均定位误差的负值,间接实现最小化系统的定位误差,目标函数表示为:

$$\text{P1: } \max_{a_p^{km}} -\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (\Psi_p^m)^2$$

$$\text{s. t. C1: } I_p^{kn} \leq I_{p(\text{th})}^{kn}, \forall k, \forall n$$

$$\text{C2: } \sum_{m=1}^M \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \leq P_{\text{th}}^k, \forall k$$

$$\text{C3: } |\mathbf{h}_p^m|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \geq e\Omega |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s, \forall m, \forall k,$$

(17)

式中: e 表示接收设备的效能级别,通常大于 1, C1 为通信用户 QoS 约束, C2 为总功率约束条件, C3 为“远近干扰”约束条件,具体推导过程如下。

① 通信用户 QoS 约束。考虑在保证通信用户的 QoS 基础上优化定位用户的定位精度,设定通信用户的误码率 (Bit Error Rate, BER) 必须保持在限定范围内:

$$\text{BER}^{kn} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{\beta^2 A^2 a_c P_s}{\beta^2 A^2 a_p P_s + N_0 + I_p}} \leq \Xi_{\text{th}}, \forall k, \forall n, \quad (18)$$

式中: $\text{erfc}(\cdot)$ 表示互补误差函数;假设基站功率相同, P_s 为基站的发射功率, a_c 、 a_p 分别为 u_c 、 u_p 的功率分配系数,满足 $a_c + a_p = 1$, 且 $a_c > a_p$; $I_p = \sum_{m=1}^M \beta^2 A^2 a_p P_s T_p \text{sinc}^2 \left(1 - \frac{1}{G}\right)$ 表示定位用户对通信用户的干扰。考虑系统采用二进制相移键控调制。根据式(12)得到式(19):

$$\text{C1: } I_p^{kn} \leq \frac{\beta^2 A^2 a_c P_s |\mathbf{h}_c^{kn}|^2}{\text{erfc}^{-1}(2\Xi_{\text{th}})} - N_0 - \beta^2 A^2 a_p P_s \triangleq I_{p(\text{th})}^{kn}, \forall k, \forall n. \quad (19)$$

需要说明的是,第 kn 个通信用户的干扰容忍度界限定义为 $I_{p(\text{th})}^{kn}$, 其与 QoS 紧密相关。

② 总功率约束条件。为了确保通信 QoS, 减少对接收机的干扰, 设定总发射功率的上限 P_T^k , 则总功率为:

$$\sum_{m=1}^M \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s + N\beta^2 A^2 a_c P_s \leq P_T^k, \forall k. \quad (20)$$

进一步,假设所有基站向通信用户的输出功率输出保持一致,可以得到定位信号的总体功率限制条件,令 $P_{\text{th}}^k = P_T^k - N\beta^2 A^2 a_c P_s$, 则式(20)可重新表示为:

$$\text{C2: } \sum_{m=1}^M \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \leq P_{\text{th}}^k, \forall k. \quad (21)$$

③ “远近干扰”约束条件。定位用户会受到相邻基站的信号干扰,但存在无法辨别远处基站信号与邻近基站信号的信号。为此,通过提升基站的密度,增强信号多样性,间接提升了定位的精确度。由于各基站发出的信号相互独立,则约束条件满足:

$$\frac{|\mathbf{h}_p^{km}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s}{|\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s} \geq e\Omega, \forall m, \forall k, \forall k', k \neq k', \quad (22)$$

式中: Ω 表示定位信号自相关与互相关的比例。需要特别说明的是,若最大的互相关值符合特定条件,其余所有 k' 的相关值也将遵循同样的规律。则上式可以进一步表示为:

$$\text{C3: } |\mathbf{h}_p^{km}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \geq e\Omega |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s, \forall m, \forall k, \quad (23)$$

式中: $k'_k m$ 定义为一个指标,它并不包括第 km 个用户的特定定位信号,而是反映接收的其他最强信号的位置标识。

3 问题求解

由于波束的形状和 RIS 相位调节之间的关系,波束赋形矢量定义了波束的方向,而 RIS 相移矩阵定义了信号在 STAR-RIS 上的相位调节,使得约束条件 C1、C3 具有非凸性,加之多个基站以及通信用户的干扰问题使得原目标函数变得更为复杂,导致原问题无法直接使用 CVX 求解,而本文目标是在考虑通信用户通信质量的前提下最大化定位用户的性能,需要对约束条件单独求解,从而获得原问题的全局最优解。为了求解上述问题,本文通过引入拉格朗日乘子将原目标函数的约束条件转化为无约束目标函数并利用对偶分解法应对目标函数的非凸性,最终将复杂的目标函数及其多种约束条件转化为易于求解的数学形式,从而有效地处理原耦合非凸优化问题。

为了方便叙述,令 $\boldsymbol{\mu} = \{\mu^{kn}, \forall k, \forall n\} \in \mathbb{C}^{K \times N} \geq 0$, $\boldsymbol{v} = \{v^k, \forall k\} \in \mathbb{C}^{1 \times K} \geq 0$, $\boldsymbol{w} = \{w^{km}, \forall k, \forall m\} \in \mathbb{C}^{K \times M} \geq 0$, 当目标变量满足特定的限制条件时,此问题与原问题等价,原问题的拉格朗日形式可表示为:

$$g(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w}) = \max_{a_p^{km}} L(\{a_p^{km}\}, \boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w}), \quad (24)$$

式中: a_p^{km} 为用户 km 的功率分配系数。原问题的拉格朗日函数 $L(\{a_p^{km}\}, \boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w})$ 可表示为:

$$\begin{aligned} L(\{a_p^{km}\}, \boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w}) = & -\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K (\lambda^{km} \sigma_\rho^{km})^2 + \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \mu^{kn} \cdot \\ & (I_{p(\text{th})}^{kn} - I_p^{kn}) + \sum_{k=1}^K v^k \left(P_{\text{th}}^k - \sum_{m=1}^M \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \right) + \\ & \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K w^{km} (|\mathbf{h}_p^{km}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s - \\ & e\Omega |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s) \end{aligned} \quad (25)$$

假设 a_p^{km} 不变,则根据原约束,对偶优化问题可以重新表述为:

$$\begin{aligned} \min g(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w}) \\ \text{s. t. } \boldsymbol{\mu} \geq 0, \boldsymbol{v} \geq 0, \boldsymbol{\beta} \geq 0. \end{aligned} \quad (26)$$

由于 a_p^{km} 固定,函数 $L(\{a_p^{km}\}, \boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w})$ 与 $\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w}$ 之间呈线性关系,则原问题是凸的。至此,原问题转化为凸函数。对于此问题,由于其变量过多,计算复杂,无法直接求解。因此,采用对偶分解策略来求解该问题^[12],将目标函数拆分为若干个小问题,此方法能将一个复杂的大规模优化问题拆分成多个小规模子问题,每个子问题都相对简单易解,从而降

低计算复杂度。将上述问题分解为功率分配系数子问题,以平衡不同用户之间的功率分配,确保通信和定位的性能。则式(24)可表示为:

$$\begin{cases} g(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w}) = \sum_{k=1}^K [g^k(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w})] = \sum_{k=1}^K \left\{ \sum_{m=1}^M g^{km}(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w}) + v^k P_{\text{th}}^k \right\} \\ g^{km}(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w}) = \max_{a_p^{km}} \left\{ -\frac{1}{M} (\lambda^{km} \sigma_\rho^{km})^2 - v^k \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s + \right. \\ \left. \sum_{n \in N_m} \mu^{kn} (I_{p(\text{th})}^{kn} - I_p^{kn}) + w^{km} (|\mathbf{h}_p^{km}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s - \right. \\ \left. e\Omega |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s) \right\} \end{cases} \quad (27)$$

至此,对偶函数已被分解成 $K \times M$ 个独立的子任务,且 $g^{km}(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{w})$ 包含 M 个子问题,上述子问题的目标函数可表示为:

$$\begin{aligned} \text{P2: } \max_{a_p^{km}} & -\frac{1}{M} (\lambda^{km} \sigma_\rho^{km})^2 - v^k \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \\ \text{s. t. } \text{C1: } & I_p^{kn} \leq I_{p(\text{th})}^{kn}, n \in N_m \\ \text{C3: } & |\mathbf{h}_p^{km}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \geq e\Omega |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s. \end{aligned} \quad (28)$$

针对 P2 问题,可以构建出其特定的拉格朗日函数:

$$\begin{aligned} \tilde{L}(\{a_p^{km}\}, \tilde{\mu}^{kn}, \tilde{w}^{km}) = & -\frac{1}{M} (\lambda^{km} \sigma_\rho^{km})^2 - v^k \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s + \\ & \sum_{n \in N_m} \tilde{\mu}^{kn} (I_{p(\text{th})}^{kn} - I_p^{kn}) + \tilde{w}^{km} \cdot \\ & (|\mathbf{h}_p^{km}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s - e\Omega \\ & |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s) \end{aligned} \quad (29)$$

在 P2 中,涉及约束条件的非负对偶变量被标识为 $\tilde{\mu}^{kn}, \tilde{w}^{km}$,则上述子问题拉格朗日表达式为:

$$\tilde{g}^{km}(\tilde{\mu}^{kn}, \tilde{w}^{km}) = \max_{a_p^{km}} \tilde{L}(\{a_p^{km}\}, \tilde{\mu}^{kn}, \tilde{w}^{km}). \quad (30)$$

这个对偶优化问题涉及目标函数的最小化及一系列约束条件的满足,其求解方法可以表示为:

$$\begin{aligned} \min \tilde{g}^{km}(\tilde{\mu}^{kn}, \tilde{w}^{km}) \\ \text{s. t. } \tilde{\mu}^{kn} \geq 0, \forall n \in N_m, \tilde{w}^{km} \geq 0. \end{aligned} \quad (31)$$

依据 KKT(Karush-Kuhn-Tucker)条件,可以确定 P2 的理想功率分配策略。在满足一定等式约束的情况下,通过精确求解,可以得出最优的功率分配方案,以实现系统效率的最大化,其 KKT 条件表示为:

$$\begin{cases} \sum_{n \in N_m} \tilde{\mu}^{kn} (I_{p(\text{th})}^{kn} - I_p^{kn}) = 0 \\ \tilde{w}^{km} (|\mathbf{h}_p^{km}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s - e\Omega |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s) = 0. \\ \frac{\partial \tilde{L}(\{a_p^{km}\}, \tilde{\mu}^{kn}, \tilde{w}^{km})}{\partial a_p^{km}} = 0 \end{cases} \quad (32)$$

此问题的最优解符合该等式,通过将 $\tilde{L}(\{a_p^{km}\}, \tilde{\mu}^{kn}, \tilde{w}^{km})$ 代入并对 $\tilde{L}(\{a_p^{km}\}, \tilde{\mu}^{kn}, \tilde{w}^{km})$ 求导,令其等于

零,能够得到:

$$\frac{\partial \bar{L}}{\partial a_p^{km}} = \frac{-\frac{1}{M} \partial (\lambda^{km} \sigma_\rho^{km})^2 - \nu^k a_p^{km}}{\partial a_p^{km}} + \frac{\partial \sum_{n \in N_m} \tilde{\mu}^{kn} (I_{p(\text{th})}^{kn} - I_p^{kn})}{\partial a_p^{km}} + \frac{\partial \{ \tilde{w}^{km} (|\mathbf{h}_p^{km}|^2 a_p^{km} - e\Omega |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 a_p^{k'm}) \}}{\partial a_p^{km}} = -\frac{1}{M} \cdot \left(\frac{\lambda^{km} \tilde{\sigma}_\rho^{km}}{a_p^{km}} \right)^2 - \nu^k - \sum_{n \in N_m} \tilde{\mu}^{kn} \frac{\partial I^{kn}}{\partial a_p^{km}} + \tilde{w}^{km} |\mathbf{h}_p^{km}|^2, \quad (33)$$

$$\tilde{a}_p^{km} = \lambda^{km} \times \tilde{\sigma}_\rho^{km} \times \left[M \left(\beta^{km} |\mathbf{h}_p^{km}|^2 - \nu^k - \sum_{n \in N_m} \tilde{\mu}^{kn} J^{kn} \right) \right]^{-1/2}, \quad (34)$$

式中: $[M(\beta^{km} |\mathbf{h}_p^{km}|^2 - \nu^k - \sum_{n \in N_m} \tilde{\mu}^{kn} J^{kn})]^{-1/2}$ 为约束尺度, λ^{km} 为几何稀释度, $\tilde{\sigma}_\rho^{km}$ 为测距因子。令 $J^{kn} = \partial I^{kn} / \partial a_p^{km} = \sum_{k'=1}^K |\mathbf{h}_p^{kn-k'm}| T_p \text{sinc}^2 \left(m - \frac{n}{G} \right)$, J^{kn} 的值由所有基站至用户 kn 的通信路径损耗系数决定, ν^k 为一个与总发射功率上限关联的配对变量,而 $\tilde{\mu}^{kn}$ 、 \tilde{w}^{km} 分别与通信用户 kn 的 BER 限制、用户接收器的性能相关。至此,P1 可以得到其最优解,但是,对于 P2,由于无法获得其闭合表达式,无法直接求解 P2。

为了应对此问题,本文采用次梯度法对问题进行迭代更新,次梯度法无需精确梯度信息,可以处理具有不连续性或不可微性的非凸问题,从而提高求解效率和鲁棒性。由于 ν^k 与总功率有关,当总功率确定时, ν^k 相对固定,因此通过改变 ν^k 的梯度估计,计算相应情况下 \tilde{a}_p^{km} 的最优解。对于一组特定的对偶变量 $(\tilde{\mu}, \tilde{\nu}, \tilde{w})$, 在变量 s 上的 $\tilde{\mu}^{kn}$ 梯度可表示为:

$$g^k(\tilde{\nu}^{kn}) \geq g^k(\nu^{kn}) + s(\tilde{\nu}^{kn} - \nu^{kn}). \quad (35)$$

式(35)的子问题变形可得到:

$$g^k(\tilde{\mu}, \tilde{\nu}, \tilde{w}) = \max_{a_p^{km}} L(\{a_p^{km}\}, \tilde{\mu}, \tilde{\nu}, \tilde{w}) = \max_{a_p^{km}} \left[-\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \lambda^{km} (\tilde{\sigma}_\rho^{km})^2 + \sum_{n=1}^N \tilde{\mu}^{kn} (I_{p(\text{th})}^{kn} - I_p^{kn}) + \tilde{\nu}^k \left(P_{\text{th}}^k - \sum_{m=1}^M \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \right) + \sum_{m=1}^M \tilde{w}^{km} (|\mathbf{h}_p^{km}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s - e\Omega |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s) \right] \geq -\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \lambda^{km} (\tilde{\sigma}_\rho^{km})^2 + \sum_{n=1}^N \tilde{\mu}^{kn} (I_{p(\text{th})}^{kn} - I_p^{kn}) + \tilde{\nu}^k \left(P_{\text{th}}^k - \sum_{m=1}^M \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \right) + \sum_{m=1}^M \tilde{w}^{km} (|\mathbf{h}_p^{km}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s - e\Omega |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s) = g^k(\mu, \nu, w) + (\tilde{\nu}^k - \nu^k) \left(P_{\text{th}}^k - \sum_{m=1}^M \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \right) + \sum_{n=1}^N (\tilde{\mu}^{kn} - \mu^{kn}) (I_{p(\text{th})}^{kn} - I_p^{kn}) + \sum_{m=1}^M (\tilde{w}^{km} - w^{km}) \cdot (|\mathbf{h}_p^{km}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s - e\Omega |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s). \quad (36)$$

从上述公式出发,在已知参数 ν^k 的前提下,能

够有效计算 $(\tilde{\mu}^{kn}, \tilde{w}^{km})$ 对应的最优化功率分配策略。通过反复调整 ν^k 的梯度估计,逐渐接近理想的最优解决方案:

$$\begin{cases} \hat{\mu}^{kn} = I_{p(\text{th})}^{kn} - I_p^{kn} \\ \hat{w}^{km} = |\mathbf{h}_p^{km}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s - e\Omega |\mathbf{h}_p^{k'm}|^2 \beta^2 A^2 a_p^{k'm} P_s \\ \hat{\nu}^k = P_{\text{th}}^k - \sum_{m=1}^M \beta^2 A^2 a_p^{km} P_s \end{cases}. \quad (37)$$

通过上述分析,优化问题 P1 已经化为标准凸问题,至此可以使用 CVX 工具求解,本文不在此过多赘述。

4 实验仿真

本文使用 Matlab 对所提问题进行性能分析和验证。假设存在 4 个基站设备,并考虑情况为 20 个定位用户在覆盖区域内均匀随机分布。为了提高统计的可靠性,每个仿真场景执行了 50 轮蒙特卡罗模拟。同时,为了确保公平性和一般性,设定了定位信号总功率门限 $P_{\text{th}}^k = P_{\text{th}}$, $k \in \{1, 2, \dots, K\}$, $e = 2$, $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 是所有通信用户的 BER 门限。

图 2 比较了 RIS-NOMA、RIS-正交多址接入 (Orthogonal Multiple Access, OMA) 和传统 NOMA 在相同资源分配下的定位性能。结果显示,在相同条件下,RIS-NOMA 的平均定位误差最低,这得益于 RIS 技术通过智能反射面优化了信号环境,有效增强了信道质量,配合 NOMA 的频谱复用优势,进一步提升了系统定位性能。同时,RIS-OMA 方案的定位误差整体低于传统 NOMA 系统,表明即便未引入 NOMA 技术,单独利用 RIS 辅助也能在定位场景中显著改善多径效应和信号覆盖,降低定位误差,这充分验证了 RIS 在提升定位精度方面的有效性。尽管 NOMA 在多址接入方面具有理论优势,但在缺乏 RIS 辅助的情况下,系统受到多用户干扰和不利信道条件的影响,定位性能明显逊色于 RIS-NOMA 和 RIS-OMA 方案。

图 3 对不同 N 值下 RIS-NOMA 通信系统的定位性能进行了深入分析。结果显示,随着 N 值的增加,在相同的资源分配策略下,RIS-NOMA 的定位误差逐渐减小。表明在资源分配一致的情况下, N 值的增大能显著提升 RIS-NOMA 的定位性能。此结论对优化 RIS-NOMA 通信系统在既定资源下的性能至关重要。

图 4 清晰地展示了平均定位误差与总功率约束之间的关系,可以看出随着总功率约束的增加,平均定位误差逐渐降低。但当总功率达到一定水平后,误

差曲线趋于平稳,表明进一步增加功率对定位精度的提升效果有限。值得注意的是,在相同的总功率约束下,QoS 约束成为影响定位误差的主导因素。此外,通过对比不同颜色的曲线可以看出,当 QoS 标准降低时,对应的定位误差随之增大。这一结果凸显了 QoS 约束在优化定位精度中的关键作用。

图 5 展示了在不同 QoS 条件下的平均定位误差表现,可以看出,随着 BER 阈值的逐步提高,平均定

位误差呈逐渐下降趋势。然而,当 BER 阈值继续增大到一定程度时,这些曲线趋于平稳,不再有显著下降。这一现象的原因在于总功率的限制,它对定位性能的进一步提升构成了制约。这一结果表明,在 QoS 约束和功率约束之间需要找到一个平衡点,以实现最佳的定位性能。因此,为了确保获得较高的定位精度,合理地设置 QoS 约束和功率约束显得尤为重要。

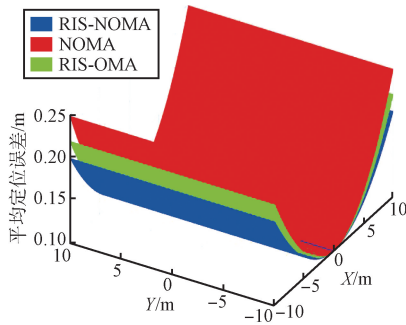


图 2 RIS-NOMA、RIS-OMA 与 NOMA 通信系统的定位性能比较

Fig. 2 Comparison of positioning performance among RIS-NOMA, RIS-OMA, and NOMA communication systems

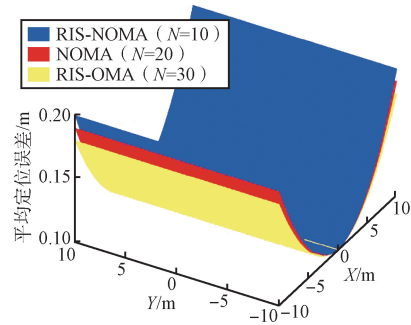


图 3 不同反射面下的 RIS-NOMA 通信系统的定位性能比较

Fig. 3 Comparison of positioning performance of RIS-NOMA communication systems with different reflecting surfaces

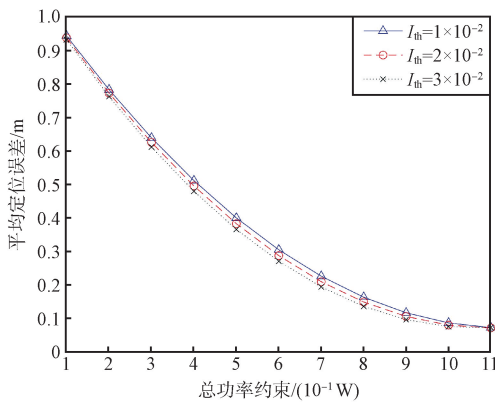


图 4 平均定位误差随总功率约束的变化

Fig. 4 Variation of average positioning error with total power constraint

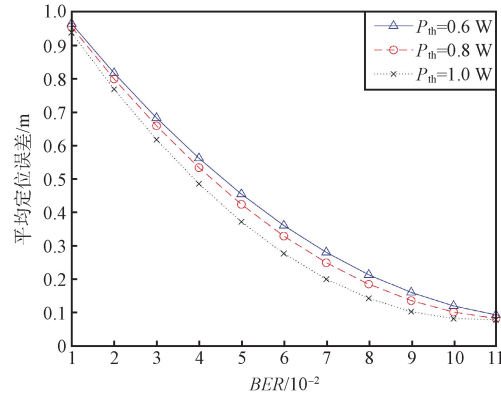


图 5 平均定位误差在不同 BER 约束下的性能

Fig. 5 Performance of average positioning error under different BER constraints

5 结束语

本文研究了 RIS 辅助的 NOMA 智能电网通感系统,提出了一种新的方法,在保证通信用户通信质量的前提下显著提升定位用户的定位精度。通过分析多基站多用户对定位用户的影响,并结合信号归一化 PSD 函数,推导出通信用户信号与通信质量之

间的关系。在此基础上,采用拉格朗日对偶方法和次梯度法,将非凸优化问题转化为凸问题并利用 CVX 工具求解。仿真结果表明,与传统 NOMA 定位系统相比,所提出的 RIS-NOMA 智能电网通感系统在资源分配相同的情况下能够显著降低系统的平均定位误差,并且在不同 BER 条件下表现出更优的系统性能。本文的研究为复杂环境下的 RIS-NOMA 智

能电网通感系统的优化提供了新的思路和理论支持。

参考文献

- [1] 余贻鑫, 栾文鹏. 智能电网[J]. 电网与清洁能源, 2009, 25(1): 7-11.
- [2] XU J Q, LIU Y W, MU X D, et al. STAR-RISs: Simultaneous Transmitting and Reflecting Reconfigurable Intelligent Surfaces[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(9): 3134-3138.
- [3] 张海君, 陈安琪, 李亚博, 等. 6G 移动网络关键技术[J]. 通信学报, 2022, 43(7): 189-202.
- [4] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless Network: Joint Active and Passive Beamforming Design[C]//2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Abu Dhabi: IEEE, 2018: 1-6.
- [5] 俞家融, 杨静泊, 林俊杰, 等. 基于 5G 波束成形的变电站作业人员高精度定位技术[J]. 电力信息与通信技术, 2024, 22(4): 92-98.
- [6] ALI S, HOSSAIN E, KIM D I. Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Downlink Multiuser MIMO Systems: User Clustering, Beamforming, and Power Allocation[J]. IEEE Access, 2017, 5: 565-577.
- [7] CHEBBI S, HABACHI O, CANCES J P, et al. Efficient Resource Allocation in 5G Massive MIMO-NOMA Networks: Comparative Analysis of SINR-aware Power Allocation and Spatial Correlation-based Clustering[J]. Computer Networks, 2025, 263: 111216.
- [8] XU Y J, GAO Z N, WANG Z Q, et al. RIS-enhanced WPCNs: Joint Radio Resource Allocation and Passive Beamforming Optimization[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(8): 7980-7991.
- [9] LUO H H, LIU R, LI M, et al. RIS-aided Integrated Sensing and Communication: Joint Beamforming and Reflection Design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(10): 6523-6536.
- [10] FOTOCK R K, ZAPPONE A, DI RENZO M. Energy Efficiency in RIS-aided Wireless Networks: Active Versus Nearly-passive RIS[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(1): 257-272.
- [11] ZHU J Y, WANG J H, HUANG Y M, et al. On Optimal Power Allocation for Downlink Non-Orthogonal Multiple Access Systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(11): 5125-5138.
- [12] GOSWAMI D, DAS S S. Iterative Sub-band and Power Allocation in Downlink Multiband NOMA Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5284-5298.
- [13] LIU Y W, MU X B, LIU X, et al. Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) Aided Multi-user Networks: Interplay Between NOMA and RIS[J]. IEEE Wireless Communications, 2022, 29(2): 169-176.
- [14] FENG W M, TANG J, WU Q Q, et al. Resource Allocation for Power Minimization in RIS-assisted Multi-UAV Networks with NOMA[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(8): 1456-1470.
- [15] YIN L, CAO J M, DENG Z, et al. Design and Performance Analysis of Multi-scale NOMA for Future Communication-positioning Integration System[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(4): 1333-1345.
- [16] YANG Z, DING Z G, FAN P Z, et al. A General Power Allocation Scheme to Guarantee Quality of Service in Downlink and Uplink NOMA Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(11): 7244-7257.
- [17] ZHAO B, OUYANG C J, ZHANG X Q, et al. Downlink and Uplink NOMA-ISAC with Signal Alignment[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(5): 1234-1248.
- [18] AGRAWAL I, MANOJ B R. Ergodic Rate for Downlink and Uplink NOMA Aided Integrated Sensing and Communication[J]. IEEE Communications Letters, 2024, 28(12): 3456-3460.
- [19] ABBAS R, SHIRVANIMOGHADDAM M, LI Y H, et al. A Novel Analytical Framework for Massive Grant-free NOMA[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(3): 2436-2449.
- [20] YIN L, DENG Z L, ZHU D, et al. Quality Assessment Method of GNSS Signals Based on Multivariate Dilution of Precision[C]//Proceedings of the 2016 International Conference on Satellite Navigation and Positioning. Shanghai: IEEE, 2016: 112-116.
- [21] ZUO J K, LIU Y W, ZHU C M, et al. Exploiting NOMA and RIS in Integrated Sensing and Communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(5): 1123-1135.

作者简介:

段潇蓉 女, (1992—), 硕士, 高级工程师。主要研究方向: 云平台、数据库、基础设施等运营运维。

马军伟 男, (1982—), 博士, 正高级工程师。主要研究方向: 数字新技术应用。

赵敏 女, (1983—), 硕士, 高级工程师。主要研究方向: 科技创新管理。

张得路 男, (1995—), 硕士, 助理工程师。主要研究方向: 智能反射面、通信定位一体化。

(* 通信作者) 李美玲 女, (1982—), 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 5G/6G 物理层技术、通信定位。