有源 RIS 辅助多天线无线供能通信网络中的和速率最大化

Jie Jiang、Bin Lyu、Pengcheng Chen 和 Zhen Yang

南京邮电大学通信与信息工程学院，中国南京 210003

arXiv:2301.01915v1 [cs.IT] 5 Jan 2023

摘要：本文提出了一种适用于多天线无线供能通信网络（WPCN）的有源可重构智能表面（RIS）赋能混合中继方案，其中，有源 RIS 用于辅助能量站（PS）向能量受限用户进行无线能量传输（WET），以及用户向接收站（RS）进行无线信息传输（WIT）。为进一步提升性能，我们提出在 PS 处采用发射波束成形，在 RS 处采用接收波束成形。通过联合优化 WET 和 WIT 的 RIS 相移与幅度反射系数、发射和接收波束成形向量以及网络资源分配，构建了一个和速率最大化问题。针对这一非凸问题，我们提出了一种基于线性最小均方误差准则、半定松弛（SDR）和逐次凸近似技术的高效交替优化算法。具体而言，我们证明了应用 SDR 的紧致性。仿真结果表明，与具有 10 个反射单元（ RE ）的单天线方案和具有 100 个反射单元的无源 RIS 方案相比，我们所提出的配备 10 个反射单元和 4 根天线的方案分别可实现 17.78% 和 415.48% 的性能增益。

关键词：无线供能通信网络、有源可重构智能表面、波束成形、和速率最大化。

I. 引言

随着物联网（IoT）的发展，一个互联无处不在、覆盖深入的智能社会将得以真正实现。然而，物联网网络中的无线设备（WD）通常受能量限制，使用寿命有限[1], ，这从根本上限制了通信网络的性能。手动更换或充电电池的传统方式既不可行，也无法接受，尤其是在无线设备数量众多的情况下。因此，如何解决这一问题，是物联网广泛发展的关键问题。无线供能通信被提出作为一种有望增强无线设备能源可持续性的技术，根据应用场景可分为两个方向 [2–4]。第一个方向侧重于研究无线信息与能量同传（SWIPT），即基站（BS）在下行链路（DL）中通过共用射频（RF）信号，同时向能量接收器传输能量，向信息接收器传输信息信号，从而形成可达速率与收集能量之间的关键权衡 [5]。与无线信息与能量同传不同，无线供能通信网络（WPCN）被提出作为一种新型无线网络架构，以延长无线设备的使用寿命并提高物联网部署的灵活性。在无线供能通信网络中，受能量限制的无线设备首先在下行链路中采集能量，随后基于广泛使用的先采集后传输（HTT）协议，利用收集到的能量在上行链路中传输独立的信息 [6]。

收稿日期：XX
修订日期：XX
编辑：XX

无线供能通信网络（WPCN）已在相关文献中得到广泛研究

[6–9], 这推动了无线供能通信网络（WPCN）的发展。然而，当功率站（PS）和接收站（RS）共同设置在混合接入点（HAP）处时，WPCN通常会受到“双重远近”现象的影响 [6, 8]。具体而言，距离HAP较远的无线设备在下行链路中采集到的能量较少，因此必须在上行链路中以更高功率传输信息，导致无线设备之间的时间和资源分配不公平。解决这一问题的一种可行方法是将PS和RS分开部署[10, 11]。在 [10], 中，多个用户从专用PS采集能量，然后遵循HTT协议与信息RS通信。在这种场景下，距离PS较近的用户自然会远离RS，反之亦然。针对类似场景，[11]研究了无线供能通信网络中的以用户为中心的能效（EE）问题。然而，由于严重的路径损耗导致效率较低，WPCN的性能仍然受限，这严重影响了其实际应用。

近年来，可重构智能表面（RIS）凭借其重塑无线传输环境的非凡能力，受到学术界和工业界的广泛关注 [12–18]。RIS 由大量可编程反射单元（RE）组成，能够改变入射信号的相移和幅度。因此，RIS 可以自适应地将入射无线电波引导至适当的方向 [13]。根据反射模式，RIS 可分为无源 RIS 和有源 RIS。独立扩散散射体（ IDS ）模型不具备功率放大特性，描述了无源 RIS 的基本属性，并已广泛应用于 RIS 辅助无线通信中 [18]。无源 RIS 仅配备移相控制器，而有源 RIS 则同时包含移相控制器和有源反射式放大器。因此，有源 RIS 能够同时改变入射信号的相移和幅度。值得注意的是，文献 [19, 20] 提出了一种具有新型硬件结构和信号模型的有源 RIS。不同于需要功耗较大的射频链的全双工放大转发（FD-AF）中继，有源 RIS 无需接收信号，便可在电磁层面以全双工方式直接反射并放大入射信号。由此，有源 RIS 展现出诸多优势，例如功耗低、重量轻、具有共形几何特性，并且在实际部署中具有很高的灵活性。

目前，无源RIS已广泛应用于无线供能通信网络中以提升性能[21–24]。在[21], 中，无源RIS部署在混合接入点与用户之间，以提高单输入单输出（SISO）无线供能通信网络中下行链路无线能量传输和上行链路无线信息传输的效率。在 [22], 中，为了进一步提升性能，采用了多天线技术：配备多天线的混合接入点在下行链路中向用户发送能量信号，并在上行链路中接收用户的信息，分别采用发射波束成形和接收波束成形。在[23], 中，提出了一种用于无线供能通信网络的全动态RIS波束成形方案，其中的相移向量在不同的时隙中独立设计。然而，在上述工作[21–23], 中，功率站和中继站也与混合接入点共址，导致用户间的性能不公平。为解决这一问题，[24] 中的作者考虑了功率站和中继站分别部署的情形，并可仔细选择可重构智能表面和用户的位置，以实现用户间公平的性能。然而，如上所述，无源RIS只能反射入射信号，无法对其进行放大；由于反射链路受到双重衰落效应的影响，性能提升因此受限。因此，能量受限的用户仍需花费大量时间在下行链路中收集能量，可用于信息传输的时间也就更少。

受有源可重构智能表面放大特性的启发，研究证实，有源可重构智能表面在提升性能方面优于无源RIS，因此被视为一种颇具前景的物联网网络技术 [19, 20, 25–29]。 [19] 中的作者比较了有源可重构智能表面与无源RIS带来的容量提升，结果表明，有源可重构智能表面能够从根本上缓解双重衰落效应。[20], 将有源可重构智能表面应用于单输入多输出（SIMO）系统，并通过联合优化相移矩阵和接收波束成形来获得最大可达速率。[25], 优化了有源可重构智能表面的部署位置，以提升SISO系统的性能。 [26] 中的作者提出利用有源可重构智能表面实现安全传输，这不仅能在发射机与接收机之间建立可靠链路，还能防止机密信息被窃听者截获。有源

可重构智能表面辅助多用户MISO PS-SWIPT[27] 旨在最小化基站发射功率，结果表明，与无源RIS辅助系统相比，该方案有显著提升。同样， [28], 研究采用有源可重构智能表面辅助无线信息与能量同传，以提升无线能量传输和无线信息传输的效率。然而，由于系统模型不同，这些结论和方法并不适用于无线供能通信网络系统。

尽管有源可重构智能表面在无线通信网络中已受到广泛关注，但有源可重构智能表面在无线供能通信网络中的应用仍处于起步阶段，尚未得到充分研究。据我们所知，目前只有一篇论文研究了有源可重构智能表面在无线供能通信网络中的应用[29]。具体而言， [29] 中的作者研究了有源可重构智能表面辅助的单天线无线供能通信网络中的加权和速率最大化问题，其中功率站和中继站共置于混合接入点。结果，与[21–23], 类似， [29] 中的部分无线设备仍受到“双重远近”现象的影响，不适用于对性能公平性要求较高的实际应用。此外，作者考虑了一种经过简化的通信场景，其中混合接入点和无线设备均只有一根天线，因此无法利用发射波束成形和接收波束成形，而这也是提升性能的一项关键技术。

受上述观察的启发，我们提出了一种适用于多天线无线供能通信网络的有源可重构智能表面辅助混合中继方案，其中采用有源可重构智能表面，协助功率站向能量受限用户进行无线能量传输，以及用户向中继站进行无线信息传输，如图 1 所示。与现有在无线供能通信网络中采用无源RIS的研究[21–24], 相比，我们提出的有源可重构智能表面方案能够放大能量信号和信息信号，从而实现令人满意的系统性能。不同于 [29],中考虑的单天线场景，我们提出在功率站和中继站均采用多天线，以构建发射波束成形和接收波束成形，进一步提升性能。具体而言，功率站的发射波束成形可用于提高功率站向用户进行无线能量传输的效率；与此同时，中继站的接收波束成形可用于利用天线增益，并消除有源可重构智能表面引起的噪声。在所考虑的系统设置中，我们旨在通过联合优化功率站的发射波束成形、中继站的接收波束成形、可重构智能表面的反射系数以及网络资源分配，最大化和速率问题。功率站的发射波束成形、中继站的接收波束成形、可重构智能表面的反射系数以及网络资源分配。需要指出的是，与[21–24, 29], 相比，我们所构建的问题更具挑战性，且[21–24, 29] 中的所提算法无法用于求解该问题。因此，我们提出了一种高效算法来求解所构建的问题。本文的主要贡献总结如下：

- 我们提出一种有源RIS辅助多天线无线供能通信网络，以提升系统性能。在该网络中，有源可重构智能表面充当混合中继，实现两个目的：一是辅助功率站向用户进行无线能量传输，二是辅助用户向中继站进行无线信息传输。为进一步提升系统性能，分别在功率站和中继站采用发射波束成形和接收波束成形技术。

- 我们研究和速率最大化问题，通过联合优化功率站的发射波束成形向量、中继站的接收波束成形向量、可重构智能表面在无线能量传输和无线信息传输阶段的相移与幅度反射系数，以及网络资源分配来求解。为应对所构建问题的非凸性，我们提出一种高效的交替优化算法。具体而言，原问题可分解为四个子问题，并以交替方式依次求解，直至收敛。

- 在设计接收波束成形时，我们采用线性最小均方误差（MMSE）准则，并获得其闭式表达式。对于无线能量传输（WET）中发射波束成形和RIS反射系数矩阵的优化，我们采用半定松弛（SDR）技术，并证明了采用SDR的紧性。对于无线信息传输（WIT）中RIS反射系数的优化，我们以闭式解获得最优相移，并提出一种逐次凸近似（SCA）算法来确定最优幅度反射系数。此外，我们还分析了所提问题的收敛性，并通过数值仿真加以验证。

• 最后，我们给出数值结果以评估所提方案的性能。结果表明，与配备10个反射单元的单天线方案以及配备100个反射单元的无源RIS方案相比，所提方案采用4根天线和10个反射单元时，和速率分别可提升17.78%和415.48%。

本文其余部分安排如下。第二节介绍有源可重构智能表面辅助的多天线无线供能通信网络的系统模型。第三节和第四节分别对和速率最大化问题进行建模并求解。第五节通过数值结果评估性能。最后，第六节总结全文。

符号说明：本文分别用粗体小写字母和大写字母表示向量和矩阵。运算符 $(\cdot)^T$、$(\cdot)^H$、$|\cdot|$ 和 $\|\cdot\|$ 分别表示转置、共轭转置、绝对值和欧几里得范数。Tr(·) 和 rank(·) 分别表示矩阵的迹和秩。 $\boldsymbol{X} \succeq 0$ 表示 $\boldsymbol{X}$ 是半正定矩阵。 $\mathbb{E}[\cdot]$ 表示统计期望。 $\boldsymbol{I}_N$ 表示 N 维单位矩阵。0 表示适当尺寸的零矩阵/向量。$\mathbb{C}^{N\times M}$ 表示所有 $N \times M$ 复值矩阵的集合。 $\mathbb{H}^M$ 表示所有 $M \times M$ 厄米矩阵的集合。 $\mathbb{R}^{N\times 1}$ 表示所有 $N \times 1$ 实值向量的集合。 $\mathcal{CN}\left(\mu、\sigma^2\right)$ 表示均值为 μ、方差为 σ^2 的圆对称复高斯随机向量的分布。arg(·) 表示相位提取运算。diag($\boldsymbol{x}$) 表示对角元素取自向量 $\boldsymbol{x}$ 的对角矩阵。Im(·) 和 Re(·) 分别表示复数的虚部和实部。

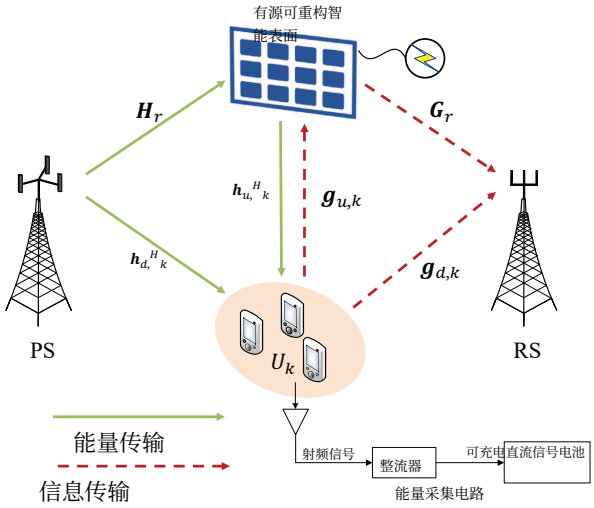

图 1. 有源可重构智能表面辅助多天线无线供能通信网络的系统模型。

II. 系统模型

如图1所示，我们考虑一个有源可重构智能表面辅助多天线无线供能通信网络，该网络由一个配备 M根天线的功率站、一个配备 L 根天线的中继站、一个有源可重构智能表面以及K 个能量受限用户组成，每个用户均配备单根天线。我们假设每个用户都配有能量采集（EH）电路，用于采集能量，其中整流器用于将接收到的射频信号转换为直流（DC）信号。随后，直流信号所产生的净采集能量可储存在可充电电池中。有源可重构智能表面由 N个有源反射单元组成，这些单元能够将反射信号定向到特定方向，并通过有源负载（负电阻）对其进行放大 [20]。与无源反射单元不同，每个有源反射单元都额外集成了由电源供电的有源反射式放大器。通过适当设置有效电阻，可以合理地假设每个单元的反射幅度和相位彼此 [19, 20, 25–29]独立。为驱动有源可重构智能表面和用户的运行，功率站配备了稳定能源。此外，功率站还具备执行计算任务的能力 [21]。具体而言，用户首先从功率站发射的射频信号中采集能量，然后利用采集到的能量向中继站传输信息。为缓解反射链路所遭受的严重路径损耗，采用有源可重构智能表面来提高功率站到用户的无线能量传输效率，以及用户到中继站的无线信息传输效率。

假设信道遵循准静态平坦衰落模型。也就是说，在每个传输块内，所有信道系数均保持恒定，但在不同传输块之间会发生变化[30]。PS 到 RIS、RIS 到 U_k 以及 PS 到 U_k 链路的下行链路基带等效信道分别表示为 $\boldsymbol{H}_r \in \mathbb{C}^{N\times M}$$\boldsymbol{h}_{u,k}^H \in \mathbb{C}^{1\times N}$ 和 $\boldsymbol{h}_{d,k}^H \in \mathbb{C}^{1\times M}$，其中$U_k$ 表示第 k 个用户。类似地， U_k 到 RIS、RIS 到 RS 以及 U_k 到 RS 链路的上行链路基带等效信道分别表示为 $\boldsymbol{g}_{u,k} \in \mathbb{C}^{N\times 1}$、 $\boldsymbol{G}_r \in \mathbb{C}^{L\times N}$ 和 $\boldsymbol{g}_{d,k} \in \mathbb{C}^{L\times 1}$。由于已有许多高效的信道估

计技术被提出并应用于 RIS 系统 [31–34], , 我们假设可以预先获得完美的信道状态信息，这是文献中常见的假设 [21, 22, 35] ，也是研究系统性能上界的前提。需要指出的是，信道估计误差通常不可避免 [31]。然而，信道估计误差对系统性能下降的影响不在本文讨论范围之内。

根据 HTT 协议 [6], , 所关注的归一化传输块被划分为 $K+1$ 个时隙。第一个时隙的持续时间为 $\tau_0 \in [0,1]$ ，专用于无线能量传输（WET）；在此期间，所有用户在有源可重构智能表面的辅助下从功率站（PS）采集能量。其余 K 个时隙（记为 $\boldsymbol{\tau}=[\tau_1,\ldots,\tau_K]$）用于通过时分多址（TDMA）方案进行上行无线信息传输（UL WIT）。具体而言，在 τ_k 期间， $k=1\cdots K$ U_k 将信息发送至中继站（ RS ）。不失一般性，将整个运行时段设为一个归一化传输块。因此，网络时间调度约束可表示为

$$\tau_0+\sum_{k=1}^{K}\tau_k \le 1,\ \forall k. \tag{1}$$

2.1 无线能量传输阶段

在无线能量传输（WET）阶段，功率站（PS）在有源可重构智能表面的辅助下向所有用户发送能量信号。将发送信号记为 $\boldsymbol{s}=\boldsymbol{w}_0 s$，其中 s 是功率站发送的伪随机基带信号， $\boldsymbol{w}_0 \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ 是发射波束成形向量。功率站的能量约束表示为

$$\mathbb{E}\left[|\boldsymbol{s}|^2\right]=\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{w}_0\boldsymbol{w}_0^H\right)\le P_0, \tag{2}$$

其中， P_0 表示功率站的最大发射功率。

无线能量传输阶段的有源可重构智能表面的反射系数矩阵表示为 $\boldsymbol{\Phi}_0$ =diag $\{\phi_{0,1},\ldots,\phi_{0,N}\}$ $\in$ $\mathbb{C}^{N\times N}$，其中 $\phi_{0,n}$ $=a_{0,n}e^{j\theta_0}$ $_n$, $n=1,\ldots,N$; 其中 $a_{0,n}$ 和 $\theta_{0,n}$ 分别表示第 n 个反射单元的幅度反射系数和相移。为不失一般性，我们假设每个有源反射单元满足以下约束

$$a_{0,n}\le a_{n,max},\ 0\le\theta_{0,n}\le 2\pi,\ \forall n, \tag{3}$$

其中 $a_{n,max}$ 是第 n 个反射单元的最大幅度反射系数。值得注意的是， $a_{n,max}$ 可以大于 1 [25], , 这是有源可重构智能表面区别于无源RIS的主要特征，因为有源负载能够放大反射信号。

U_k 在 τ_0 期间的接收信号表示为

$$y_{u,k}=\underbrace{\boldsymbol{h}_{d,k}^H\boldsymbol{s}}_{\text{direct link}}+\underbrace{\boldsymbol{h}_{u,k}^H\boldsymbol{\Phi}_0\left(\boldsymbol{H}_r\boldsymbol{s}+\boldsymbol{n}_v\right)}_{\text{RIS-aided link}}+n_{u,k},\ \forall k, \tag{4}$$

其中， $n_{u,\ k}\in\mathbb{C}$ 和 $\boldsymbol{n}_v\in\mathbb{C}^{N\times 1}$ 分别表示 U_k 和可重构智能表面处的加性高斯白噪声。不失一般性，假设$n_{u,\ k}\sim\mathcal{CN}\left(0,\sigma_{u,k}^2\right)$ 和 $\boldsymbol{n}_v\sim\mathcal{CN}\left(0,\sigma_v^2\boldsymbol{I}_N\right)$。将等效下行信道表示为 $\boldsymbol{h}_k^H$ $=\boldsymbol{h}_{u,\ k}^H\boldsymbol{\Phi}_0\boldsymbol{H}_r+\boldsymbol{h}_{d,\ k}^H\in\mathbb{C}^{1\times M}$ ，则式（4）可改写为

$$y_{u,k}=\boldsymbol{h}_k^H\boldsymbol{w}_0 s+\boldsymbol{h}_{u,k}^H\boldsymbol{\Phi}_0\boldsymbol{n}_v+n_{u,k},\ \forall k. \tag{5}$$

由于有源可重构智能表面不仅会放大期望信号，即 $\boldsymbol{s}$，还会放大输入噪声，即 $\boldsymbol{n}_v$，因此，为了准确计算收集能量，考虑式（4）的第二项是合理的[20]。然而， U_k 处的噪声通常很小，可以忽略。因此， U_k收集的能量记为 E_k，其表达式为

$$E_k=\beta\left|\boldsymbol{h}_k^H\boldsymbol{w}_0\right|^2\tau_0+\beta\left\|\boldsymbol{h}_{u,k}^H\boldsymbol{\Phi}_0\right\|^2\sigma_v^2\tau_0,\ \forall k, \tag{6}$$

其中， $\beta\in(0,1]$ 表示每个用户的能量转换效率。在此处采用线性能量收集模型是合理的，这也是文献[6, 8, 11, 10, 22, 29]中的常见假设。

值得注意的是，有源可重构智能表面可以利用有源负载将可用的反射功率分配给入射信号以进行放大 [20]。在下行无线能量传输阶段， $\boldsymbol{s}$ 和 $\boldsymbol{n}_v$ 的放大功率受到 RIS 功率预算的限制，具体如下列约束所示

$$P_0\left\|\boldsymbol{\Phi}_0\boldsymbol{H}_r\right\|^2+\sigma_v^2\left\|\boldsymbol{\Phi}_0\boldsymbol{I}_N\right\|^2\le P_r, \tag{7}$$

其中， P_r 是有源可重构智能表面用于放大的最大反射功率，且远低于有源射频放大器[25]的最大反射功率。

2.2 无线信息传输阶段

在无线信息传输阶段，用户以时分多址方式利用收集能量向中继站发送信息。令 f_k 表示功率为单位功率的 U_k 信息承载信号，则 τ_k 期间的发射信号表示为$x_k = \sqrt{p_k} f_k$，其中 p_k 是 U_k的发射功率。我们假设用户在无线能量传输阶段收集的全部能量 U_k 均用于传输自身信息。令 $\boldsymbol{p} = [p_1, \ldots, p_K] \in \mathbb{R}^{1\times K}$，其满足

$$p_k \tau_k \leq E_k, \ \forall k. \tag{8}$$

类似地，将有源可重构智能表面在 τ_k 期间用于无线信息传输的反射系数矩阵记为$\boldsymbol{\Phi}_k = \text{diag}\{\phi_{k,1}, \ldots, \phi_{k,N}\} \in \mathbb{C}^{N\times N}$，其中 $\phi_{k,n} = a_{k,n} e^{j\theta_{k,n}}$、$a_{k,n}$ 和 $\theta_{k,n}$ 满足以下约束

$$a_{k,n} \leq a_{n,max}, \ 0 \leq \theta_{k,n} \leq 2\pi, \ \forall k, \ \forall n. \tag{9}$$

在有源可重构智能表面的辅助下，RS 在 τ_k 期间从 U_k 接收到的信号可表示为

$$\boldsymbol{y}_{r,k} = \underbrace{\boldsymbol{g}_{d,k}^H x_k}_{\text{direct link}} + \underbrace{\boldsymbol{G}_r \boldsymbol{\Phi}_k \left(\boldsymbol{g}_{u,k} x_k + \boldsymbol{n}_v\right)}_{\text{RIS-aided link}} + \boldsymbol{n}_r, \ \forall k, \tag{10}$$

其中，$\boldsymbol{n}_r \in \mathbb{C}^{L\times 1}$ 表示 RS 处的加性高斯白噪声，并满足 $\boldsymbol{n}_r \sim \mathcal{CN}\left(0, \sigma_r^2 \boldsymbol{I}_N\right)$。

在上行无线信息传输阶段，有源可重构智能表面还需满足以下放大功率约束

$$p_k \left\|\boldsymbol{\Phi}_k \boldsymbol{g}_{u,k}\right\|^2 + \sigma_v^2 \left\|\boldsymbol{\Phi}_k \boldsymbol{I}_N\right\|^2 \leq P_r, \ \forall k. \tag{11}$$

将 RS 在 τ_k 期间的接收波束成形向量记为 $\boldsymbol{w}_k \in \mathbb{C}^{L\times 1}$，该向量可用于提取期望信号并抑制干扰和噪声。令等效上行信道为 $\boldsymbol{g}_k = \boldsymbol{g}_{d,k} + \boldsymbol{G}_r \boldsymbol{\Phi}_k \boldsymbol{g}_{u,k}$、$\forall k$。RS 在 τ_k 期间的估计信号表示为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{u}_k &= \boldsymbol{w}_k^H \boldsymbol{y}_{r,k} \\ &= \boldsymbol{w}_k^H \boldsymbol{g}_k x_k + \boldsymbol{w}_k^H \boldsymbol{G}_r \boldsymbol{\Phi}_k \boldsymbol{n}_v + \boldsymbol{w}_k^H \boldsymbol{n}_r, \ \forall k. \end{aligned} \tag{12}$$

然后，RS 处的信噪比（SNR）为 τ_k 可写为

$$\gamma_k = \frac{p_k \left|\boldsymbol{w}_k^H \left(\boldsymbol{G}_r \boldsymbol{\Phi}_k \boldsymbol{g}_{u,k} + \boldsymbol{g}_{d,k}\right)\right|^2}{\left\|\boldsymbol{w}_k^H \boldsymbol{G}_r \boldsymbol{\Phi}_k\right\|^2 \sigma_v^2 + \left\|\boldsymbol{w}_k\right\|^2 \sigma_r^2}, \ \forall k. \tag{13}$$

将从 U_k 到 RS 的可达速率记为 R_k，其公式如下:

$$R_k = \tau_k \log\left(1 + \gamma_k\right), \ \forall k. \tag{14}$$

III. 问题构建

本节通过联合优化有源可重构智能表面在无线能量传输和无线信息传输阶段的反射系数、功率站的发射波束成形、中继站的接收波束成形、各用户的发射功率以及网络时间调度，构建系统和速率最大化问题。该优化问题可表示为

$$(\mathbf{P1}) \max_{\tau_0, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\Phi}_0, \boldsymbol{\Phi}_k, \boldsymbol{w}_0, \boldsymbol{p}, \boldsymbol{w}_k} \sum_{k=1}^{K} R_k \tag{15}$$

$$s.t. \quad (1), (2), (3), (7), (8), (9) \text{ and } (11),$$
$$\tau_0 \geq 0, \ \tau_k \geq 0, p_k \geq 0, \ \forall k. \tag{16}$$

其中，（16）表示时间变量和功率变量均为非负数。

可以看出，由于变量之间存在耦合，（15）中的目标函数是一个非凹函数。此外，还存在若干非凸约束，即（2）、（7）、（8）和（11）。因此，采用标准优化技术直接求解 **P1** 颇具挑战。下一节将提出一种 AO 算法，以高效求解该问题。

IV. 交替优化求解

本节提出一种高效的交替优化算法来求解 P1。具体而言，我们将 P1 分解为若干子问题，并以交替方式迭代求解。为展示交替优化算法的执行过程，我们在图2中总结了一个流程图。具体来说，变量被划分为四个块，$\{\boldsymbol{w}_k\}$、$\{\boldsymbol{w}_0, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{p}\}$ 和 $\{\boldsymbol{\Phi}_0, \tau_0, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{p}\}$ 以及 $\{\boldsymbol{\Phi}_k\}$。随后，在固定其他块的情况下，交替求解每个块中的变量所对应的

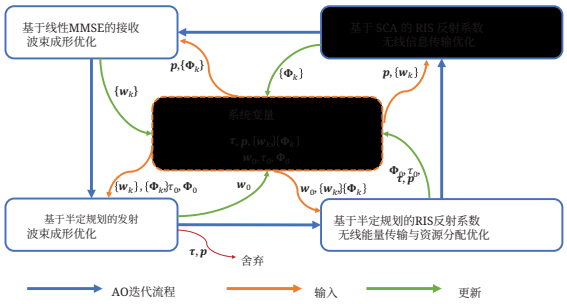

图2. 所提算法的流程图。

子问题，直至收敛。

4.1 基于线性最小均方误差的接收波束成形优化

在其他变量固定的情况下，我们首先设计接收波束成形向量 $\{\boldsymbol{w}_k\}$。为应对由 $\boldsymbol{n}_v$ 和 $\boldsymbol{n}_r$ 在（13）中造成的干扰，我们在此采用线性最小均方误差准则。根据该准则，基于最小均方误差的接收波束成形为

$$\boldsymbol{w}_k^* = \left(\boldsymbol{g}_k\boldsymbol{g}_k^H + \frac{\sigma_v^2}{p_k}\boldsymbol{G}_r\boldsymbol{\Phi}_k\boldsymbol{\Phi}_k^H\boldsymbol{G}_r^H + \frac{\sigma_r^2}{p_k}I_L\right)^{-1}\boldsymbol{g}_k,\ \forall k. \tag{17}$$

4.2 基于半定规划的发射波束成形优化

接下来，在其他变量 $\{\boldsymbol{w}_0, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{p}\}$ 固定的情况下，我们优化 $\{\boldsymbol{w}_k, \boldsymbol{\Phi}_0, \tau_0, \boldsymbol{\Phi}_k\}$。令 $e_k = p_k\tau_k$和 $\boldsymbol{e} = [e_1, \ldots, e_K]$，并将所得结果代入（17），**P1** 可简化如下

$$(\mathbf{P2}) \max_{\boldsymbol{w}_0,\boldsymbol{\tau},\boldsymbol{e}} \sum_{k=1}^{K}\tau_k \log\left(1+\epsilon_k\frac{e_k}{\tau_k}\right) \tag{18}$$

$$s.t.\quad e_k \le E_k,\ \forall k, \tag{19}$$

$$\tau_k \ge 0,\ e_k \ge 0,\ \forall k, \tag{20}$$

$$(1),\ (2)\ \text{and}\ (11),$$

其中 $\epsilon_k = \frac{\left|(\boldsymbol{w}_k^*)^H\boldsymbol{G}_r\boldsymbol{\Phi}_k\boldsymbol{g}_{u,k}+\boldsymbol{g}_{d,k}\right|^2}{\left\|(\boldsymbol{w}_k^*)^H\boldsymbol{G}_r\boldsymbol{\Phi}_k\right\|^2\sigma_v^2+\left\|\boldsymbol{w}_k^*\right\|^2\sigma_r^2}$，$\forall k$。可以发现，P2 是高度非凸的。为了高效求解该问题，采用半定松弛技术[36] 。定义 $\boldsymbol{H}_k = \boldsymbol{h}_k\boldsymbol{h}_k^H$，以及 $\boldsymbol{G}_{u,k} = \text{diag}\left(\left|\boldsymbol{g}_{u,k,1}\right|^2, \left|\boldsymbol{g}_{u,k,2}\right|^2, \ldots, \left|\boldsymbol{g}_{u,k,N}\right|^2\right)$，$\forall k$。令 $\boldsymbol{W}_0 = \boldsymbol{w}_0\boldsymbol{w}_0^H$，其满足 $\boldsymbol{W}_0 \succeq 0$ 且秩为$(\boldsymbol{W}_0) = 1$。然后，将式（19）改写为

$$e_k \le \beta\tau_0[\text{Tr}\left(\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{W}_0\right) + \left\|\boldsymbol{h}_{u,k}^H\boldsymbol{\Phi}_0\right\|^2\sigma_v^2], \forall k. \tag{21}$$

记用于无线能量传输的RIS反射系数向量为 $\boldsymbol{\varphi}_k = [\phi_{k,1}, \phi_{k,2}, \ldots, \phi_{k,N}]^T$，$\forall k$，（11）可改写为

$$e_k\boldsymbol{\varphi}_k^H G_{u,k}\boldsymbol{\varphi}_k + \tau_k\sigma_v^2\boldsymbol{\varphi}_k^H\boldsymbol{\varphi}_k \le \tau_k P_r,\ \forall k. \tag{22}$$

然后，P2可等价地转化为

$$(\mathbf{P2\text{-}1}) \max_{\boldsymbol{W}_0,\boldsymbol{\tau},\boldsymbol{e}} \sum_{k=1}^{K}\tau_k \log\left(1+\epsilon_k\frac{e_k}{\tau_k}\right) \tag{23}$$

$$s.t.\quad \text{Tr}\left(\boldsymbol{W}_0\right) \le P_0, \tag{24}$$

$$\boldsymbol{W}_0 \succeq 0, \tag{25}$$

$$\text{rank}(\boldsymbol{W}_0) = 1, \tag{26}$$

$$(1),\ (20),\ (21)\ \text{and}\ (22).$$

由于（26）中的秩一约束是非凸的，我们采用半定松弛技术对其进行松弛。因此，**P2-1**变为凸半定规划（SDP），可通过内点法求解 [37]。

命题1。求解P2-1的松弛版本得到的最优发射波束成形矩阵（记为 $\boldsymbol{W}_0^*$）是秩一的。

证明。请参见附录A。

根据命题1，可保证半定松弛的紧确性。因此，我们可以采用Cholesky分解得到最优能量波束成形向量 $\boldsymbol{w}_{0^*}^*$。

4.3 基于半定规划的RIS反射系数及无线能量传输与资源分配优化

在本小节中，我们重点优化无线能量传输阶段可重构智能表面的反射波束成形、每个用户的发射功率以及网络时间调度。由于 τ_0 和 $\boldsymbol{\Phi}_0$ 相互耦合，我们首先在给定 τ_0的情况下优化 $\{\boldsymbol{\Phi}_0, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{p}\}$。定义$\boldsymbol{\Psi}_0 = \tilde{\boldsymbol{\varphi}}_0\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_0^H$，其中 $\boldsymbol{\Psi}_0 \succeq 0$ 且秩$(\boldsymbol{\Psi}_0) = 1$，其中 $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_0 = [\boldsymbol{\varphi}_0^H, 1]^H$和 $\boldsymbol{\varphi}_0 = [\phi_{0,1}, \ldots, \phi_{0,N}]^T$。

令$\boldsymbol{H}_{u,\ k}$ =对角 $\{\boldsymbol{h}_{u,k,1},\ldots,\boldsymbol{h}_{u,k,N}\}$ 和 $\boldsymbol{Q}_{u,\ k}$ =对角 $\left\{|\boldsymbol{h}_{u,\ k,\ 1}|^2,\ \ldots\ldots,\ |\boldsymbol{h}_{u,\ k,\ N}|^2,\ 1\right\}$。则，（7）和（19）分别可改写为

$$P_0\mathrm{Tr}(\tilde{\boldsymbol{H}}_r\boldsymbol{\Psi}_0)+\sigma_v^2\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Psi}_0)\le P_r, \tag{27}$$

$$e_k\le\beta\tau_0\mathrm{Tr}[(\boldsymbol{V}+\sigma_v^2\boldsymbol{Q}_{u,k})\boldsymbol{\Psi}_0]-\beta\tau_0\sigma_v^2,\ \forall k, \tag{28}$$

其中

$$\boldsymbol{V}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}_{u,k}^H\boldsymbol{H}_r\boldsymbol{W}_0\boldsymbol{H}_r^H\boldsymbol{H}_{u,k} & \boldsymbol{H}_{u,k}^H\boldsymbol{H}_r\boldsymbol{W}_0\boldsymbol{h}_{d,k}\\ \boldsymbol{h}_{d,k}^H\boldsymbol{W}_0\boldsymbol{H}_r^H\boldsymbol{H}_{u,k} & \boldsymbol{h}_{d,k}^H\boldsymbol{W}_0\boldsymbol{h}_{d,k}\end{bmatrix},$$

and

$$\tilde{\boldsymbol{H}}_r=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}_r\boldsymbol{H}_r^H & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}.$$

利用第4.1 节和第4.2节得到的解，P1可等价地写为

$$(\textbf{P2-2})\ \max_{\boldsymbol{\Psi}_0,\boldsymbol{\tau},\boldsymbol{e}}\sum_{k=1}^{K}\tau_k\log\left(1+\epsilon_k\frac{e_k}{\tau_k}\right) \tag{29}$$

$$s.t.\quad \boldsymbol{\Psi}_0\succeq 0,\ \mathrm{rank}(\boldsymbol{\Psi}_0)=1, \tag{30}$$

$$[\boldsymbol{\Psi}_0]_{n,n}\le a_{max}^2,\ \forall n, \tag{31}$$

$$[\boldsymbol{\Psi}_0]_{N+1,N+1}=1, \tag{32}$$

(1), (20), (22), (27) and (28).

同样，在对（30）中的秩一约束进行松弛后，**P2-2** 也是一个半定规划，可用内点法求解。回顾通过半定松弛优化 $\boldsymbol{W}_0$ 能够保证紧性，我们还可以证明所得解 $\boldsymbol{\Psi}_0$ 为秩一。然后，通过对 $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_0$ 执行乔列斯基分解即可恢复 $\boldsymbol{\Psi}_0$，而无线能量传输的最优反射系数向量 $\boldsymbol{\varphi}_0^*$ 可通过对 $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_0$进行线性运算得到。随后，最优可重构智能表面反射系数矩阵 $\boldsymbol{\Phi}_0^*$ 可由下式获得： $\boldsymbol{\Phi}_0^*=\mathrm{diag}((\boldsymbol{\varphi}_0^H)^*)$。

最后，我们通过一维搜索法继续更新最优能量传输时间 $\tau_0\in[0,1]$ 。因此，该子问题的最大和速率可通过最优解$\{\boldsymbol{\Phi}_0^*,\tau_0^*,\boldsymbol{\tau}^*,\boldsymbol{p}^*\}$实现。具体步骤总结于算法1中。

算法1。基于半定规划的无线能量传输RIS反射系数与资源分配优化

输入： $\boldsymbol{w}_0,\{\boldsymbol{w}_k\},\{\boldsymbol{\Phi}_k\},\ \forall k$
输出： $\boldsymbol{\Phi}_0^*,\tau_0^*,\boldsymbol{\tau}^*,\boldsymbol{p}^*$
1: 初始化：最大目标函数值 $R_{\max}=0$ 和步长 δ。
2: 对于 $\tau_0=0$： δ： 1 执行
3: 给定 $\boldsymbol{w}_0,\{\boldsymbol{w}_k\},\{\boldsymbol{\Phi}_k\}$，我们得到 τ_0', $\boldsymbol{\Psi}_0'$, τ_k', e_k', $\forall k$ 通过求解 P2-2。
4: 计算 $R=\sum_{k=1}^{K}\tau_k'$对数 $\left(1+\epsilon_k\frac{e_k'}{\tau_k'}\right)$。
5: 如果 $R>R_{\max}$ 则
6: 更新 $R_{max}\leftarrow R$。
7: 更新 $\tau_0\leftarrow\tau_0',\boldsymbol{\Psi}_0\leftarrow\boldsymbol{\Psi}_0',\tau_k\leftarrow\tau_k',e_k\leftarrow e_k'$.
8: 结束如果
9: 结束循环
10: 通过 Cholesky 分解从 $\boldsymbol{\Psi}_0$ 得到 $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_0$。
11: 从 $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}_0$ 得到 $\boldsymbol{\varphi}_0$。
12: 设置 $\boldsymbol{\Phi}_0^*=\mathrm{diag}((\boldsymbol{\varphi}_0^H)^*)$。
13: 计算 $p_k^*=e_k^*/\tau_k^*$。
14: 返回 $\boldsymbol{\Phi}_0^*,\tau_0^*,\boldsymbol{\tau}^*,\boldsymbol{p}^*$。

4.4 基于 SCA 的 RIS 反射系数优化：无线信息传输

在本小节中，我们研究无线信息传输阶段可重构智能表面反射系数矩阵 $\boldsymbol{\Phi}_k$ 的优化，其表达式为

$$(\textbf{P3})\ \max_{\boldsymbol{\Phi}_k}\sum_{k=1}^{K}R_k \tag{33}$$

$$s.t.\quad (9)\text{ and }(11).$$

请注意，由于有源可重构智能表面在目标函数的分母中引入了额外的噪声项，P3 仍然是一个非凸优化问题，这导致其成为一个二次分式规划问题。事实上，RIS反射系数包括幅度反射系数和相移。为简化该问题，我们以闭式解的形式推导出最优相移，然后根据 [20]，利用逐次凸近似算法获得近似最优的幅度反射系数。

值得注意的是，P3 可以分解为 K

多个独立子问题，每个子问题均旨在最大化 U_k 在 τ_k 期间于 RS 处的信噪比，优化变量为 RIS反射系数向量 $\boldsymbol{\varphi}_k$。具体而言，利用$\boldsymbol{w}_k^*$ 在（17）中得到的结果，并引入一些新的辅助变量，第 k个信噪比最大化问题可表述为

$$\gamma_k = \frac{p_k \left|\boldsymbol{b}_k^H \boldsymbol{\varphi}_k + g_{d,k}\right|^2}{\boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{Q}_r \boldsymbol{\varphi}_k \sigma_v^2 + \sigma_r^2}, \tag{34}$$

其中 $g_{d,k} = \boldsymbol{w}_k^H \boldsymbol{g}_{d,k}$, $\boldsymbol{g}_{r,k}^H = \boldsymbol{w}_k^H \boldsymbol{G}_r$, $\boldsymbol{b}_k^H = \boldsymbol{g}_{r,k}^H$ diag $(\boldsymbol{g}_{u,k})$, $\boldsymbol{Q}_r = \text{diag}\left\{|g_{r,k,1}|^2, \ldots, |g_{r,k,N}|^2\right\}, \forall k$。令 $\boldsymbol{F}_k = p_k \boldsymbol{G}_{u,k} + \sigma_v^2 I_N, \forall k$。该子问题可表示为

$$(\mathbf{P4}) \max_{\boldsymbol{\varphi}_k} \ \gamma_k \tag{35}$$

$$s.t. \quad \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{F}_k \boldsymbol{\varphi}_k \le P_r, \ \forall k, \tag{36}$$

(9).

为求解 P4，我们将 RIS反射系数向量 $\boldsymbol{\varphi}_k$ 的优化分解为两个子问题，分别用于幅度反射系数设计和最优相移设计。令 $\boldsymbol{\varphi}_k = \boldsymbol{\Theta}_k \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k$，其中 $\boldsymbol{\Theta}_k = \text{diag}\left\{e^{j\theta_{k,1}}, \ldots, e^{j\theta_{k,N}}\right\} \in \mathbb{C}^{N\times N}$，且 $\bar{\boldsymbol{\varphi}}_k = [a_{k,1}, \ldots, a_{k,N}]^T \in \mathbb{R}^{N\times 1}$。

4.4.1 无线信息传输的相移优化

最优相移设计如下命题所示。

命题2. 无线信息传输期间，τ_k 时刻第 n个反射单元的最优RIS相移可推导为

$$\theta_{k,n}^* = arg(g_{d,k}) - arg(\boldsymbol{g}_{u,k,n}) + arg(\boldsymbol{g}_{r,k,n}), \ \forall k, \forall n, \tag{37}$$

其中，$\boldsymbol{g}_{u,\,k,\,n}$ 和$\boldsymbol{g}_{r,\,k,\,n}$ 分别表示向量$\boldsymbol{g}_{u,\,k}$ 和$\boldsymbol{g}_{r,\,k}$的第 n个元素。

证明。请参阅附录B。

4.4.2 无线信息传输的振幅反射系数优化

对于 **P4**，命题 2 中所示的最优相移设计成立，因为式（9）和式（36）中的放大功率值以及噪声功率在式（34）的分母中均与每个反射单元的相移无关。此外，优化 $\theta_{k,\,n}$等价于最大化式（34）中的目标函数 [20]。采用命题2中的最优相移后，我们继续优化用于无线信息传输的可重构智能表面振幅反射系数。具体而言，**P4** 可简化为

$$(\mathbf{P4\text{-}1}) \max_{\bar{\boldsymbol{\varphi}}_k} \quad \bar{\gamma}_k = \frac{p_k \left|\bar{\boldsymbol{b}}_k^H \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k + |g_{d,k}|\right|^2}{\bar{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{Q}_r \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k \sigma_v^2 + \sigma_r^2} \tag{38}$$

$$s.t. \quad \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{F}_k \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k \le P_r, \ \forall k, \tag{39}$$

$$a_{k,n} \le a_{n,\max}, \ \forall k, \ \forall n, \tag{40}$$

其中 $\bar{\gamma}_k = |\gamma_k|$，且 $\bar{\boldsymbol{b}}_k$ 是 $\boldsymbol{b}_k$的逐元素模。为处理目标函数（38）的非凸性，我们引入一个新的辅助变量$n_k = \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{Q}_r \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k \sigma_v^2 + \sigma_r^2$，它表示可重构智能表面接收的噪声功率。然后，**P4-1** 可转化为以下等价形式

$$(\mathbf{P4\text{-}2}) \max_{\bar{\gamma}_k, n_k, \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k} \ \bar{\gamma}_k \tag{41}$$

$$s.t. \sqrt{p_k}\left(\bar{\boldsymbol{b}}_k^H \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k + |g_{d,k}|\right) \ge \sqrt{n_k \bar{\gamma}_k}, \ \forall k, \tag{42}$$

$$\bar{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{Q}_r \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k \sigma_v^2 + \sigma_r^2 \le n_k, \ \forall k, \tag{43}$$

(39) and (40).

然而，约束（42）仍然是非凸的。为了高效求解**P4-1**，我们利用逐次凸近似算法，在每次迭代中用凸上界近似平方根。定义 $\bar{\gamma}_k(t)$ 和 $n_k(t)$ 为第 t 次迭代后用于迭代优化的变量。关于 $\{\bar{\gamma}_k(t)\ n_k(t)\}$，使用一阶泰勒多项式对 $\sqrt{n_k \bar{\gamma}_k}$进行近似，得到

$$\begin{aligned}\sqrt{n_k \bar{\gamma}_k} \le & \mathcal{G}(\bar{\gamma}_k, n_k; t) \\ = & \sqrt{\bar{\gamma}_k(t) n_k(t)} + \frac{1}{2}\left(\frac{n_k(t)}{\bar{\gamma}_k(t)}\right)^{\frac{1}{2}} [\bar{\gamma}_k - \bar{\gamma}_k(t)] \\ & + \frac{1}{2}\left(\frac{\bar{\gamma}_k(t)}{n_k(t)}\right)^{\frac{1}{2}} [n - n_k(t)].\end{aligned} \tag{44}$$

根据（44），（42）可改写为

$$\sqrt{p_k}\left(\bar{\boldsymbol{b}}_k^H \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k + |g_{d,k}|\right) \ge \mathcal{G}(\bar{\gamma}_k, n_k; t), \ \forall k. \tag{45}$$

接下来，P4-2可重构为以下问题

$$(\textbf{P4-3}) \max_{\bar{\gamma}_k, n_k, \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k} \ \bar{\gamma}_k, \tag{46}$$
$$s.t.(39),\ (40),\ (43) \text{ and } (45).$$

由于 **P4-3** 是凸问题，可采用内点法求解。接下来，我们讨论 $\bar{\gamma}_k$（t） 和 n_k（t）的初始化。首先，通过求解问题**P4-1**的一个简单可行版本，即 $\bar{\boldsymbol{\varphi}}_k$（0），得到初始解 $\bar{\boldsymbol{\varphi}}_k$（0），使其满足约束（39）和（40）。然后， $\bar{\gamma}_k$（0） 和n_k（0） 的合理初始化可表示为

$$\bar{\gamma}_k(0) = \frac{p_k \left|\bar{\boldsymbol{b}}_k^H \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k(0) + |g_{d,k}|\right|^2}{\sigma_v^2 \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k^H(0) \boldsymbol{Q}_r \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k(0) + \sigma_r^2}, \tag{47}$$
$$n_k(0) = \sigma_v^2 \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k^H(0) \boldsymbol{Q}_r \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k(0) + \sigma_r^2. \tag{48}$$

采用（47）和（48）中所述的初始化，通过迭代求解$\bar{\boldsymbol{\varphi}}_k^*$，即可得到无线信息传输的最优幅度反射系数，记为**P4-3**，直至收敛。由此，可通过以下公式计算 τ_k 期间的RIS反射系数

$$\boldsymbol{\Phi}_k^* = \text{diag}\left(\boldsymbol{\Theta}_k^* \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k^*\right), \ \forall k, \tag{49}$$

其中 $\boldsymbol{\Theta}_k^* = \text{diag}\{e^{j\theta_{k,1}^*}, \ldots, e^{j\theta_{k,N}^*}\}$。

优化**P3** 中 RIS 反射系数的详细描述总结于算法2。

算法2. 用于无线信息传输的基于SCA的RIS反射系数

输入： $\{\boldsymbol{w}_k\}$, $\boldsymbol{p}$, $\forall k$
输出：$\{\boldsymbol{\Phi}_k^*\}$, $\forall k$
1：初始化： $\bar{\gamma}_k(t)$、 $n_k(t)$、 $\bar{\boldsymbol{\varphi}}_k(t)$和 $t = 0$。
2：获得 $\theta_{k,n}^*$ 命题 2 中并得到 $\boldsymbol{\Theta}_k^*$。
3：重复
4： $t = t + 1$。
5： 通过求解 P4-3 更新 $\bar{\gamma}_k(t)$, $n_k(t)$, $\bar{\boldsymbol{\varphi}}_k(t)$。
6: 直至收敛。
7: 得到 $\boldsymbol{\Phi}_k^* = \text{diag}(\boldsymbol{\Theta}_k^* \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k^*)$，其中 $\bar{\boldsymbol{\varphi}}_k^* = \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k(t)$。
8: 返回 $\{\boldsymbol{\Phi}_k^*\}$。

4.5 算法总结与分析

基于上述分析，求解**P1** 的算法总结于算法3。基于最优性分析，**P1** 的目标函数是一个非递减函数。由于功率预算约束（2）、（7）和（11，问题**P1**的最优目标值有界。因此，算法2 的收敛性得以保证，这一点也将在第V节的数值仿真中得到验证。

4.5.1 复杂度分析

所提出的交替优化算法的计算复杂度分析如下。每次迭代包含基于线性MMSE的接收波束成形计算、半定松弛算法和逐次凸近似算法。对于基于线性MMSE的接收波束成形优化，我们推导出式(17) 的闭式解，其近似最坏情况计算复杂度为 $\mathcal{O}\left(KL\max(N,L)^2\right)$。根据 [36],，对于基于半定规划的发射波束成形优化子问题，其最坏情况计算复杂度为 $\mathcal{O}\left(\max(K,M)^{4.5}\log(1/\epsilon)\right)$，其中 ϵ 为 CVX 中内点法的计算精度。类似地，对于无线能量传输中的基于半定规划的RIS反射系数和资源分配优化，其最坏情况计算复杂度为 $\mathcal{O}\left(\mathcal{I}_\tau \max(N,K)^{4.5}\log(1/\epsilon)\right)$，其中 $\mathcal{I}_\tau$为更新 τ_0的迭代次数。对于无线信息传输中基于逐次凸近似的RIS反射系数优化，其计算复杂度小于 $\mathcal{O}\left(\mathcal{I}_S K N^{3.5}\log(N/\epsilon)\right)$，其中 $\mathcal{I}_S$为逐次凸近似算法的迭代次数。因此，整个交替优化算法的计算复杂度为

$$\mathcal{O}\left(\mathcal{I}_A\left(KL\max(N,L)^2 + \max(K,M)^{4.5}\log(1/\epsilon) + \mathcal{I}_\tau \max(N,K)^{4.5}\log(1/\epsilon) + \mathcal{I}_S K N^{3.5}\log(N/\epsilon)\right)\right), \tag{50}$$

其中， $\mathcal{I}_A$ 表示达到收敛所需的迭代次数。

4.5.2 最优性分析

由于所构建的问题 P1 极其非凸，因此很难获得全局最优解。为高效求解 P1，我们提出

一种高效的交替优化算法，以获得次优解。首先，我们以闭式解的形式求得最优接收波束成形 $\{\boldsymbol{w}_k\}$，这些解是全局最优解。利用得到的接收波束成形解，可将所构建的问题简化，但其仍然是非凸的。其次，采用半定松弛技术，对发射波束成形、无线能量传输阶段的RIS反射系数矩阵、各用户的发射功率以及网络时间调度进行优化。具体而言，我们证明了**P2-1**和**P2-2** 所得到的解均为秩一。由于能够保证应用半定松弛的紧致性，所得到的解 $\{\boldsymbol{w}_0, \boldsymbol{\Phi}_0, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{p}\}$ 是全局最优的[23]。随后，我们通过设置合适的步长，采用一维搜索法求取最优能量传输时间 τ_0 。第三，对于无线信息传输阶段RIS反射系数的优化，我们将**P4** 分解为两个子问题。一方面，我们以闭式解的形式推导出最优相移，并对其进行了证明。另一方面，**P4-1** 通过算法2求解，得到的 $\{\boldsymbol{\Phi}_k\}$ 反射幅度是原问题[38]的近似最优解。因此，可使用算法3 以较高精度获得**P1** 的近似最优解。

算法3。 用于 P1 的交替优化算法

1: 初始化： $\boldsymbol{w}_0, \{\boldsymbol{w}_k\}, \boldsymbol{\Phi}_0, \{\boldsymbol{\Phi}_k\}, \tau_0, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{p}, \forall k$。
2: 重复
3: 给定 $\boldsymbol{\Phi}_k$ 和 $\boldsymbol{p}$，更新 $\{\boldsymbol{w}_k\}$，通过（17）。
4: 给定 $\boldsymbol{\Phi}_0, \tau_0, \{\boldsymbol{\Phi}_k\}, \{\boldsymbol{w}_k\}$，通过 b 更新 $\boldsymbol{w}_0$ y 求解 P2-1。
5: 给定 $\boldsymbol{w}_0$、$\{\boldsymbol{w}_k\}$、$\{\boldsymbol{\Phi}_k\}$，更新 $\boldsymbol{\Phi}_0$、τ_0、$\boldsymbol{\tau}$和 $\boldsymbol{p}$ 根据算法1。
6: 给定 $\{\boldsymbol{w}_k\}$ 和 $\boldsymbol{p}$，通过算法更新 $\{\boldsymbol{\Phi}_k\}$ 2.
7: 直到 $\sum_{k=1}^{K} R_k$ 收敛。
8: 返回 $\boldsymbol{w}_0^*$、$\{\boldsymbol{w}_k^*\}$、$\boldsymbol{\Phi}_0^*$、$\{\boldsymbol{\Phi}_k^*\}$、$\tau_0^*$、$\boldsymbol{\tau}^*$、$\boldsymbol{p}^*$。

V. 数值结果

本节给出数值结果，以评估所提方案的性能。如图 3 所示，我们假设所仿真的网络部署在一个二维坐标系中，其中

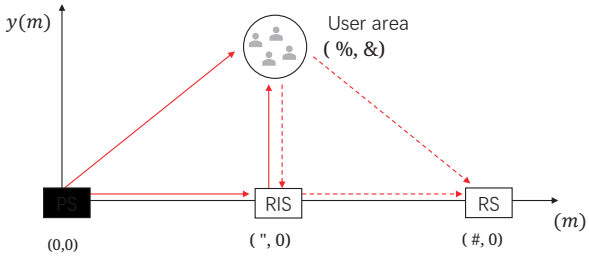

图3. 仿真设置的布置模型。

功率站、可重构智能表面和中继站的坐标分别为(0,0)、$(x_r, 0)$ 和 $(x_s,0)$，用户随机部署在以 (x_u, x_h) 为圆心、半径为 1m 的圆形区域内。我们采用 [29] 中所考虑的信道模型。具体而言，大尺度路径损耗建模为 $L = A(d/d_0)^{-\alpha}$，其中 A 为参考距离$d_0 = 1$m 处的路径损耗，设为 $A = -30$ dB， d 表示两个节点之间的距离， α 为路径损耗指数。对于与RIS相关的链路，由于可以仔细设计RIS的位置以避免严重的信号遮挡，路径损耗指数设为 2.2。对于与RIS无关的链路，由于用户随机部署，路径损耗指数设为 3.5。我们假设直达链路信道服从瑞利衰落，而与RIS相关的信道服从莱斯衰落。具体而言，从功率站到RIS的小尺度信道可表示为

$$\boldsymbol{H}_r = \left(\sqrt{\frac{\beta_r}{\beta_r + 1}} \bar{\boldsymbol{H}}_r^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\beta_r + 1}} \bar{\boldsymbol{H}}_r^{\text{NLoS}} \right) \quad (51)$$

其中， β_r 为PS-RIS链路的莱斯因子，$\bar{\boldsymbol{H}}_r^{\text{LoS}}$表示确定性视距（LoS）分量， $\bar{\boldsymbol{H}}_r^{\text{NLoS}}$表示非视距分量，其服从均值为零、方差为单位方差的圆对称复高斯随机变量。其他信道也可类似定义。除非另有说明，其他参数设置如下：$\beta_r = 10$ [39]、$\rho = 0.8$、$\sigma_v^2 = \sigma_r^2 = -90$ dBm、$P_0 = 20$ dBm[20]、 $P_r = 20$ dBm、 $a_{max} = 25$ dB[40]、$N = 10$、 $K = 4$、 $M = 4$、 $L = 4$、 $x_r = 10$ m 、 $x_u = 10$ m 、 $x_s = 20$ m 和 $x_h = 2$ m。

为便于比较，我们还评估了以下基准方案的性能：

(1) 有源RIS辅助单天线无线供电通信网络方案（有源-SA）。

(2) 无源RIS辅助多天线无线供能通信网络方案（无源-MA）。

(3) 采用均匀能量波束成形方案的有源RIS辅助多天线无线供能通信网络（Active-MA-UEBF）。

请注意，对于多天线方案，功率站和中继站的天线数量均设为 4。此外，我们将无源-MA方案中的反射单元数量设为 $N = 100$，以展示所提方案的优越性。

在进行性能比较之前，我们首先在图 4 中展示所提 AO 算法的收敛性能。可以观察到，随着迭代次数增加，和速率先上升，随后在约 8 次迭代后收敛至一个常数。这表明所提方案能够快速收敛。另一个观察结果是，参数设置对收敛的影响有限。

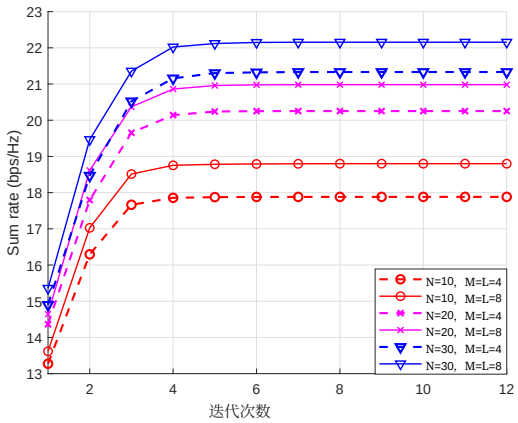

图4。所提方案在不同参数设置下的收敛特性。

图 5 展示了功率站（PS）的发射功率（即 P_0）对和速率的影响，其中可重构智能表面（RIS）的最大反射功率 $P_r = 10$、20 dBm，且RIS的最大幅度反射系数$a_{\max} = 10$，为 25 dB。总体而言，在参数相同的情况下，所提出的方法优于有源-SA方案，这证实了多天线的辅助作用能够通过在功率站构建发射波束成形、在中继站（RS）构建接收波束成形，带来显著的性能增益。对于给定的 $a_{max} = 25$ dB，所提出的采用10个反射单元的方案相比具有100个反射单元的无源 RIS 方案，可实现415.48%的性能增益

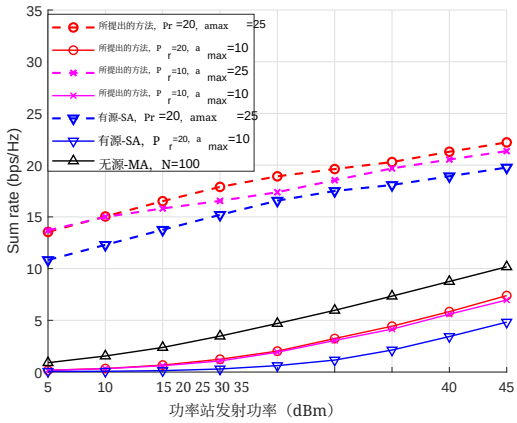

图5. 和速率随功率站发射功率的变化。

，当 $P_0 = 20$ dBm时。事实上，有源可重构智能表面能够充分利用其放大特性，在发射功率较低时放大能量信号，从而以额外功耗为代价实现更优的性能。对于给定的 $a_{max} = 10$dB，可以看出，所提出的方案在 $P_r = 20$ dBm和 $P_r = 10$ dBm时达到的和速率几乎相同，这表明式（7）和（11）中定义的放大功率约束并未起作用，因为 $a_{\max}$ 受到较低发射功率的限制。请注意，当 $a_{\max} = 25$ dB与$a_{\max} = 10$ dB时，两种方案的性能差距显著，因为 $a_{\max}$ 直接限制了有源可重构智能表面的幅度反射系数。此外，在反射单元数量相同的情况下，无源-MA方案的和速率通常低于有源可重构智能表面方案；无源RIS需要配备更多反射单元（例如100个）才能达到相近的性能。

在图6中，我们评估了和速率随可重构智能表面反射单元数量的变化情况。可以看出，与其他基准方案相比，所提出的方法能够获得更高的性能增益。随着反射单元数量的增加，和速率也会提高，这是因为无线能量传输和无线信息传输均可获得更多传输链路。此外，为了考察最佳系统性能，用户的最大数量设定为与反射单元的数量相等。由于有源可重构智能表面能够放大入射信号，因此只需有限数量的反射单元就足以达到所需的信噪比。因此，可以缩小有源可重构智能表面的尺寸，使其适

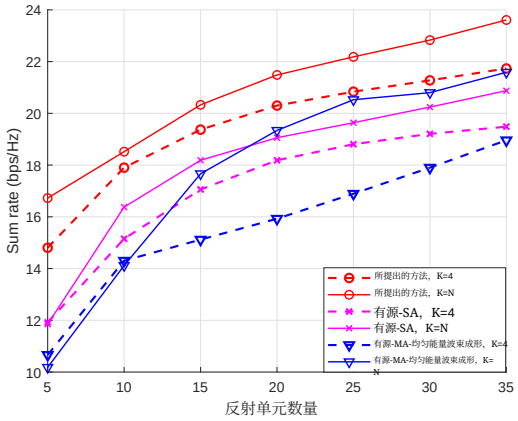

图6. 和速率与可重构智能表面反射单元数量的关系。

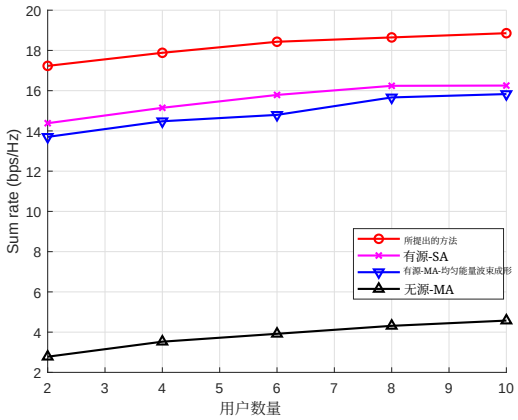

图7. 和速率随用户数量的变化。

用于可重构智能表面部署空间有限的场景。

在图7中，我们研究了用户数量对和速率的影响。随着用户数量增加，用户收集的能量总量也会增加，从而提高和速率。尽管如此，当用户数量达到某个阈值（例如 $K = 8$）时，所提方案实现的和速率便趋于饱和。这是因为用户数量增加会缩短能量传输时长，并减少分配给每个用户进行信息传输的时间，导致和速率趋于恒定值。再次证明，所提方案显著优于其他基准方案。例如，当用户数量为 $K = 4$时，与有源单天线方案和含有 100 个反射单元的无源-MA方案相比，所提方案的性能增益分别为 17.78% 和 415.48%。

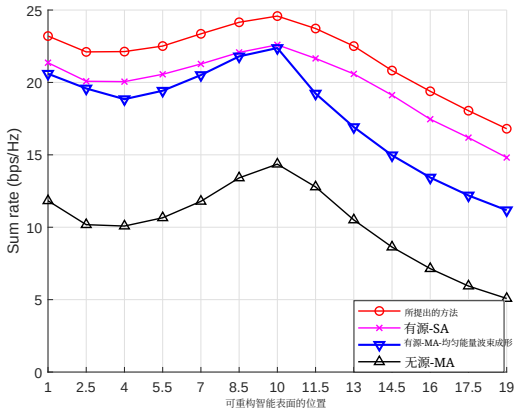

图8. 和速率与可重构智能表面 x 坐标的关系。

与有源单天线方案和配备 100 个反射单元的无源-MA方案相比，分别。

在图8中，我们绘制了和速率随可重构智能表面水平坐标的变化曲线。随着 x_r 变化，所有方案的和速率均先上升后下降。与可重构智能表面靠近中继站的情形相比，将可重构智能表面部署在靠近功率站的位置（例如 $x_r = 1$）能够提高和速率。这是因为在有源可重构智能表面的辅助下，用户能够收集更多能量。此外，我们可以观察到，当 $x_r = 10$时，和速率达到最大值，此时有源可重构智能表面与每个用户之间的反射链路最强，因此用户能够获得更大的放大与反射增益。然而，当可重构智能表面既不靠近功率站也不靠近用户时，功率站-可重构智能表面链路和可重构智能表面-用户链路都会变弱，从而导致收集能量减少。此外，由于 Active-MA-UEBF 方案采用均匀能量波束成形，能量信号无法自适应地与目标信道方向对齐，导致无线能量传输效率较低。此外，采用有源可重构智能表面的方案比无源 RIS 方案性能好得多，这表明具备放大功能的有源可重构智能表面能够显著缓解双重衰落效应。上述观察结果表明，应谨慎设计有源可重构智能表面的位置。

六、结论

本文提出了一种有源可重构智能表面辅助中继方案，以提升多用户多天线无线供能通信网络的性能，该方案涉及

功率站向用户进行无线能量传输，以及用户向中继站进行无线信息传输。为进一步提升系统性能，我们设计了功率站的发射波束成形和中继站的接收波束成形。我们通过联合优化无线能量传输和无线信息传输的可重构智能表面反射系数、发射和接收波束成形向量、各用户的发射功率以及网络时间调度，构建了系统和速率最大化问题。由于该问题是非凸的，我们提出了一种结合线性最小均方误差、半定松弛和逐次凸近似技术的交替优化算法，以高效求解该问题。最后，我们给出了数值结果，以验证所提方案的性能优势。

附录

A. 命题1的证明

P2-1 的拉格朗日函数可表示为

$$\mathcal{L} = \sum_{k=1}^{K} \lambda_k \beta \mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{d,k}\boldsymbol{W}_0) - \xi \mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_0) + \mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Omega}\boldsymbol{W}_) + \delta,\ \forall k, \tag{52}$$

其中 $\lambda_k \geq 0$，$\xi \geq 0$和$\Omega \in \mathbb{H}^M$ 分别是与约束（21）、（22）和（24）相关联的拉格朗日乘子，δ 表示与$\boldsymbol{W}_0$无关的项。P2-1 的 Karush-Kuhn-Tucker（KKT）条件如下

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{W}_0} = \sum_{k=1}^{K} \lambda_k^* \beta \boldsymbol{H}_{d,k} - \xi^* \boldsymbol{I}_M + \boldsymbol{\Omega}^* = 0, \tag{53}$$

$$\boldsymbol{\Omega}^* \boldsymbol{W}_0^* = 0, \tag{54}$$

其中 λ_k^*，ξ^* 和 Ω^* 是 P2-1 对偶问题的最优拉格朗日乘子。可以证明，$\lambda_k^* > 0$ 和 $\xi^* > 0$，因为约束（21）和（22）在最优条件下为等式。根据（53）和（54），可以直接得到以下等式

$$(\xi^* \boldsymbol{I}_M - \sum_{k=1}^{K} \lambda_k^* \beta \boldsymbol{H}_{d,k}) \boldsymbol{W}_0^* = 0 \tag{55}$$

根据 [41], 秩$(\xi^* \boldsymbol{I}_M - \sum_{k=1}^{K} \lambda_k^* \beta \boldsymbol{H}_{d,\ k}) \geq M - 1$ 由于 $\boldsymbol{H}_{d,\ k}$ 对于 $\forall k$ 是相互独立的——分布。因此，根据（55），我们可以得到秩$(\boldsymbol{W}_0) \leq 1$。显然，$\boldsymbol{W}_0 = \boldsymbol{0}$ 并非**P2-1**的最优解。因此，我们推得秩$(\boldsymbol{W}_0) = 1$，由此证明了命题1。

B. 命题2的证明

由于 $\boldsymbol{Q}_r$ 和 $\boldsymbol{F}_k$ 是对角矩阵，我们注意到，式（35）分母中的噪声功率以及式（9）和（36）中的放大功率均与每个反射单元的相移无关。因此，最大化γ_k 关于 $\boldsymbol{\Theta}_k$ 等价于以下优化问题

$$(\textbf{P4-4}) \max_{\boldsymbol{\Theta}_k} \quad \left|\boldsymbol{b}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k + g_{d,k}\right|^2 \tag{56}$$

$$s.t. \quad |\Theta_{k,n}| = 1,\ \forall k,\ \forall n. \tag{57}$$

我们将目标函数改写为

$$\left|\boldsymbol{b}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k\right|^2 + |g_{d,k}|^2 + 2\left|\boldsymbol{b}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k\right| |g_{d,k}| \cos\alpha, \tag{58}$$

其中 $\alpha = \arctan \frac{\mathrm{Im}(\boldsymbol{b}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k)}{\mathrm{Re}(\boldsymbol{b}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k)} - \arctan \frac{\mathrm{Im}(g_{d,k})}{\mathrm{Re}(g_{d,k})}$。显然，当 $arg(\boldsymbol{b}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k) = arg(g_{d,k})$ ω时，$\left|\boldsymbol{b}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k + g_{d,k}\right|^2$ 达到最大值。令 $v_k = [v_{k,1}, v_{k,2}, ..., v_{k,N}]^T \in \mathbb{R}^{N\times 1}$和 $\boldsymbol{\xi}_k = \mathrm{diag}(\boldsymbol{b}_k^H)\bar{\boldsymbol{\varphi}}_k$。由于 $\boldsymbol{b}_k^H \boldsymbol{\Theta}_k \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k = \boldsymbol{v}_k^H \boldsymbol{\xi}_k$，P4-4 可改写为

$$(\textbf{P4-5}) \max_{\boldsymbol{v}_k} \quad \left|\boldsymbol{v}_k^H \boldsymbol{\xi}_k\right|^2 \tag{59}$$

$$s.t. \quad |\boldsymbol{v}_{k,n}| = 1,\ \forall k,\ \forall n, \tag{60}$$

$$arg(\boldsymbol{v}_k^H \boldsymbol{\xi}_k) = \omega,\ \forall k. \tag{61}$$

根据 [12]，P4- 5的最优解可表示为 $\boldsymbol{v}_k^* = e^{j(\omega - arg(\boldsymbol{\xi}_k))} = e^{j(\omega - arg(\mathrm{diag}(\boldsymbol{b}_k^H\ \bar{\boldsymbol{\varphi}}_k}$))). 然后，第 n个反射单元的最优RIS相移表示为$\theta_{k,n} = arg(g_{d,k}) - arg(\boldsymbol{b}_k^H{}_{,n}) - arg(\bar{\boldsymbol{\varphi}}_{k,n})$. 最后，我们得到$\theta_{k,n} = arg(g_{d,k}) - arg(\boldsymbol{g}_{u,k,n}) + arg(\boldsymbol{g}_{r,k,n}), \forall k, \forall n.$ 命题2得证。

参考文献

[1] SOMOV A, GIAFFREDA R. 为物联网设备供能：技术与机遇[J]. IEEE物联网通讯, 2015.[2] VARSHNEY L R. 同时传输信息与能量[C]//2008 IEEE国际信息论研讨会. IEEE, 2008: 1612-1616

.[3]ZHONG C, SURAWEERA H A, ZHENG G, 等. 全双工中继下的无线信息与能量传输[J]. IEEE通信学报, 2014, 62(10): 3447-3461.[4] WU Q, GUAN X, ZHANG R. 智能反射面辅助的无线能量与信息传输：综述[J]. IEEE会刊, 2021.[5]ZHANG R, HO C K. 用于无线信息与能量同传的MIMO广播[J]. IEEE无线通信学报, 2013, 12(5): 1989-2001.[6] JU H, ZHANG R. 无线供能通信网络中的吞吐量最大化[J]. IEEE无线通信学报, 2013, 13(1): 418-428.[7]JU H, ZHANG R. 无线供能通信网络中的用户协作[C]//2014 IEEE全球通信大会. IEEE, 2014: 1430-1435.[8] JU H, ZHANG R. 全双工无线供能通信网络中的最优资源分配[J]. IEEE通信学报, 2014, 62(10): 3528-3540.[9] KIM J, LEE H, SONG C, 等. 多用户MIMO认知无线供能通信网络的总吞吐量最大化[J]. IEEE无线通信学报, 2016, 16(2): 913-923.[10] WU Q, TAO M, NG D W K, 等. 无线供能通信网络的能效资源分配[J]. IEEE无线通信学报, 2015, 15 (3): 2312-2327.[11] WU Q, CHEN W, LI J. 具有初始能量的无线供能通信：服务质量保证的能效资源分配[J]. IEEE通信快报, 2015, 19(12): 2278-2281.[12] WU Q, ZHANG R. 通过联合有源和无源波束成形增强智能反射面无线网络[J]. IEEE无线通信学报, 2019, 18 (11): 5394-5409.[13] DI RENZO M, ZAPPONE A, DEBBAH M, 等. 由重构赋能的智能无线环境可重构智能表面：工作原理、研究现状与未来发展方向[J]. IEEE通信学报（通信领域精选）, 2020，38（11）：2450-2525。[14]KUNDU N K, MCKAY M R. RIS辅助MISO通信：最优波束成形器与性能分析[C]//2020年IEEE Globecom研讨会（GC Wkshps）。中国台北：IEEE，2020：1-6。[15] ZOU Y, GONG S, XU J, et al. 用于增强无线通信的无线供能智能反射面[J]. IEEE车辆技术汇刊，2020，69（10）：12369-12373。[16] ZHANG Z, DAI L. 宽带可重构智能表面辅助无小区网络的联合预编码框架[J]. IEEE信号处理汇刊，2021，69：4085-4101。[17] LIANG Y C, CHEN J, LONG R, et al. 面向智能无线环境的可重构智能表面：信道估计、系统设计及其在6G网络中的应用[J]. 中国科学：信息科学，2021，64（10）：1-21。[18] YU X, JAMALI V, XU D, et al. 智能可重构无线通信：从IRS建模到算法设计[J]. IEEE无线通信，2021，28（6）：118-125。[19] ZHANG Z, DAI L, CHEN X, et al. 有源RIS与无源RIS：谁将在6G中胜出？[A]. 2021. arXiv：2103.15154。[20] LONG R, LIANG Y C, PEI Y, et al. 有源可重构智能表面辅助无线通信[J]. IEEE无线通信汇刊，2021，20（8）：4962-4975。[21]LYU B, RAMEZANI P, HOANG D T, et al. 自供能IRS赋能无线供能通信网络中的能量与信息中继优化[J]. IEEE通信学报，2021，69（1）：15。[22] ZHENG Y, BI S, ZHANG Y J A, et al. IRS辅助MISO无线供能通信网络中用于吞吐量最大化的联合波束成形与功率控制[J]. IEEE物联网学报，2021，8（10）：8399-8410。[23] HUA M, WU Q, POOR H V. IRS辅助无线供能通信网络的高能效无源波束成形与资源分配[J]. IEEE通信学报，2022。

[24] XU Y, GAO Z, WANG Z, et al. RIS增强型无线供能通信网络：联合无线电资源分配与无源波束成形优化[J]. IEEE车辆技术汇刊，2021，70（8）：7980-7991。[25] YOU C, ZHANG R. 智能反射面辅助无线通信：有源还是无源？[J]. IEEE无线通信快报，2021，10（12）：2659-2663。[26]DONG L, WANG H M, BAI J. 有源可重构智能表面辅助安全传输[J]. IEEE车辆技术汇刊，2021。[27] ZARGARI S, HAKIMI A, TELLAMBURA C, et al. 多用户MISO PS-SWIPT系统：有源RIS还是无源RIS？[J]. IEEE无线通信快报，2022。[28] GAO Y, WU Q, ZHANG G, et al. 有源智能反射面辅助SWIPT的波束成形优化[A]. 2022. arXiv：2203.16093。[29] ZENG P, QIAO D, WU Q, et al. 有源智能反射面辅助无线供能通信的吞吐量最大化[J]. IEEE无线通信快报，2022。[30] WU Q, ZHANG R. 智能反射面辅助SWIPT的加权总功率最大化[J]. IEEE无线通信快报，2020，9（5）：5。[31] HU S, WEI Z, CAI Y, et al. 自供能IRS辅助多用户MISO下行系统的鲁棒安全和速率最大化[J]. IEEE通信学报，2021，69（10）：7032-7049。[32]ZHENG B, ZHANG R. 智能反射面增强型正交频分复用：信道估计与反射优化[J]. IEEE无线通信快报，2019，9（4）：518-522。[33]WU Q, ZHANG S, ZHENG B, et al. 智能反射面辅助无线通信：教程[J]. IEEE通信学报，2021，69（5）：3313-3351。[34]WANG Z, LIU L, CUI S. 智能反射面辅助多用户通信的信道估计：框架、算法与分析[J]. IEEE Transactions on 无线通信，2020，19(10)：6607-6620。[35] 郑 Y，毕 S，张 Y J，等。智能反射面增强无线供能通信网络中的用户协作[J]。IEEE无线通信快报，2020，9(6)：901-905。[36] LUO Z Q，MA W K，SO A，等。二次优化问题的半正定松弛[J]。IEEE信号处理杂志，2010，27(3)：20-34。[37]BOYD S，BOYD S P，VANDENBERGHE L。凸优化[M]。剑桥大学出版社，2004。[38] RAZAVIYAYN M。逐次凸近似：分析与应用[D]。明尼苏达大学，2014。[39] GUO H，LIANG Y C，CHEN J，等。可重构智能表面辅助无线网络的加权和速率最大化[J]。IEEE无线通信学报，2020，19(5)：3064-3076。[40] AMATO F，PETERSON C W，DEGNAN B P，等。用于远距离、低功耗微波应用的隧道式射频识别标签[J]。IEEE射频识别学报，2018，2(2)：93-103。[41] XU X，LIANG Y C，YANG G，等。利用广播信号实现可重构智能表面赋能的共生无线电[J]。IEEE通信学报，2021，69(10)：7003-7016。