



# 基于两跳IRS辅助的 下行无线能量和上行信息传输 WPCN性能优化

## Performance Optimization for Dual-Hop IRS Assisted Downlink Energy Transfer and Uplink Information Transmission for WPCN

冯璇/FENG Xuan, 吕斌/LYU Bin, 杨震/YANG Zhen

(南京邮电大学宽带无线通信与传感网技术教育部重点实验室, 中国 南京 210003)

(Key Lab of Broadband Wireless Communication and Sensor Network Technology, Ministry of Education, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202301012

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20230222.1701.004.html>

网络出版日期: 2023-02-23

收稿日期: 2022-06-18

**摘要:** 面向无线供电通信网络(WPCN), 混合接入点(HAP)和无线设备之间常存在障碍物的遮挡, 这导致HAP和无线设备之间无法直接通信。针对该问题, 提出了两跳智能反射面(IRS)辅助的传输方案, 即在HAP和无线设备附近分别放置IRS, 使得HAP、IRS和无线设备之间构成反射链路, 从而实现HAP到无线设备的下行能量传输和无线设备到HAP的上行信息传输。为了最大化系统吞吐量, 建立了关于能量和信息传输的时隙分配、IRS的相位和无线设备信息传输功率的联合优化问题。为了解决该非凸优化问题, 提出了两阶段交替优化算法, 以有效求得该问题的局部最优解。仿真结果表明, 相较于参照方案, 所提出的最优方案可以有效提升系统性能。

**关键词:** 两跳智能反射面; 无线供电通信网络; 相移优化; 能量收集

**Abstract:** In wireless powered communication networks (WPCN), there may exist obstacles between the hybrid access point (HAP) and wireless devices, which makes it impossible for them to communicate directly. To address this issue, two intelligent reflecting surfaces (IRSs) are used to establish a dual-hop relaying transmission link between the HAP and wireless devices. In particular, IRSs are deployed near HAP and wireless devices respectively, which realize the downlink energy transfer from the HAP to wireless devices and the uplink information transmission from wireless devices to the HAP. The system throughput is maximized by jointly optimizing the time scheduling of energy and information transmission, the phase shifts of IRSs, and the transmit power for information transmission of wireless devices. In order to tackle the non-convexity of the formulated problem, a two-stage alternating programming method is proposed to obtain the local optimal solution. Numerical results demonstrate the proposed scheme can achieve significant system throughput gain compared with the benchmark scheme.

**Keywords:** dual-hop intelligent reflecting surface; wireless powered communication network; phase shift optimization; energy harvesting

5G推动了物联网的发展, 人们也越来越享受物联网服务带来的便利生活。物联网是由相互连接的设备、传感器和通信网络实现的<sup>[1-2]</sup>。物联网中这些相互连接的无线设备在运行时需要持续消耗能量, 而其能量储备无法满足这一巨大的能耗需求<sup>[3]</sup>。为了有效解决无线设备的能量受限问题, 研究人员提出了无线功率传输(WPT)新方式。WPT因能

够持续为低功耗无线设备提供能量而受到工业界和学术界的广泛关注<sup>[4]</sup>。无线设备接收来自功率站的射频信号, 从中获取更加可控且相对稳定的能量, 以此为无线设备的电池充电。这有效延长了电池和无线设备的使用期限<sup>[5-6]</sup>。基于WPT, 无线供电通信网络(WPCN)<sup>[7-8]</sup>引起了广泛的关注。在WPCN中, 无线设备先从混合接入点(HAP)发送的射频信号中收集能量, 再利用收集的能量向HAP传输信息<sup>[9]</sup>。

然而, WPCN在实际应用中依旧面临诸多挑战。例如: 当HAP与无线设备之间的距离较远时, 无线设备的能量收集效率随之降低。这导致无线设备收集的能量较小, 从而影

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目(62071242、61671252、61901229); 江苏省博士后科研基金资助项目(SBH20002)

响WPCN的系统性能<sup>[10]</sup>。针对该问题, 研究者们开展了广泛的研究。例如: 文献[11-12]在发射端和接收端布置天线阵列, 通过发射端和接收端的波束成形增益有效提高WPCN的性能。多天线技术虽然可以提高WPCN系统的性能, 但也会增加收发端的处理复杂度和硬件成本。文献[13-14]研究了主动中继辅助的WPCN, 其中中继将来自接入点的能量信号转发到无线设备, 并将无线设备的信息反向转发到接入点。但是, 主动中继基于射频模板实现能量和信息信号的转发, 需要消耗一定的能量来维持其自身的运行, 这增加了系统的能耗。因而, 如何设计更为有效的方案来解决上述问题值得深入研究。

近年来, 智能反射面(IRS)被认为是提高无线通信系统的有效方案。IRS由许多成本较低的反射单元组成, 可以自适应地调节反射信号的相位, 从而提高反射信号的强度<sup>[15-16]</sup>。与传统的中继相比, IRS不需要将信号放大和再生, 从而降低了硬件成本和系统能耗<sup>[17]</sup>。因此, 在未来无线网络中, IRS被视为一种提高系统频谱和能量效率的关键技术<sup>[18-19]</sup>。

近年来, 基于IRS的WPCN的研究引起了学者们的关注。在文献[20]中, 当HAP发送的射频信号经由IRS反射到用户后, 用户先从射频信号中收集能量, 然后再通过非正交多址(NOMA)的方式向HAP上传信息。文献[21]提出了自供电IRS辅助的混合中继方案, 其中IRS被用以提高下行能量传输和上行信息传输的性能。在文献[22]中, 基站利用IRS将能量传输到多组集群用户, 集群用户以时分多址(TDMA)和NOMA的混合方式向基站传输信息。作者通过联合优化功率传输, 以及不同用户集群信息传输的IRS的反射波束成形相位、时间分配和功率分配, 最大化了网络的吞吐量。

现有的关于IRS辅助WPCN的研究中, HAP和无线设备间的通信由HAP和无线设备间的直接链路或者IRS辅助的单跳中继链路实现。然而, 由于网络环境复杂, HAP与无线设备间的通信无法通过直接链路或者单跳中继链路实现。文献[23]研究了基于两个IRS辅助的单用户无线通信系统, 解决了复杂网络环境下用户与基站(BS)间无法通信的难题。需要说明的是, 文献[23]只关注了系统的信息传输, 没有考虑系统中无线设备能量储备不足的情况。因此, 面向复杂网络环境的WPCN, 同时解决下行能量传输和上行信息传输的高效中继方案仍有待研究。基于此, 针对WPCN, 本文提出了基于两跳IRS辅助的传输方案, 即在HAP和无线设备间部署两个IRS, 以此构建两跳的中继传输链路, 实现HAP与无线设备间的下行能量和上行信息的中继传输。值得注意的

是, 相较于传统的中继方案, 基于IRS辅助的中继传输方案可以为下行能量传输和上行信息传输提供大量的传输链路, 由此可以实现客观的传输效率。本文的主要研究工作包括3个方面:

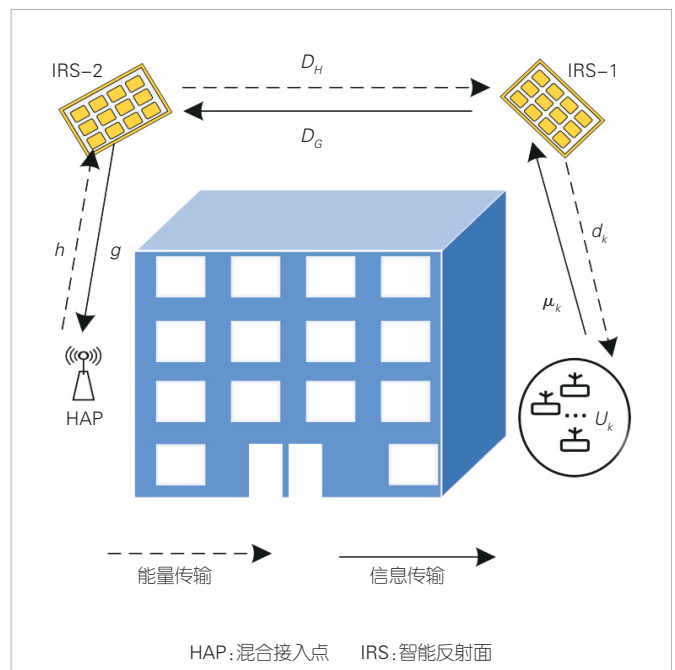
1) 针对小区内HAP与无线设备间存在较多障碍物的复杂网络环境, 分别在HAP和无线设备附近放置IRS, 使得HAP、IRS-2、IRS-1和无线设备之间构成中继链路, 从而实现HAP到无线设备的能量传输和无线设备到HAP的信息传输。

2) 基于上述模型, 在满足能量约束和时间约束的情况下, 为了使系统的吞吐量达到最大, 考虑了关于能量和信息传输的时间调度、无线设备的发送功率和IRS相位的联合优化问题。由于所定义的优化问题为非凸优化问题, 本文提出了一种高效的两阶段交替优化算法, 即将该问题分解为两个子问题, 然后通过交替优化算法分别获得子问题的次优解。

3) 通过仿真实验, 验证本文所提算法的可行性。仿真结果表明, 相较于参照方案, 本文提出的最优传输方案可以获得更大的系统吞吐量。

## 1 系统模型

如图1所示, 该系统由单天线的HAP、IRS-1、IRS-2以及 $K$ 个单天线的无线设备( $U_k, k = 1, 2, 3, \dots, K$ )组成。IRS-1和IRS-2的反射单元数量分别是 $M_1$ 和 $M_2$ , 反射单元分别放置在 $U_k$ 和HAP附近。其中,  $U_k$ 表示能量受限的无线设备, 需



▲图1 IRS辅助的系统模型图

要用从HAP收集能量来维持自身的能量消耗。假设IRS-1和HAP、IRS-2和 $U_k$ 之间的反射链路，以及HAP和 $U_k$ 之间的直射链路被障碍物遮挡，HAP和 $U_k$ 只能通过IRS-2和IRS-1构建的两跳中继链路实现通信<sup>1</sup>。HAP作为整个网络的控制中心，不仅能够为 $U_k$ 提供稳定的能量供应，还可以协调 $K$ 个无线设备的信息传输。HAP、IRS和 $U_k$ 都需执行严格的同步机制。

HAP与IRS-2、IRS-2与IRS-1、IRS-1与 $U_k$ 的下行信道系数分别用 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{M_2 \times 1}$ 、 $\mathbf{D}_H \in \mathbb{C}^{M_1 \times M_2}$ 和 $\mathbf{d}_k \in \mathbb{C}^{M_1 \times 1}$ 来表示，上行信道系数分别用 $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{M_2 \times 1}$ 、 $\mathbf{D}_G \in \mathbb{C}^{M_2 \times M_1}$ 和 $\mathbf{u}_k \in \mathbb{C}^{M_1 \times 1}$ 表示。当前存在诸多技术能够估计IRS系统的信道状态信息(CSI)<sup>[17]</sup>。因而，假设HAP与IRS-2、IRS-2与IRS-1和IRS-1与 $U_k$ 间链路的信道状态信息是可以提前获知的。

时长为 $T$ 的总时隙分为两个阶段，分别为能量收集阶段和信息传输阶段。在能量收集阶段，IRS-2先将来自HAP的能量信号反射到IRS-1处，再通过IRS-1反射到 $U_k$ ；在信息传输阶段，IRS-1可以将 $U_k$ 发送的信号反射到IRS-2，进而反射到HAP处。系统具体的时隙分配如图2所示。根据该时隙分配方案，可以有效避免下行能量传输和上行信息传输间的干扰。

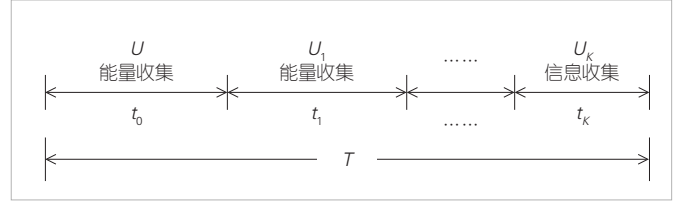
### 1) 能量收集阶段

在HAP到 $U_k$ 的能量传输阶段，HAP在时长为 $t_0$ 的子时隙内发射射频信号<sup>[24]</sup>，经由IRS反射到 $U_k$ ，然后 $U_k$ 从中收集能量。下行IRS的反射相移矩阵为： $\Phi_{d\mu} = \sqrt{\rho} \text{diag}\{\theta_{d\mu}\}$ ， $\mu \in \{1, 2\}$ ， $\theta_{d\mu} \triangleq [\theta_{d\mu,1}, \theta_{d\mu,2}, \dots, \theta_{d\mu, M_\mu}]^T$ ， $\theta_{d\mu, m} = \beta_{\mu, m} e^{j\omega_m}$ ， $m = \{1, \dots, M_\mu\}$ 。其中， $\rho \in (0, 1)$ 表示IRS的反射效率，其值通常被设置为常数<sup>[21]</sup>； $\beta_{\mu, m} \in [0, 1]$ 和 $\omega_m \in [0, 2\pi)$ 分别表示第 $\mu$ 个IRS的第 $m$ 个反射单元的振幅和相移系数。为了最大化下行能量传输和上行信息传输的效率，IRS的反射振幅 $\beta_{\mu, m}$ 可设为1<sup>[21]</sup>。 $U_k$ 接收到来自HAP的能量信号如下：

$$y_{U_k} = (\mathbf{d}_k^H \Phi_{d,1} \mathbf{D}_H \Phi_{d,2} \mathbf{h}) \sqrt{P_B} s_B + n_k, \quad (1)$$

其中， $P_B$ 表示HAP的发送功率， $s_B$ 表示HAP发射的能量信号且 $s_B \sim \text{CN}(0, 1)$ ， $n_k$ 表示 $U_k$ 处的噪声。

为表征非线性能量收集模型的特点，本文采用两阶段的线性能量收集模型<sup>[25-26]</sup>，该模型在WPCN的相关研究中被广泛使用。基于该模型， $U_k$ 的接收功率为：



▲图2 系统时隙分配图

$$P_k = \begin{cases} \eta P_B |\mathbf{d}_k^H \Phi_{d,1} \mathbf{D}_H \Phi_{d,2} \mathbf{h}|^2, & \eta P_B |\mathbf{d}_k^H \Phi_{d,1} \mathbf{D}_H \Phi_{d,2} \mathbf{h}|^2 < p_{f,k} \\ p_{f,k}, & \eta P_B |\mathbf{d}_k^H \Phi_{d,1} \mathbf{D}_H \Phi_{d,2} \mathbf{h}|^2 \geq p_{f,k} \end{cases}, \quad (2)$$

其中， $\eta$ 表示 $U_k$ 的能量收集效率， $p_{f,k}$ 表示 $U_k$ 的饱和功率。在 $t_0$ 时隙内， $U_k$ 收集的能量为：

$$E_{d,k} = t_0 \min \left( \eta P_B |\mathbf{d}_k^H \Phi_{d,1} \mathbf{D}_H \Phi_{d,2} \mathbf{h}|^2, p_{f,k} \right). \quad (3)$$

### 2) 信息传输阶段

在 $U_k$ 到HAP的信息传输阶段，无线设备利用收集的能量发送信息<sup>[24]</sup>，并经由IRS反射到HAP。上行IRS反射相移矩阵与 $\Phi_{d\mu}$ 类似， $\Phi_{u\mu}^k = \sqrt{\rho} \text{diag}\{\theta_{u,\mu}^k\}$ ， $\theta_{u,\mu}^k \triangleq [\theta_{u,\mu,1}^k, \theta_{u,\mu,2}^k, \dots, \theta_{u,\mu, M_\mu}^k]^T$ ， $\theta_{u,\mu, m}^k = \beta_{\mu, m}^k e^{j\omega_m}$ ， $\beta_{\mu, m}^k = 1$ ， $\omega_m \in [0, 2\pi)$ 。无线设备 $U_k$ 在时长为 $t_k \in [0, T)$ 的子时隙内向HAP传输信息，即无线设备采用时分多址的方式进行信息传输。则HAP收到的信号表示为：

$$y_{BS} = (\mathbf{g}^H \Phi_{u,2}^k \mathbf{D}_G \Phi_{u,1}^k \mathbf{u}_k) \sqrt{p_k} x_k + n_h, \quad (4)$$

其中， $p_k$ 与 $n_h$ 分别表示 $U_k$ 的信息传输功率和HAP处的噪声。则 $U_k$ 在时间 $t_k$ 内的吞吐量为：

$$R_k = t_k B \log_2 \left( 1 + \frac{p_k |\mathbf{g}^H \Phi_{u,2}^k \mathbf{D}_G \Phi_{u,1}^k \mathbf{u}_k|^2}{\delta^2} \right), \quad (5)$$

其中， $\delta^2$ 表示HAP处噪声的功率。此外， $U_k$ 信息传输阶段消耗的总能量不应该超过收集的能量，即满足：

$$(p_k + p_{c,k}) t_k \leq t_0 \min \left( \eta P_B |\mathbf{d}_k^H \Phi_{d,1} \mathbf{D}_H \Phi_{d,2} \mathbf{h}|^2, p_{f,k} \right), \quad (6)$$

其中， $p_{c,k}$ 表示 $U_k$ 到HAP信息传输过程中的电路功耗。

## 2 系统吞吐量最大化

为最大化系统吞吐量，本节构建了关于能量传输和信息传输阶段的IRS反射相移矩阵、时隙调度和无线设备传输信

1 值得注意的是，上述模型也可拓展为多个IRS辅助传输场景，即HAP和 $U_k$ 间部署多个IRS以构成多跳中继传输链路。然而，考虑到网络的实际控制难度和布设IRS成本，本文只关注两个IRS辅助传输场景。

息的发送功率联合优化问题。该问题可以表述为：

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{p}, \mathbf{t}, \Phi_{d,\mu}^k, \Phi_{u,\mu}^k} \sum_{k=1}^K t_k B \log_2 \left( 1 + \frac{p_k |g^H \Phi_{u,2}^k D_G \Phi_{u,1}^k \mathbf{u}_k|^2}{\delta^2} \right) \\ \text{s.t. C1: } & p_k t_k + p_{c,k} t_k \leq t_0 \min \left( \eta P_B |d_k^H \Phi_{d,1} D_H \Phi_{d,2} \mathbf{h}|^2, P_{f,k} \right) \\ \text{C2: } & \sum_{k=0}^K t_k \leq T, 0 \leq t_k \leq T, \text{C3: } p_k \geq 0 \\ \text{C4: } & |\theta_{u,\mu,m}^k| = 1, |\theta_{d,\mu,m}^k| = 1, m = \{1, \dots, M_\mu\}, \mu \in \{1, 2\}, \end{aligned} \quad (\text{P1})$$

其中  $\mathbf{p} = [p_1, \dots, p_K]$ ,  $\mathbf{t} = [t_0, \dots, t_K]$ ,  $k = \{1, \dots, K\}$ 。约束条件 C1 表示无线设备到 HAP 信息传输阶段的能量约束, C3 为无线设备信息传输功率约束, C4 是 IRS 在能量和信息传输阶段的相移约束。在优化问题 (P1) 的目标函数和约束条件中, 由于优化变量  $t_k$ 、 $p_k$ 、 $\Phi_{u,\mu}^k$  和  $\Phi_{d,\mu}^k$  间存在耦合的情况, 因而 (P1) 是非凸优化问题, 很难求得最优解。为此, 本文提出一种两阶段的交替优化算法, 可以有效求得其次优解: 首先, 通过分析系统吞吐量最大化问题 (P1) 的结构, 将问题 (P1) 分解为两个子问题, 即上行信道增益最大化问题和系统资源分配优化问题; 然后, 分别采用交替优化算法获得两个子问题的次优解。

## 2.1 上行信道增益最大化

通过分析问题 (P1) 的结构可以看出,  $R_k$  关于  $|g^H \Phi_{u,2}^k D_G \Phi_{u,1}^k \mathbf{u}_k|^2$  单调递增, 即当  $|g^H \Phi_{u,2}^k D_G \Phi_{u,1}^k \mathbf{u}_k|^2$  最大时,  $R_k$  也是最优的。因此, 当给定任意可行的  $\mathbf{p}$ 、 $\mathbf{t}$  和  $\Phi_{d,\mu}^k$  时, 求解问题 (P1) 就等价于求解  $K$  个上行信道增益最大化问题 (P2), 其定义如下:

$$\begin{aligned} & \max_{\Phi_{u,\mu}^k} |g^H \Phi_{u,2}^k D_G \Phi_{u,1}^k \mathbf{u}_k|^2 \\ \text{s.t. C5: } & |\theta_{u,\mu,m}^k| = 1, \mu \in \{1, 2\}, m = \{1, \dots, M_\mu\}. \end{aligned} \quad (\text{P2})$$

在优化问题 (P2) 的目标函数中,  $\Phi_{u,2}^k$  和  $\Phi_{u,1}^k$  间存在耦合的情况, 故 (P2) 不是凸优化问题, 很难求得最优解。为此, 本节采用交替优化算法来求得问题 (P2) 的次优解。

1) 给定  $\Phi_{u,1}^k$ , 优化  $\Phi_{u,2}^k$

在  $U_k$  到 HAP 的信息传输阶段, 给定任意可行 IRS-1 的相移矩阵  $\Phi_{u,1}^k$ , 令  $\bar{\mathbf{e}}_2 = [\theta_{u,2,1}^k, \theta_{u,2,2}^k, \dots, \theta_{u,2,M_2}^k]^H$  且  $\mathbf{v}_k = \text{diag}(g^H) D_G \Phi_{u,1}^k \mathbf{u}_k$ , 则  $U_k$  到 HAP 的上行信道系数  $h_{u,k} = g^H \Phi_{u,2}^k D_G \Phi_{u,1}^k \mathbf{u}_k = \bar{\mathbf{e}}_2^H \mathbf{v}_k$ 。然后, 引入变量  $\mathbf{E}_{u,2} = \bar{\mathbf{e}}_2 \bar{\mathbf{e}}_2^H$  和  $\mathbf{V}_k = \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H$ , 则  $|\bar{\mathbf{e}}_2^H \mathbf{v}_k|^2 = \text{tr}(\mathbf{E}_{u,2} \mathbf{V}_k)$ , 其中  $\mathbf{E}_{u,2} \geq 0$  且  $\text{rank}(\mathbf{E}_{u,2}) = 1$ 。由于秩为 1 的约束条件是非凸的, 此处通过半正定松弛技术

(SDR) 将问题 (P2) 松弛为如下问题 (P2.1):

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{E}_{u,2}} \text{tr}(\mathbf{E}_{u,2} \mathbf{V}_k) \\ \text{s.t. } & \mathbf{E}_{u,2} \geq 0 \\ & \mathbf{E}_{u,2}(m, m) = 1, m = 1, \dots, M_{2_0} \end{aligned} \quad (\text{P2.1})$$

问题 (P2.1) 是半正定规划问题, 可以用现有的凸优化工具 CVX 直接求解。但 CVX 求得的  $\hat{\mathbf{E}}_{u,2}$  不一定满足秩为 1 的约束条件, 此处可以利用高斯随机的方法解决这一问题: 首先对矩阵  $\hat{\mathbf{E}}_{u,2}$  进行奇异值分解, 即  $\hat{\mathbf{E}}_{u,2} = \mathbf{U}_e \boldsymbol{\Sigma}_e \mathbf{U}_e^H$ , 其中,  $\mathbf{U}_e \in \mathbb{C}^{M_2 \times M_2}$  是酉矩阵,  $\boldsymbol{\Sigma}_e \in \mathbb{C}^{M_2 \times M_2}$  是对角矩阵; 然后生成  $D$  次随机向量  $\mathbf{r}_e \sim \text{CN}(0, \mathbf{I}_{M_2})$ , 则 (P2.1) 的近似解用  $\hat{\mathbf{e}}_2$  表示且  $\hat{\mathbf{e}}_2 = \mathbf{U}_e \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_e} \mathbf{r}_e$ , 其目标函数值可以表示为  $\text{tr}(\hat{\mathbf{e}}_2 \hat{\mathbf{e}}_2^H \mathbf{V}_k)$ , 同时使目标函数值最大的  $\hat{\mathbf{e}}_2$  可用  $\tilde{\mathbf{e}}_2$  来表示; 最后, 问题 (P2.1) 的次优解为  $\bar{\mathbf{e}}_2^* = e^{j \arg([\tilde{\mathbf{e}}_2]_{1:M_2})}$ ,  $\Phi_{u,2}^k = \text{diag}(\bar{\mathbf{e}}_2^*)$ , 其中,  $[\omega]_{1:M_2}$  表示  $\omega$  的首个  $M_2$  元素。

2) 给定  $\Phi_{u,2}^k$ , 优化  $\Phi_{u,1}^k$

在  $U_k$  到 HAP 的信息传输阶段, 给定任意可行 IRS-2 的相移矩阵  $\Phi_{u,2}^k$ , 令  $\bar{\mathbf{e}}_1 = [\theta_{u,1,1}^k, \theta_{u,1,2}^k, \dots, \theta_{u,1,M_1}^k]^H$  且  $\boldsymbol{\Psi}_k = \text{diag}(g^H \Phi_{u,2}^k D_G) \mathbf{u}_k$ , 则  $h_{u,k} = g^H \Phi_{u,2}^k D_G \Phi_{u,1}^k \mathbf{u}_k = \bar{\mathbf{e}}_1^H \boldsymbol{\Psi}_k$ 。然后, 引入变量  $\mathbf{E}_{u,1} = \bar{\mathbf{e}}_1 \bar{\mathbf{e}}_1^H$  和  $\boldsymbol{\Psi}_k = \boldsymbol{\Psi}_k \boldsymbol{\Psi}_k^H$ , 则  $|\bar{\mathbf{e}}_1^H \boldsymbol{\Psi}_k|^2 = \text{tr}(\mathbf{E}_{u,1} \boldsymbol{\Psi}_k)$ , 其中  $\mathbf{E}_{u,1} \geq 0$  且  $\text{rank}(\mathbf{E}_{u,1}) = 1$ 。同样地, 我们使用 SDR 技术秩为 1 约束条件进行松弛, 问题 (P2) 可转换为 (P2.2)。问题 (P2.2) 的定义如下:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{E}_{u,1}} \text{tr}(\mathbf{E}_{u,1} \boldsymbol{\Psi}_k) \\ \text{s.t. } & \mathbf{E}_{u,1} \geq 0 \\ & \mathbf{E}_{u,1}(m, m) = 1, m = 1, \dots, M_{1_0}. \end{aligned} \quad (\text{P2.2})$$

问题 (P2.2) 也是半正定规划问题, 我们同样可以利用 CVX 进行求解, 然后再通过高斯随机获得秩为 1 的约束条件的解, 其中使得问题 (P2.2) 的目标函数值最大的次优解用  $\bar{\mathbf{e}}_1^*$  来表示, 则  $\Phi_{u,1}^k = \text{diag}(\bar{\mathbf{e}}_1^*)$ 。

## 2.2 系统资源分配优化

通过求解  $K$  个上行信道增益最大化问题可获得上行 IRS 反射波束成形矩阵  $\Phi_{u,\mu}^*$ 。随后引入辅助变量  $y_k$ , 并令  $y_k = t_k p_k$ ,  $h_k = |h_{u,k}^*|^2 / \delta^2$ 。问题 (P1) 转换为系统资源分配优化问题 (P3):

$$\begin{aligned}
& \max_{\mathbf{y}, \mathbf{t}, \Phi_{d,\mu}} \sum_{k=1}^K t_k B \log_2 \left( 1 + \frac{y_k h_k}{t_k} \right) \\
& \text{s.t. C6: } y_k + p_{c,k} t_k \leq t_0 \min \left( \eta P_B \left| \mathbf{d}_k^H \Phi_{d,1} \mathbf{D}_H \Phi_{d,2} \mathbf{h} \right|^2, p_{f,k} \right) \\
& \text{C7: } y_k \geq 0, \text{ C2} \\
& \text{C8: } \left| \theta_{d,\mu,m} \right| = 1, \mu \in \{1, 2\}, m = \{1, \dots, M_\mu\}. \quad (\text{P3})
\end{aligned}$$

由于约束条件C6中优化变量 $t_0$ 与 $\Phi_{d,\mu}$ 存在耦合的情况,故问题(P3)仍然是非凸优化问题,其最优解的求解较为困难。为此,本节采用交替优化的方法,以有效求得系统资源分配优化问题(P3)的次优解。

1) 给定 $\Phi_{d,1}$ 和 $\Phi_{d,2}$ ,优化 $\mathbf{y}$ 和 $\mathbf{t}$

在HAP到 $U_k$ 的能量传输阶段,给定任意可行的IRS的相移矩阵 $\Phi_{d,1}$ 和 $\Phi_{d,2}$ ,系统资源分配优化问题(P3)可以转换为问题(P3.1):

$$\begin{aligned}
& \max_{\mathbf{y}, \mathbf{t}} \sum_{k=1}^K t_k B \log_2 \left( 1 + \frac{y_k h_k}{t_k} \right) \\
& \text{s.t. C6, C7, C2} \quad (\text{P3.1})
\end{aligned}$$

问题(P3.1)中 $R_k = t_k B \log_2 \left( 1 + \frac{y_k h_k}{t_k} \right)$ 。可以看出, $R_k$ 是关于 $y_k$ 和 $t_k$ 的函数。 $R_k$ 的海森矩阵如下:

$$G_k(t_k, y_k) = \begin{bmatrix} -\frac{y_k^2 h_k^2 B}{t_k \ln 2 (t_k + y_k h_k)^2} & \frac{y_k h_k^2 B}{\ln 2 (t_k + y_k h_k)^2} \\ \frac{y_k h_k^2 B}{\ln 2 (t_k + y_k h_k)^2} & -\frac{t_k h_k^2 B}{\ln 2 (t_k + y_k h_k)^2} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

$G_k(t_k, y_k)$ 矩阵半负定,因此 $R_k$ 是关于 $y_k$ 和 $t_k$ 的凹函数。同时,给定 $\Phi_{d,1}$ 和 $\Phi_{d,2}$ 时,不等式约束C2和C6都是线性的,故问题(P3.1)是凸优化问题,可以用凸优化工具CVX直接求解。

2) 给定 $\mathbf{y}, \mathbf{t}$ 和 $\Phi_{d,1}$ ,优化 $\Phi_{d,2}$

给定 $\mathbf{y}, \mathbf{t}$ 和 $\Phi_{d,1}$ ,问题(P3)就转换为关于 $\Phi_{d,2}$ 的可行性验证问题:

$$\begin{aligned}
& \text{Find } \Phi_{d,2} \\
& \text{s.t. C6, C9: } \left| \theta_{d,2,m} \right| = 1, m = \{1, \dots, M_2\}. \quad (\text{P3.2})
\end{aligned}$$

引入辅助变量 $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_k, \dots, x_K]$ ,令 $\mathbf{e}_2 = [\theta_{d,2,1}, \theta_{d,2,2}, \dots, \theta_{d,2,M_2}]^H$ 且 $\mathbf{a}_k = \text{diag}(\mathbf{d}_k^H \Phi_{d,1} \mathbf{D}_H) \mathbf{h}$ ,则HAP到 $U_k$ 的下行信道系数 $h_{d,k} = \mathbf{d}_k^H \Phi_{d,1} \mathbf{D}_H \Phi_{d,2} \mathbf{h} = \mathbf{e}_2^H \mathbf{a}_k$ 。然后,令 $\mathbf{E}_{d,2} = \mathbf{e}_2 \mathbf{e}_2^H$ 且 $\mathbf{A}_k = \mathbf{a}_k \mathbf{a}_k^H$ ,则 $|\mathbf{e}_2^H \mathbf{a}_k|^2 = \text{tr}(\mathbf{E}_{d,2} \mathbf{A}_k)$ ,其中 $\mathbf{E}_{d,2} \geq 0$ 且 $\text{rank}(\mathbf{E}_{d,2}) = 1$ 。利用SDR技术将秩为1的约束条件进行松

弛后,问题(P3.2)可变换为:

$$\begin{aligned}
& \max_{\mathbf{E}_{d,2}, \mathbf{x}} \sum_{k=1}^K x_k \\
& \text{s.t. C10: } \mathbf{E}_{d,2} \geq 0 \\
& \text{C11: } \mathbf{E}_{d,2}(m, m), m = 1, \dots, M_2 \\
& \text{C12: } x_k \geq 0, k = 1, \dots, K \\
& \text{C13: } y_k + p_{c,k} t_k + x_k \leq t_0 \min \left( \eta P_B \text{tr}(\mathbf{E}_{d,2} \mathbf{A}_k), p_{f,k} \right). \quad (\text{P3.3})
\end{aligned}$$

问题(P3.3)是半正定规划问题,可以先用凸优化工具CVX直接求解,再使用高斯随机方法得到满足秩为1约束的解,最后选取使得 $K$ 个用户接收功率总和最大的解作为 $\mathbf{e}_2^*$ ,则 $\Phi_{d,2} = \text{diag}(\mathbf{e}_2^*)$ 。

3) 给定 $\mathbf{y}, \mathbf{t}$ 和 $\Phi_{d,2}$ ,优化 $\Phi_{d,1}$

给定 $\mathbf{y}, \mathbf{t}$ 和 $\Phi_{d,2}$ ,问题(P3)就转换为类似(P3.2)的关于 $\Phi_{d,1}$ 的可行性问题。引入辅助变量 $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_k, \dots, x_K]$ ,令 $\mathbf{e}_1 = [\theta_{d,1,1}, \theta_{d,1,2}, \dots, \theta_{d,1,M_1}]^H$ 且 $\mathbf{q}_k = \text{diag}(\mathbf{d}_k^H) \mathbf{D}_H \Phi_{d,2} \mathbf{h}$ ,则 $h_{d,k} = \mathbf{d}_k^H \Phi_{d,1} \mathbf{D}_H \Phi_{d,2} \mathbf{h} = \mathbf{e}_1^H \mathbf{q}_k$ 。然后,令 $\mathbf{E}_{d,1} = \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_1^H$ 和 $\mathbf{Q}_k = \mathbf{q}_k \mathbf{q}_k^H$ ,则 $|\mathbf{e}_1^H \mathbf{q}_k|^2 = \text{tr}(\mathbf{E}_{d,1} \mathbf{Q}_k)$ ,其中 $\mathbf{E}_{d,1} \geq 0$ 且 $\text{rank}(\mathbf{E}_{d,1}) = 1$ 。同上,利用SDR技术将秩为1的约束进行松弛,关于 $\Phi_{d,1}$ 的可行性问题变形为如下问题:

$$\begin{aligned}
& \max_{\mathbf{E}_{d,1}, \mathbf{x}} \sum_{k=1}^K x_k \\
& \text{s.t. C14: } \mathbf{E}_{d,1} \geq 0, \text{ C12} \\
& \text{C15: } \mathbf{E}_{d,1}(m, m), m = 1, \dots, M_1 \\
& \text{C16: } y_k + p_{c,k} t_k + x_k \leq t_0 \min \left( \eta P_B \text{tr}(\mathbf{E}_{d,1} \mathbf{Q}_k), p_{f,k} \right). \quad (\text{P3.4})
\end{aligned}$$

问题(P3.4)也是半正定规划问题,因此可以先用凸优化工具CVX直接求解,再使用高斯随机方法得到满足秩为1约束的解最后选取使得 $K$ 个用户接收功率总和最大的解作为 $\mathbf{e}_1^*$ ,则 $\Phi_{d,1} = \text{diag}(\mathbf{e}_1^*)$ 。

### 3 算法分析

#### 1) 复杂度分析

算法1详细总结了求解(P1)的两阶段交替优化算法。首先,步骤1—6可以求解上行信道增益最大化问题(P2),步骤7—12可以求解系统资源分配优化问题(P3)。下面我们对于算法1的计算复杂度进行分析。上行信道增益最大化问题(P2)的计算复杂度主要由步骤3和4决定。根据文献[21]可知,问题(P2.1)和(P2.2)的算法复杂度分别为 $O(M_2^{4.5} \log(1/\varepsilon) + D)$ 和 $O(M_1^{4.5} \log(1/\varepsilon) + D)$ ,其中 $\varepsilon$ 表示

CVX 内部使用内点法求解凸优化问题时的计算精度,  $D$  表示高斯随机的次数。故问题 (P2) 的算法复杂度为  $O(Kl(M_2^{4.5} \log(1/\varepsilon) + M_1^{4.5} \log(1/\varepsilon) + 2D))$ , 其中  $K$  表示无线设备的数量,  $l$  表示 (P2) 的中迭代次数。问题 (P3) 的计算复杂度主要源于步骤 9 和 10。根据文献[14], 问题 (P3.3) 和 (P3.4) 的计算复杂度分别为  $O(\max(K, M_2)^4 M_2^{0.5} \log(1/\varepsilon) + DK)$  和  $O(\max(K, M_1)^4 M_1^{0.5} \log(1/\varepsilon) + DK)$ , 故 (P3) 的计算复杂度为  $O(n \max(K, M_2)^4 M_2^{0.5} \log(1/\varepsilon) + n \max(K, M_1)^4 M_1^{0.5} \log(1/\varepsilon) + 2nDK)$ , 其中  $n$  表示求解问题 (P3) 的迭代次数。因而, 算法 1 的复杂度为:  $O(Kl(M_2^{4.5} + M_1^{4.5}) \log(1/\varepsilon) + n(\max(K, M_2)^4 M_2^{0.5} + \max(K, M_1)^4 M_1^{0.5}) \log(1/\varepsilon) + 2KD(n+l))$ 。

## 2) 收敛性分析

算法 1 的收敛性主要取决于步骤 2—12。步骤 3—5 可以求得上行信道增益最大化问题 (P2) 的次优解。令  $\Phi_{u,2}^{k(n)}$  和  $\Phi_{u,1}^{k(n)}$  分别表示问题 (P2) 第  $n$  次迭代的解, 则 (P2) 第  $n$  次迭代的目标函数值为  $h_u^{(n)} = f(\Phi_{u,2}^{k(n)}, \Phi_{u,1}^{k(n)})$ 。给定  $\Phi_{u,2}^{k(n-1)}$  时, 可以得到公式 (8):

$$h_u^{(n-1)} = f(\Phi_{u,2}^{k(n-1)}, \Phi_{u,1}^{k(n-1)}) \leq f(\Phi_{u,2}^{k(n)}, \Phi_{u,1}^{k(n)}) \quad (8)$$

给定  $\Phi_{u,1}^{k(n)}$  时, 公式 (9) 成立:

$$f(\Phi_{u,2}^{k(n-1)}, \Phi_{u,1}^{k(n)}) \leq f(\Phi_{u,2}^{k(n)}, \Phi_{u,1}^{k(n)}) = h_u^{(n)} \quad (9)$$

故  $h_u^{(n-1)} \leq h_u^{(n)}$ 。每次迭代后, 问题 (P2) 的目标值 (上行信道增益) 是非减的。同时, 信道增益存在一个有限值的上界, 故步骤 3—5 是收敛的。通过步骤 9—11 可得系统资源分配优化问题 (P3) 的次优解。分别用  $\mathbf{y}^{(n)}$ 、 $\mathbf{t}^{(n)}$ 、 $\Phi_{d,2}^{(n)}$  和  $\Phi_{d,1}^{(n)}$  表示问题 (P3) 在第  $n$  次迭代的解, 则 (P3) 的目标函数值为:  $R^{(n)} = f(\mathbf{y}^{(n)}, \mathbf{t}^{(n)}, \Phi_{d,2}^{(n)}, \Phi_{d,1}^{(n)})$ 。通过步骤 9 可以求得子问题 (P3.3) 的局部最优解。给定  $\Phi_{d,1}^{(n-1)}$ 、 $\mathbf{y}^{(n-1)}$  和  $\mathbf{t}^{(n-1)}$  时, 公式 (10) 成立:

$$R^{(n-1)} = f(\mathbf{y}^{(n-1)}, \mathbf{t}^{(n-1)}, \Phi_{d,2}^{(n-1)}, \Phi_{d,1}^{(n-1)}) \leq f(\mathbf{y}^{(n-1)}, \mathbf{t}^{(n-1)}, \Phi_{d,2}^{(n)}, \Phi_{d,1}^{(n-1)}) \quad (10)$$

通过步骤 10 可以求得子问题 (P3.4) 的局部最优解, 给定  $\Phi_{d,2}^{(n)}$ 、 $\mathbf{y}^{(n-1)}$  和  $\mathbf{t}^{(n-1)}$  时, 公式 (11) 成立:

$$f(\mathbf{y}^{(n-1)}, \mathbf{t}^{(n-1)}, \Phi_{d,2}^{(n)}, \Phi_{d,1}^{(n-1)}) \leq f(\mathbf{y}^{(n-1)}, \mathbf{t}^{(n-1)}, \Phi_{d,2}^{(n)}, \Phi_{d,1}^{(n)}) \quad (11)$$

通过步骤 11 可以求得问题 (P3.1) 的全局最优解, 给定  $\Phi_{d,1}^{(n)}$  和  $\Phi_{d,2}^{(n)}$  时, 不等式 (12) 成立:

$$f(\mathbf{y}^{(n-1)}, \mathbf{t}^{(n-1)}, \Phi_{d,2}^{(n)}, \Phi_{d,1}^{(n)}) \leq f(\mathbf{y}^{(n)}, \mathbf{t}^{(n)}, \Phi_{d,2}^{(n)}, \Phi_{d,1}^{(n)}) = R^{(n)} \quad (12)$$

因此, 不等式  $R^{(n-1)} \leq R^{(n)}$  成立。故每次迭代后问题 (P3) 的目标值 (系统吞吐量) 是非减的。同时, 系统的吞吐量存在一个有限值的上界。因而步骤 9~11 是收敛的。最终, 算法 1 是收敛的。

## 算法 1: 求解问题 (P1) 算法

- 1: 初始化  $\Phi_{u,1}^k$  和  $\Phi_{u,2}^k$ , 令  $l = 0$ , 计算  $h_u^{(0)} = \left| \mathbf{g}^H \Phi_{u,2}^k \mathbf{D}_G \Phi_{u,1}^k \mathbf{u}_k \right|^2$
- 2: 重复
- 3: 给定  $\Phi_{u,1}^k$ , 求解问题 (P2.1) 得到  $\Phi_{u,2}^k$ ;
- 4: 给定  $\Phi_{u,2}^k$ , 求解问题 (P2.2) 得到  $\Phi_{u,1}^k$ ;
- 5: 给定  $\Phi_{u,1}^k$  和  $\Phi_{u,2}^k$ , 令  $l = l + 1$ , 计算  $h_u^{(l)}$ ;
- 6: 循环直至  $|h_u^{(l)} - h_u^{(l-1)}| \leq \varepsilon_1$
- 7: 初始化  $\Phi_{d,1}$  和  $\Phi_{d,2}$ , 令  $n = 0$ , 求解问题 (P3.1) 得到  $R^{(0)} = f(\mathbf{y}, \mathbf{t}, \Phi_{d,1}, \Phi_{d,2})$
- 8: 重复
- 9: 给定  $\mathbf{y}$ 、 $\mathbf{t}$  和  $\Phi_{d,1}$ , 求解问题 (P3.3) 得到  $\Phi_{d,2}$ ;
- 10: 给定  $\mathbf{y}$ 、 $\mathbf{t}$  和  $\Phi_{d,2}$ , 求解问题 (P3.4) 得到  $\Phi_{d,1}$ ;
- 11: 给定  $\Phi_{d,1}$  和  $\Phi_{d,2}$ , 令  $n = n + 1$ , 求解问题 (P3.1) 得到  $R^{(n)} = f(\mathbf{y}, \mathbf{t}, \Phi_{d,1}, \Phi_{d,2})$ ;
- 12: 循环直至  $|R^{(n)} - R^{(n-1)}| \leq \varepsilon_2$

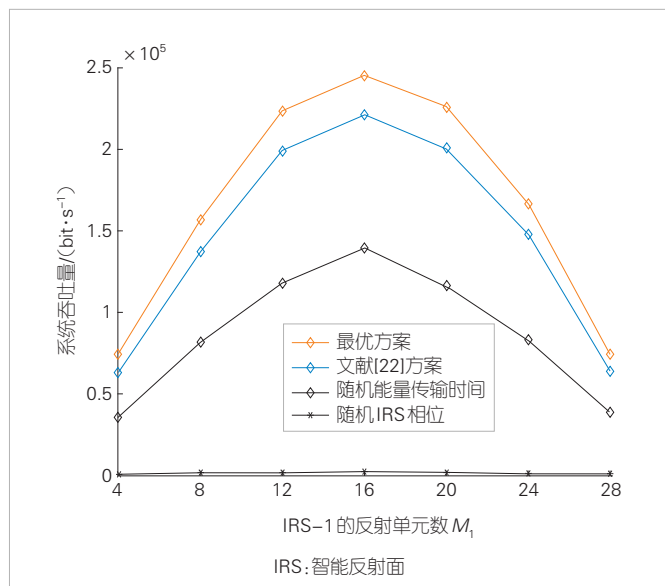
## 4 仿真分析

本节中, 我们通过仿真实验对提出的方案进行性能分析。本文中, 我们考虑小区内无线供电通信系统的载波频率为 750 MHz<sup>[9]</sup>, 仿真的网络拓扑为 3 维坐标系, HAP、IRS-2 和 IRS-1 的坐标分别为 (5,0,0)、(0,1,4) 和 (0,19,4); 无线设备随机分布在以中心坐标为 (4,20,0)、半径为 2 m 的圆形区域内。根据文献[20—22], 大尺度衰落信道建模为  $s(d/d_0)^{-\alpha}$ , 其中  $s$  表示当参考距离  $d_0 = 1$  m 时的路径损耗且  $s = -10$  dB,  $d$  是两个节点之间的距离,  $\alpha$  表示路径损耗指数。IRS 间反射链路的路径损耗指数设置为 2.4, 其他反射链路的路径损耗指数设置为 2.2。各反射链路的小尺度衰落信道建模为莱斯衰落<sup>[21—23]</sup>, 例如 HAP 和 IRS-2 间的小尺度信道

表示为:  $\bar{h}_r = \sqrt{\frac{\beta_{hap,irs_2}}{\beta_{hap,irs_2} + 1}} \bar{h}_r^{LoS} + \sqrt{\frac{1}{\beta_{hap,irs_2} + 1}} \bar{h}_r^{NLoS}$ , 其中,  $\beta_{hap,irs_2}$  表示 HAP 与 IRS-2 间反射链路的莱斯因子,  $\bar{h}_r^{LoS}$  表示视

距信道分量,  $\bar{h}_r^{NLoS}$  表示瑞利衰落分量。各反射链路的莱斯因子分别为  $\beta_{hap,irs_2} = 10$  dB、 $\beta_{U_v,irs_2} = 10$  dB 和  $\beta_{irs_1,irs_2} = -10$  dB。如无特别说明, 其他参数设置如下:  $B = 1$  MHz,  $\delta^2 = -70$  dBm,  $p_{c,k} = 8$  mW,  $\eta = 0.7$ ,  $P_B = 44$  dBm,  $p_{f,k} = 2$  mW,  $M = 32$ 。这里我们将文献[22]中的等分信息传输时间方案、IRS随机相位方案和随机能量传输时间方案作为参照方案。对于文献[22]中等分信息传输时间方案, 无线设备的信息传输时间相等, 需要联合优化能量和信息传输时隙、IRS相位以及无线设备的发送功率; 对于随机IRS相位方案, 在下行能量传输和上行信息传输过程中, IRS的相位随机生成, 只对时隙调度以及无线设备发射功率进行优化; 对于随机能量传输时间方案, 能量传输阶段的时长随机产生, 只联合优化IRS的相位、信息传输的时间以及功率分配。

图3中展示了当  $M_1 + M_2 = 32$  时, IRS-1的反射单元数对系统吞吐量的影响。由图3可知, 当总的反射单元数给定时, 随着IRS-1反射单元数增加, 系统吞吐量先增后减; 当  $M_1 = M_2 = 16$ , 即IRS-1和IRS-2的反射单元数相等时, 系统的吞吐量最大。同时, 最优方案对应的系统吞吐量明显优于其他参照方案。其中, 随机IRS相位方案的系统吞吐量最小。原因如下: 当HAP的发送功率  $P_B$  不变时, 相较于文献[22]中的传输方案, 合理分配信息传输时间可以进一步提高系统性能; 相较于随机IRS相位方案, IRS的相位优化可以提高能量传输阶段无线设备接收的能量值和信息传输阶段的信道增益, 因此最优方案与随机能量传输时间方案下的系统吞吐量明显优于随机IRS相位方案; 相较于随机能量传输时间方案, 能量传输时间的优化可以均衡能量和信息传输的

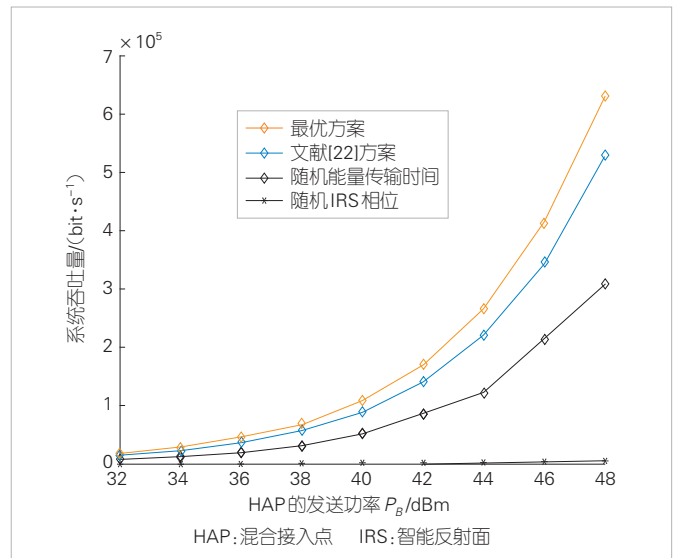


▲图3 系统吞吐量与IRS-1的反射单元数量的关系曲线

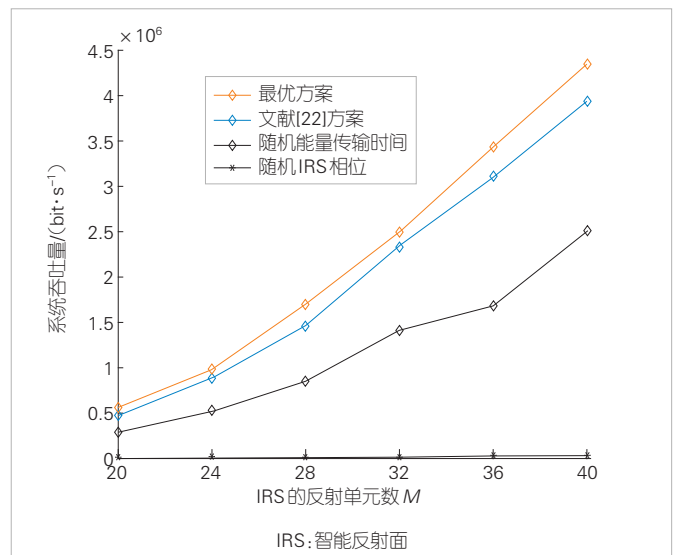
时间, 从而提高系统的吞吐量。

图4研究了HAP的发射功率  $P_B$  对系统吞吐量的影响。从图4中可以观察到, 随着  $P_B$  的增大, 系统吞吐量逐渐增加。这是因为当  $P_B$  增大时, 无线设备的接收功率会随之增加, 从而提高了系统性能。另外, 从图中可以观察到, 随着HAP发送功率的增加, 最优方案与其他参照方案下的系统性能差异逐渐增加。相较于其他参照方案, 当HAP接收功率较高时, 优化IRS相位和能量传输时间以及协调多个无线设备间的信息传输时隙能够进一步提高系统性能。

图5为IRS的反射单元数量  $M$  对系统吞吐量的影响曲线。随着  $M$  的增加, IRS可以为HAP和无线设备之间能量和信息传输提供更多的反射链路, 从而使系统的吞吐量增加。优化



▲图4 系统吞吐量与HAP发射功率关系曲线



▲图5 系统吞吐量与IRS反射单元总数M的关系曲线

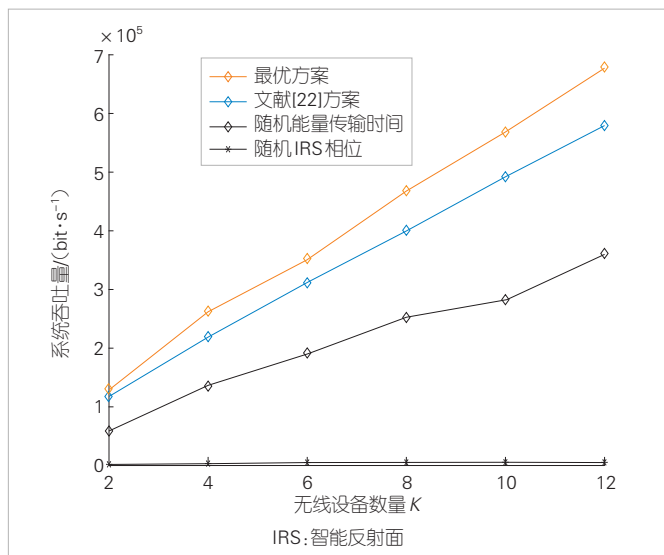
IRS的相位可以提高无线设备的接收功率以及信息传输阶段的信道增益,因此,最优方案、文献[22]传输方案和随机能量传输时间方案下的系统性能优于随机IRS相位方案,并且最优方案可以取得最佳的系统吞吐量。优化能量传输时间可以平衡无线设备的能量收集与信息传输,因而最优方案下的系统性能优于随机能量传输时间方案。优化信息传输的时间可以充分协调多个无线设备的信息传输,进一步提高系统性能。

图6展示了无线设备数量 $K$ 对系统吞吐量的影响。从图6可知,随着 $K$ 的增多,系统吞吐量也在增加。这是因为随着 $K$ 的增多,无线设备收集的能量也会增加,系统吞吐量也随之增加。另外,随着无线设备数量的增加,最优方案与其他参照方案下的系统吞吐量差异逐渐增加。这表明,相较于参照方案,本文提出的最优方案在无线设备数量较多的情况下也可以保证较高的系统性能。

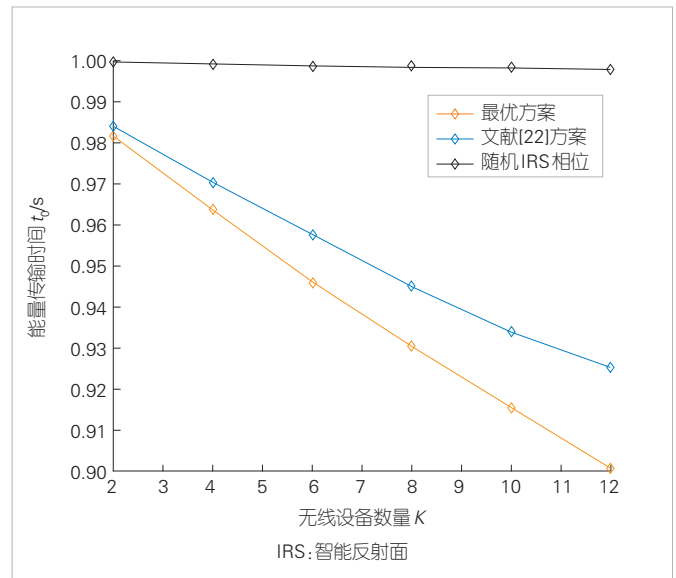
图7展示了下行能量传输时间 $t_0$ 与无线设备数量 $K$ 的关系。从图7可知,随着 $K$ 的增加,系统能量传输的时间 $t_0$ 逐渐减少。这是因为 $K$ 增加时,每个无线设备所需信息传输的时间增加,那么系统总时间 $T$ 在一定的情况下,下行能量传输的时间就会减少。另外,最优方案与其他参照方案中,当 $K$ 相同时,最优方案下的 $t_0$ 会更短。这是因为优化IRS的相位可以提高能量的传输效率,使得系统达到最佳性能时所需能量传输的时间更短。

## 5 结束语

本文中,我们提出了两跳IRS辅助的无线供电通信网络传输方案,有效地解决了HAP和无线设备无法直接通信的



▲图6 系统吞吐量与无线设备数量 $K$ 的关系曲线



▲图7 下行能量传输时间 $t_0$ 与无线设备数量 $K$ 的关系曲线

难题。为了最大化系统吞吐量,我们还研究了关于时间分配、IRS的相位和无线设备信息传输功率的联合优化问题,通过提出的两阶段迭代优化算法对该问题进行了求解,并获得了高精度的次优解。仿真结果表明,本文提出的最优方案可以明显提升系统的性能。

## 参考文献

- [1] ZIEGLER S. Considerations on IPv6 scalability for the Internet of Things—towards an intergalactic Internet [C]//Proceedings of 2017 Global Internet of Things Summit (GloTS). IEEE, 2017: 1–4. DOI: 10.1109/GIOTS.2017.8016238
- [2] CHETTRI L, BERA R. A comprehensive survey on Internet of Things (IoT) toward 5G wireless systems [J]. IEEE Internet of Things journal, 2020, 7(1): 16–32. DOI: 10.1109/JIOT.2019.2948888
- [3] LU X, WANG P, NIYATO D, et al. Wireless networks with RF energy harvesting: a contemporary survey [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2015, 17(2): 757–789. DOI: 10.1109/COMST.2014.2368999
- [4] AOKI T, YUAN Q W, QUANG-THANG D, et al. Maximum transfer efficiency of MIMO-WPT system [C]//Proceedings of 2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC). IEEE, 2019: 1–3. DOI: 10.1109/WPTC.2018.8639417
- [5] ZHANG J Y, DAI L L, SUN S Y, et al. On the spectral efficiency of massive MIMO systems with low-resolution ADCs [J]. IEEE communications letters, 2016, 20(5): 842–845. DOI: 10.1109/LCOMM.2016.2535132
- [6] LEE D G, KIM T, KIM S, et al. A CMOS rectifier with 72.3% RF-to-DC conversion efficiency employing tunable impedance matching network for ambient RF energy harvesting [C]//Proceedings of 2018 International SoC Design Conference (ISOC). IEEE, 2019: 259–260. DOI: 10.1109/ISOC.2018.8649983
- [7] JU H, ZHANG R. Throughput maximization in wireless powered communication networks [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2014, 13(1): 418–428. DOI: 10.1109/TWC.2013.112513.130760
- [8] KIM M U, YANG H J. Min-sinr maximization with dl swipt and ul wpcn in multi-antenna interference networks [J]. IEEE wireless communications letters, 2017, 6(3): 318–321. DOI: 10.1109/LWC.2017.2682248
- [9] WU Q Q, CHEN W, NG D W K, et al. Spectral and energy-efficient wireless powered IoT networks: NOMA or TDMA? [J]. IEEE transactions on



vehicular technology, 2018, 67(7): 6663–6667. DOI: 10.1109/TVT.2018.2799947

[10] RAMEZANI P, JAMALIPOUR A. Toward the evolution of wireless powered communication networks for the future Internet of Things [J]. IEEE network, 2017, 31(6): 62–69. DOI: 10.1109/MNET.2017.1700006

[11] BOSHKOVSKA E, NG D W K, ZLATANOV N, et al. Robust resource allocation for MIMO wireless powered communication networks based on a non-linear EH model [J]. IEEE transactions on communications, 2017, 65(5): 1984–1999. DOI: 10.1109/TCOMM.2017.2664860

[12] LI Z R, CHENG L, LEI W, et al. Research on precoding performance optimization of MU-MIMO system based on WPCN slot allocation [C]// Proceedings of 2021 5th International Conference on Automation, Control and Robots (ICACR). IEEE, 2021: 58–63. DOI: 10.1109/ICACR53472.2021.9605197

[13] CHEN H, LI Y H, LUIZ REBELATTO J, et al. Harvest-then-cooperate: wireless-powered cooperative communications [J]. IEEE transactions on signal processing, 2015, 63(7): 1700–1711. DOI: 10.1109/TSP.2015.2396009

[14] ZENG Y, CHEN H B, ZHANG R. Bidirectional wireless information and power transfer with a helping relay [J]. IEEE communications letters, 2016, 20(5): 862–865. DOI: 10.1109/LCOMM.2016.2549515

[15] WU Q Q, ZHANG S W, ZHENG B X, et al. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: a tutorial [J]. IEEE transactions on communications, 2021, 69(5): 3313–3351. DOI: 10.1109/TCOMM.2021.3051897

[16] DI RENZO M, DEBBAH M, PHAN-HUY D T, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable AI meta-surfaces: an idea whose time has come [J]. EURASIP journal on wireless communications and networking, 2019, 2019(1): 1–20. DOI: 10.1186/s13638-019-1438-9

[17] WU Q Q, ZHANG R. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network [J]. IEEE communications magazine, 2020, 58(1): 106–112. DOI: 10.1109/MCOM.001.1900107

[18] PAN C H, REN H, WANG K Z, et al. Multicell MIMO communications relying on intelligent reflecting surfaces [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2020, 19(8): 5218–5233. DOI: 10.1109/TWC.2020.2990766

[19] WU Q Q, ZHANG R. Joint active and passive beamforming optimization for intelligent reflecting surface assisted SWIPT under QoS constraints [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2020, 38(8): 1735–1748. DOI: 10.1109/JSAC.2020.3000807

[20] SONG D, SHIN W, LEE J. A maximum throughput design for wireless powered communication networks with IRS-NOMA [J]. IEEE wireless communications letters, 2021, 10(4): 849–853. DOI: 10.1109/LWC.2020.3046722

[21] LYU B, RAMEZANI P, HOANG D T, et al. Optimized energy and information relaying in self-sustainable IRS-empowered WPCN [J]. IEEE transactions on communications, 2021, 69(1): 619–633. DOI: 10.1109/TCOMM.2020.3028875

[22] ZHANG D C, WU Q Q, CUI M, et al. Throughput maximization for IRS-assisted wireless powered hybrid NOMA and TDMA [J]. IEEE wireless communications letters, 2021, 10(9): 1944–1948. DOI: 10.1109/

LWC.2021.3087495

[23] YOU C S, ZHENG B X, ZHANG R. Wireless communication via double IRS: channel estimation and passive beamforming designs [J]. IEEE wireless communications letters, 2021, 10(2): 431–435. DOI: 10.1109/LWC.2020.3034388

[24] 谢天怡. 基于非正交多址接入的无线供电通信网络吞吐量优化问题研究 [D]. 南京: 南京邮电大学, 2019

[25] EL SHAFIE A, NIYATO D, AL-DHAHIR N. Security of an ordered-based distributive jamming scheme [J]. IEEE communications letters, 2017, 21(1): 72–75. DOI: 10.1109/LCOMM.2016.2615043

[26] PEJOSKI S, HADZI-VELKOV Z, SCHOBER R. Optimal power and time allocation for WPCNs with piece-wise linear EH model [J]. IEEE wireless communications letters, 2018, 7(3): 364–367. DOI: 10.1109/LWC.2017.2778146

### 作者简介



冯璇，南京邮电大学在读硕士研究生；主要研究方向为无线供电通信网络、智能反射面。



吕斌，南京邮电大学副教授；长期在无线通信网络和智能物联网领域从事教学和科研工作，主要研究方向包括无线通信供电网络、反向散射通信、共生无线电、中继协同通信和可重构智能表面等无线通信理论前沿及关键技术；发表论文30余篇。



杨震，南京邮电大学教授、工业和信息化部科技委委员、国家发展改革委通信与网络技术国家地方联合工程研究中心主任；长期从事信号与信息处理、通信理论与技术的教学和科研工作；主持国家科技支撑计划重点项目、国家“973”课题、国家“863”重点课题及面上项目、国家科技重大专项、国家自然科学基金等项目近30项；发表论文300余篇，出版专著2部，获得国家发明专利30余项。