



IRS 辅助的 SWIPT 系统中基于能效优先的 波束成形设计与优化

许晓荣¹, 朱薇薇¹, 包建荣¹, 朱卫平², 冯维¹, 姚英彪¹

(1. 杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018;

2. 康考迪亚大学电子与计算机工程系, 加拿大 蒙特利尔 H3G1M8)

摘要: 以智能反射面(intelligent reflecting surface, IRS)辅助的无线携能通信(simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT)系统为背景, 研究了该系统中基于能效优先的多天线发送端有源波束成形与 IRS 无源波束成形联合设计与优化方法。以最大化接收端的最小能效为优化目标, 构造在发送端功率、接收端能量阈值、IRS 相移等多约束下的非线性优化问题, 用交替方向乘法(alternating direction method of multipliers, ADMM)求解。采用 Dinkelbach 算法转化目标函数, 通过奇异值分解(singular value decomposition, SVD)和半定松弛(semi-definite relaxation, SDR)得到发送端有源波束成形向量。采用 SDR 得到 IRS 相移矩阵与反射波束成形向量。结果表明, 该系统显著降低了系统能量收集(energy harvesting, EH)接收端的能量阈值。当系统总电路功耗为-15 dBm 时, 所提方案的用户能效为 300 KB/J。当 IRS 反射阵源数与发送天线数均为最大值时, 系统可达最大能效。

关键词: 智能反射面; 无线携能通信; 能效优先; 波束成形; 交替方向乘法

中图分类号: TN929

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2022001

Energy-efficiency priority based beamforming design and optimization in IRS-assisted SWIPT system

XU Xiaorong¹, ZHU Weiwei¹, BAO Jianrong¹, ZHU Weiping², FENG Wei¹, YAO Yingbiao¹

1. School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

2. Department of Electrical and Computer Engineering, Concordia University, Montreal H3G1M8, Canada

Abstract: Intelligent reflecting surface (IRS)-assisted simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT)

收稿日期: 2021-06-27; 修回日期: 2021-11-17

通信作者: 包建荣, baojr@hdu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(No.U1809201); 国家留学基金委公派访问学者资助项目(No.202108330152); 浙江省自然科学基金一般项目(No.LY19F010011); 浙江省教育厅科研项目(No.Y202044430); 杭州电子科技大学“优秀骨干教师支持计划”人才项目

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.U1809201), China Scholarship Council (CSC) Supported Visiting Scholar Program (No.202108330152), Zhejiang Provincial Natural Science Foundation of China (No.LY19F010011), Scientific Research Project of Department of Education of Zhejiang Province (No.Y202044430), Excellent Backbone Teacher Support Program in Hangzhou Dianzi University

system is set as research background. Joint design and optimization of energy-efficiency priority based active beamforming at multi-antenna transmitter and passive beamforming at IRS were investigated. The optimization objective was to maximize minimum energy-efficiency, which was subject to transmitter power control, energy constraint at energy harvesting (EH) receiver and IRS phase shift constraint. Alternating direction method of multipliers (ADMM) was implemented to solve this non-linear non-convex optimization problem. Firstly, the fraction objective function was transformed via Dinkelbach's approach. Singular value decomposition (SVD) and semi-definite relaxation (SDR) were applied to obtain active beam forming vector at transmitter. Simulation results indicate that, IRS assisted SWIPT could significantly reduce energy threshold at EH receiver. The achievable energy-efficiency of the proposed strategy is 300 KB/J when total circuit power consumption is -15 dBm. Maximum energy-efficiency can be achieved with the maximum numbers of passive reflecting elements and transmitter antennas.

Key words: intelligent reflecting surface, simultaneous wireless information and power transfer, energy-efficiency priority, beamforming, alternating direction method of multipliers

0 引言

智能反射面 (intelligent reflecting surface, IRS) 是由多个低成本可重构无源反射原件构成的平面阵列, 由一个软件控制器协调其工作模式, 其中每个原件均可以控制入射电磁波的反射角和反射强度, 从而实现对反射信号相位和幅度的控制, 使反射电磁波独立产生相移, 形成满足差异化通信需求的三维无源波束^[1-2]。IRS 通过控制器实时调节各元件相移来反射信号, 该发射信号可以增强接收端的接收功率同时削弱窃听者的接收功率, 从而提高系统的安全性^[3]。其资源分配可以通过调整发射端发射波束和 IRS 相移改善和提升用户信息传输质量^[4]。

由于 IRS 的显著特点是功耗低, 用户接收信噪比与智能反射面元素数量的平方成正比^[5]。通过反射电磁波工作, 就避免了传统网络中通过增加能耗提升传输速率的短板。IRS 具有回收电磁波的特点, 尤其适合物联网中电子健康 (E-health) 和无法更换电池的应用设备, 从而提升用户的通信体验^[5-6]。

目前, IRS 的研究主要集中在联合性能优化 (联合优化发射功率和 IRS 的反射控制参数)^[7-8]、IRS 波束成形设计^[9]、IRS 实验平台设计^[2,10-11]、IRS 与传输天线设计^[12]、IRS 辅助的能量收集与传输^[7,13-15]

等方面。文献[7]在保障能效的前提下, 对发射机发射功率和 IRS 反射面相位进行了联合优化, 通过交替方向乘子法 (alternating direction method of multipliers, ADMM) 交替求解发射机发射功率和 IRS 反射面相位。文献[7]中设计了基于两层罚函数的算法和块坐标下降算法, 在系统的复杂度和系统总能效之间做出了折中。同时, 文献[8]将 IRS 辅助的无线网络发射端有源波束成形与 IRS 无源波束成形联合优化, 在 IRS 辅助的无线携能通信 (simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT) 系统中, 文献[9]给出了完美信道状态信息 (channel state information, CSI) 情况下波束成形的设计。文献[10-12]研究了 IRS 辅助的 MIMO SWIPT 系统中传输天线的设计。文献[13]给出了在单信息解码单能量接收 (single-information decoder single-energy receiver, SISE) 和多信息解码多能量接收 (multiple-information decoders multiple-energy receivers, MIME) 场景下, 采用分支定界算法求得信息接收端最优门限值。文献[14]提出了基于 CSI 的多播波束设计和无源波束的吞吐量来权衡 IRS 辅助的 SWIPT 系统性能和计算复杂度。此外, 它还能够解决相移离散化问题。文献[15]中设计了能量收集 (energy harvesting, EH) 接收机和信息解码 (information decoding, ID) 接收机之间折中的有效算法, 计算了在有源波束和



无源波束两种情况下的接收端能量。为了在 IRS 辅助的 MISOSWIPT 系统中实现 IRS 无源波束成形,文献[16]研究了该系统中所有能量收集接收机(energy receiver, ER)最小收集能量值的最大化问题。然而,在以上文献所提算法中,基于 IRS 辅助的 SWIPT 系统接收端能量门限约束下^[17]的用户能效研究并未涉及。

针对 IRS 辅助的 SWIPT 系统中发送端有源波束成形和 IRS 无源波束成形问题^[7,14],本文研究了 IRS 辅助的 SWIPT 系统中基于能效优先的波束成形设计与优化方法。以系统用户能效为研究优化目标,在发送端功率控制、能量收集接收端能量约束、IRS 相移约束等条件下求得发送端有源波束成形向量与 IRS 无源波束成形向量。本文分别设计了有/无源场景下的接收端能量门限约束求解方法,采用交替方向乘子法(ADMM)求解系统能效。即固定 IRS 相移矩阵,求解发送端有源波束成形向量,转化为半正定凸松弛(semi-definite relaxation, SDR)问题后采用凸优化方法求解。当发送端获得最佳有源波束成形向量后,计算 IRS 无源情况下的接收端能量门限约

束值,再转化为凸优化问题求 IRS 相移矩阵与反射波束成形向量,进而求得系统能效,实现 IRS 辅助的 SWIPT 系统中系统能效最大化。

1 IRS 辅助的 SWIPT 系统模型

考虑 IRS 辅助的 SWIPT 系统场景示意图^[13,15]

如图 1 所示。SWIPT 系统由发送端(ST)(基站)、IRS、IRS 控制器、 K_E 个能量收集接收节点($SR_{EH,j}, j=1,2,\dots,K_E$)、 K_I 个信息解码接收节点($SR_{ID,i}, i=1,2,\dots,K_I$)组成。其中,ST 发送天线数为 M , IRS 反射阵源数为 L , IRS 通过一个 IRS 控制器与 ST 相连。假设 ST 与 IRS 均通过信道估计获得统计 CSI, IRS 接收来自 ST 的信息与能量,再通过平面阵源将信息反射给信息解码接收节点,将能量反射给能量收集接收节点。系统参数见表 1。

文献[13]给出了 IRS 辅助的 SWIPT 系统模型,设置多天线 ST 通过 IRS,同时向 K_E 个能量收集(EH)接收节点($SR_{EH,j}, j=1,2,\dots,K_E$)、 K_I 个信息解码(ID)接收节点($SR_{ID,i}, i=1,2,\dots,K_I$)发送能量和信息。ST 发送天线数 $M > 1$, ID 或 EH

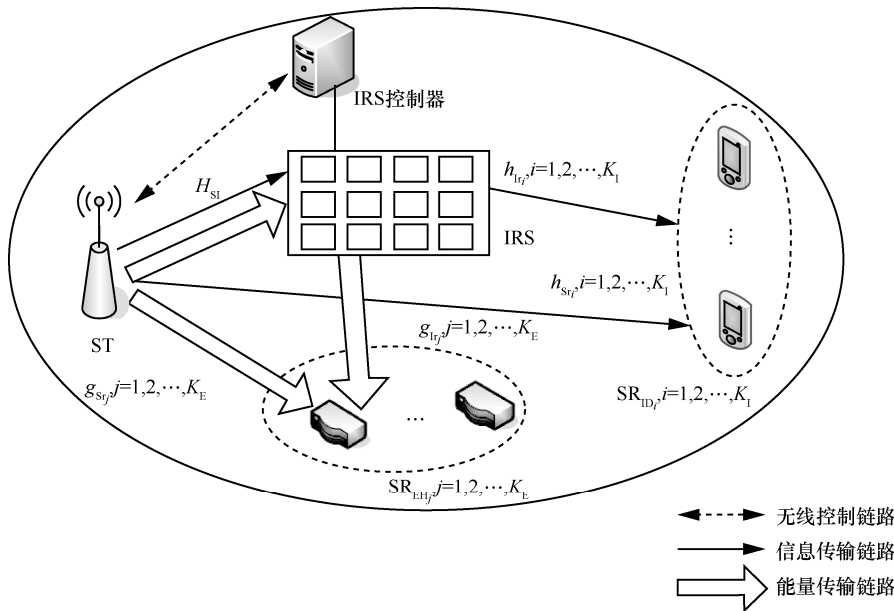


图 1 IRS 辅助的 SWIPT 系统场景示意图^[13,15]

表 1 系统参数

符号	定义	符号	定义
M	ST 天线数	L	IRS 反射阵源数
$\mathbf{H}_{\text{SI}}$	ST 到 IRS 信道矩阵	$\mathbf{G} = \text{diag}(q_1, \dots, q_L)$	IRS 相移对角阵
$\mathbf{h}_{\text{Sr}_i}, i=1, 2, \dots, K_I$	ST 到 SR_{ID_i} 信道增益	$\mathbf{h}_{\text{Ir}_i}, i=1, 2, \dots, K_I$	IRS 到 SR_{ID_i} 信道增益
$\mathbf{g}_{\text{Sr}_j}, j=1, 2, \dots, K_E$	ST 到 SR_{EH_j} 信道增益	$\mathbf{g}_{\text{Ir}_j}, j=1, 2, \dots, K_E$	IRS 到 SR_{EH_j} 信道增益
β	反射系数幅度 (最大发射增益 $\beta=1$)	$\boldsymbol{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L)$	反射系数相移向量
$\mathbf{w}_i, i=1, 2, \dots, K_I$	ST 到 SR_{ID_i} 波束成形向量	$s_i, i=1, 2, \dots, K_I$	SR_{ID_i} 接收信号
$\mathbf{s}_E$	ST 发射能量向量	$R_i \{\ \mathbf{w}_i\ , \boldsymbol{\theta}\}, i=1, 2, \dots, K_I$	SR_{ID_i} 可达速率
$\mathcal{Q}_j \{\ \mathbf{w}_i\ , \mathbf{s}_E, \boldsymbol{\theta}\}, j=1, 2, \dots, K_E$	SR_{EH_j} 收集的能量	$\gamma_i \{\ \mathbf{w}_i\ , \boldsymbol{\theta}\}, i=1, 2, \dots, K_I$	SR_{ID_i} 接收 SINR
ζ	发射功放效率	P_C	系统总电路功耗
P_t	系统总功耗	$\text{EE}_i, i=1, 2, \dots, K_I$	SR_{ID_i} 能效
$\Gamma_j, j=1, 2, \dots, K_E$	SR_{EH_j} 能量收集门限	$\sigma_i^2, i=1, 2, \dots, K_I$	SR_{ID_i} 接收到的 AWGN 噪声功率
$P_{\max}$	ST 发射功率门限	B	带宽

接收节点均为单天线。其中, ST 到 SR_{ID_i} 信道增益向量 $\mathbf{h}_{\text{Sr}_i} \in L \times 1$, IRS 到 SR_{ID_i} 信道增益向量 $\mathbf{h}_{\text{Ir}_i} \in M \times 1$, $\mathbf{H}_{\text{SI}} \in L \times M$ 为 ST 到 IRS 信道矩阵, ST 到 SR_{EH_j} 信道增益向量 $\mathbf{g}_{\text{Sr}_j} \in L \times 1$, IRS 到 SR_{EH_j} 信道增益向量 $\mathbf{g}_{\text{Ir}_j} \in M \times 1$ 。定义相移矩阵 $\mathbf{G} = \text{diag}(q_1, \dots, q_L)$, 其中, $q_l = \beta \exp\{j\theta_l\}$, $\theta_l \in [0, 2\pi]$, $\forall l=1, 2, \dots, L$, 表示第 l 个 IRS 反射阵源的反射系数相移, $\mathbf{q} = [q_1, \dots, q_L]^H$ 为 IRS 中的单个反射阵源, 本模型中设置幅度 $\beta=1$ 以获得最大反射增益^[3]。所用系统中涉及的物理参数见表 1。

若忽略 IRS 二次以上反射信号功率, IRS 上的最大反射无损失, 则第 i 个信息解码接收节点 SR_{ID_i} 接收到来自 ST 与 IRS 反射的信号为:

$$y_i = (\mathbf{h}_{\text{Ir}_i}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{h}_{\text{Sr}_i}^H) \left(\sum_{i=1}^{K_I} \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{s}_E \right) + n_i, \quad i=1, 2, \dots, K_I \quad (1)$$

其中, SR_{ID_i} 接收信号 s_i 均为均值为 0、方差为 $E[|s_i|^2]=1$ 的循环对称复高斯 (circularly symmetric complex Gaussian, CSCG) 信号, ST 发射能量向量 $\mathbf{s}_E$ 为均值为 0、协方差矩阵

$\mathbf{S}_E = E[\mathbf{s}_E \mathbf{s}_E^H]$ 的伪随机序列。ST 发射信号向量为 $\left(\sum_{i=1}^{K_I} \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{s}_E \right)$ 。 n_i 为 SR_{ID_i} 接收到的加性高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN), 其服从均值为 0、方差为 $\sigma_i^2, i=1, 2, \dots, K_I$ 的循环对称复高斯分布。

第 i 个信息解码接收节点 SR_{ID_i} 的接收信干噪比 (SINR) 为:

$$\gamma_i \{\|\mathbf{w}_i\|, \boldsymbol{\theta}\} = \frac{\left| (\mathbf{h}_{\text{Ir}_i}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{h}_{\text{Sr}_i}^H) \mathbf{w}_i \right|^2}{\sum_{k=1, k \neq i}^{K_I} \left| (\mathbf{h}_{\text{Ir}_i}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{h}_{\text{Sr}_i}^H) \mathbf{w}_k \right|^2 + \sigma_i^2}, \quad i=1, 2, \dots, K_I \quad (2)$$

第 j 个能量收集接收节点 SR_{EH_j} 收集的能量为:

$$\mathcal{Q}_j \{\|\mathbf{w}_i\|, \mathbf{s}_E, \boldsymbol{\theta}\} = E \left\{ \left| (\mathbf{g}_{\text{Ir}_j}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{g}_{\text{Sr}_j}^H) \left(\sum_{i=1}^{K_I} \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{s}_E \right) \right|^2 \right\}, \quad j=1, 2, \dots, K_E \quad (3)$$

信息解码接收节点 SR_{ID_i} 的可达速率为:

$$R_i \{\|\mathbf{w}_i\|, \boldsymbol{\theta}\} = \text{Blb} \left(1 + \gamma_i \{\|\mathbf{w}_i\|, \boldsymbol{\theta}\} \right), \quad i=1, 2, \dots, K_I \quad (4)$$



ST 发射信号功率为 $E \left\{ \left(\sum_{i=1}^{K_1} \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{s}_E \right)^2 \right\} = \sum_{i=1}^{K_1} \|\mathbf{w}_i\|^2 + \text{tr}(\mathbf{S}_E)$, 故系统总功耗为:

$$P_t = \zeta \left[\sum_{i=1}^{K_1} \|\mathbf{w}_i\|^2 + \text{tr}(\mathbf{S}_E) \right] + P_c \quad (5)$$

其中, 总电路功耗 $P_c = P_U + P_{BS} + P_{IRS}$, P_U 为移动用户终端硬件功耗, P_{BS} 为基站硬件功耗, P_{IRS} 为智能反射面的硬件功耗。若不考虑对分辨率的优化, ζ 通常取 1^[3,17]。

研究以 SR_{ID_i} 最小能效最大化优化为目标, 在 ST 功率控制、能量收集接收端能量收集约束等多约束条件下的多变量耦合非线性优化问题如下:

$$\begin{aligned} (\text{P1}): \quad & \max_{\|\mathbf{w}_i\|, \theta} \left\{ \min_{i \in \{1, 2, \dots, K_1\}} \frac{R_i \{\|\mathbf{w}_i\|, \theta\}}{P_t} \right\} \\ \text{s.t. } C_1: \quad & \sum_{i=1}^{K_1} \|\mathbf{w}_i\|^2 + \text{tr}(\mathbf{S}_E) \leq P_{\max} \\ C_2: \quad & \mathbf{S}_E \succ 0 \\ C_3: \quad & Q_j \{\|\mathbf{w}_i\|, \mathbf{S}_E, \theta\} \geq \Gamma_j, j=1, 2, \dots, K_E \\ C_4: \quad & 0 \leq \theta_l \leq 2\pi, \forall l \in 1, 2, \dots, L \end{aligned} \quad (6)$$

其中, C_1 为 ST 最大发射功率约束; C_2 表示 ST 发射能量协方差矩阵元素, 均为正数; C_3 表示 SR_{EH_j} 收集的能量均大于能量收集阈值; C_4 为 IRS 相移约束。

2 基于能效优先的波束成形设计与优化

由于优化问题 (P1) 中约束条件 C_3 不能确定最佳能量约束值, 故先对 $Q_j \{\|\mathbf{w}_i\|, \mathbf{S}_E, \theta\}$ 这一约束条件进行优化设计, 首先将 $Q_j \{\|\mathbf{w}_i\|, \mathbf{S}_E, \theta\}$ 转化为式 (7) 形式:

$$\begin{aligned} (\text{P2}): Q_j \{\|\mathbf{w}_i\|, \mathbf{S}_E, \theta\} = \\ E \left\{ \left(\mathbf{g}_{\text{Ir}_j}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{g}_{\text{Sr}_j}^H \right) \left(\sum_{i=1}^{K_1} \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{s}_E \right) \right\}^2 = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \left(\mathbf{g}_{\text{Ir}_j}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{g}_{\text{Sr}_j}^H \right) \mathbf{S}_E \left(\mathbf{H}_{\text{SI}}^H \mathbf{G}^H \mathbf{g}_{\text{Ir}_j} + \mathbf{g}_{\text{Sr}_j} \right) + \\ & \sum_{i=1}^{K_1} \left| \left(\mathbf{g}_{\text{Ir}_j}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{g}_{\text{Sr}_j}^H \right) \mathbf{w}_i \right|^2 \end{aligned} \quad (7)$$

根据文献[15], 最大化最小能量门限值问题 (P2) 转化为:

$$\begin{aligned} (\text{P3}): \quad & \max_{\{\mathbf{w}_i\}, \mathbf{S}_E, \theta} \min_{j \in K_E} Q_j \{\|\mathbf{w}_i\|, \mathbf{S}_E, \theta\} \\ \text{s.t. } C_1: \quad & \gamma_i \{\|\mathbf{w}_i\|, \theta\} \geq \Gamma_i, \forall i \in K_1 \\ C_2: \quad & \sum_{i=1}^{K_1} \|\mathbf{w}_i\|^2 + \text{tr}(\mathbf{S}_E) \leq P_{\max} \\ C_3: \quad & 0 \leq \theta_l \leq 2\pi, \forall l \in 1, 2, \dots, L \\ C_4: \quad & \mathbf{S}_E \succ 0 \end{aligned} \quad (8)$$

其中, C_1 表示接收端 SINR 约束, $\Gamma_i, i=1, 2, \dots, K_1$ 表示 SR_{ID_i} 最小接收 SINR 门限值^[15]。为了方便推导, 引入辅助变量 t 代替目标函数^[15], 问题 (P3) 转化为以下优化问题:

$$\begin{aligned} (\text{P4}): \quad & \max_{\{\mathbf{w}_i\}, \mathbf{S}_E, \theta} t \\ \text{s.t. } C_1: \quad & \sin^{-1} \theta / C_1: \gamma_i \{\|\mathbf{w}_i\|, \theta\} \geq \Gamma_i, \forall i \in K_1 \\ C_2: \quad & \sum_{i=1}^{K_1} \|\mathbf{w}_i\|^2 + \text{tr}(\mathbf{S}_E) \leq P_{\max} \\ C_3: \quad & 0 \leq \theta_l \leq 2\pi, \forall l \in 1, 2, \dots, L \\ C_4: \quad & \mathbf{S}_E \succ 0 \end{aligned} \quad (9)$$

通过交替优化迭代算法先固定相移, 转化优化问题 (P4)。

定义信道增益 $\mathbf{h}_i = \mathbf{H}_{\text{SI}}^H \mathbf{G}^H \mathbf{h}_{\text{Ir}_i} + \mathbf{h}_{\text{Sr}_i}, \forall i \in K_1$ 和 $\mathbf{g}_j = \mathbf{H}_{\text{SI}}^H \mathbf{G}^H \mathbf{g}_{\text{Ir}_j} + \mathbf{g}_{\text{Sr}_j}, \forall j \in K_E$, 将定义的信道增益代入问题 (P4), 则问题 (P4) 可以转换为如下形式:

$$\begin{aligned} (\text{P5}): \quad & \max_{\{\mathbf{w}_i\}, \mathbf{S}_E, \theta} t \\ \text{s.t. } C_1: \quad & \sum_{i=1}^{K_1} \text{tr}(\mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H \mathbf{W}_i) + \text{tr}(\mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H \mathbf{S}_E) \geq t, \forall j \in K_E \\ C_2: \quad & \frac{\text{tr}(\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{W}_i)}{\Gamma_i} - \sum_{k \neq i, k \in K_1} \text{tr}(\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{W}_k) - \sigma_i^2 \geq 0 \\ C_3: \quad & \sum_{i=1}^{K_1} \|\mathbf{w}_i\|^2 + \text{tr}(\mathbf{S}_E) \leq P_{\max} \\ C_4: \quad & \mathbf{S}_E \succ 0 \end{aligned} \quad (10)$$

定义 $\mathbf{W}_i = \mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^H \succ 0$, 满足 $\text{rank}(\mathbf{W}_i) \leq 1, \forall i \in K_1$ 。

问题 (P5) 的约束条件可以继续转化为以下形式

$$\begin{aligned}
 (\text{P6}): \quad & \max_{\{\mathbf{w}_i\}, \mathbf{S}_E, \theta} \quad t \\
 \text{s.t.} \quad & C_1: \sum_{i=1}^{K_1} \text{tr}(\mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H \mathbf{W}_i) + \text{tr}(\mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H \mathbf{S}_E) \geq t, \forall j \in K_E \\
 & C_2: \frac{\text{tr}(\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{W}_i)}{\Gamma_i} - \sum_{k \neq i, k \in K_1} \text{tr}(\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{W}_k) - \sigma_i^2 \geq 0 \quad (11) \\
 & C_4: \sum_{i=1}^{K_1} \text{tr}(\mathbf{W}_i) + \text{tr}(\mathbf{S}_E) \leq P_{\max} \\
 & C_5: \mathbf{S}_E \succ 0, \mathbf{W}_i \succ 0, \forall i \in K_1 \\
 & C_6: \text{rank}(\mathbf{W}_i) \leq 1, \forall i \in K_1
 \end{aligned}$$

由于 C_6 约束条件 $\text{rank}(\mathbf{W}_i) \leq 1, \forall i \in K_1$ 为非凸, 采用半定松弛 (SDR) 方法^[5], 将此约束省去, 最终得到优化问题 (P7) 为:

$$\begin{aligned}
 (\text{P7}): \quad & \max_{\{\mathbf{w}_i\}, \mathbf{S}_E, \theta} \quad t \\
 \text{s.t.} \quad & C_1: \sum_{i=1}^{K_1} \text{tr}(\mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H \mathbf{W}_i) + \text{tr}(\mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H \mathbf{S}_E) \geq t, \forall j \in K_E \\
 & C_2: \frac{\text{tr}(\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{W}_i)}{\Gamma_i} - \sum_{k \neq i, k \in K_1} \text{tr}(\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{W}_k) - \sigma_i^2 \geq 0 \\
 & C_3: \sum_{i=1}^{K_1} \text{tr}(\mathbf{W}_i) + \text{tr}(\mathbf{S}_E) \leq P_{\max} \\
 & C_4: \mathbf{S}_E \succ 0, \mathbf{W}_i \succ 0, \forall i \in K_1 \quad (12)
 \end{aligned}$$

凸优化问题 (P7) 可以用 MATLAB CVX 工具箱求解, 得到接收端能量门限值用于求解能效问题和发送端有源波束成形向量 $\mathbf{w}_i$ 。

2.1 固定 IRS 相移矩阵设计有源波束成形向量

凸优化问题 (P7) 中的 t 值为接收端能量门限值, 将优化问题 (P1) 中的 C_3 约束条件转换为凸性质。在 IRS 系统中, 发送端有源波束成形向量与智能反射面的相移之间存在强耦合关系, 可以采用交替迭代方法^[3]对发送端有源波束成形向量与 IRS 无源反射波束成形向量进行解耦合。即固定 IRS 相移矩阵 $\mathbf{G}$, 求解发送端有源波束成形向量 $\mathbf{w}_i$ 。当获得最佳发送端有源波束成形向量后, 求解 IRS 相移矩阵 $\mathbf{G}$ 。

将问题 (P1) 转换为如下优化问题:

$$\begin{aligned}
 (\text{P8}): \quad & \max_{|\mathbf{w}_i|} \left\{ \min_{i \in \{1, 2, \dots, K_1\}} \frac{R_i \{|\mathbf{w}_i|, \theta\}}{P_i} \right\} \\
 \text{s.t.} \quad & C_1: \sum_{i=1}^{K_1} \text{tr}(\mathbf{W}_i) + \text{tr}(\mathbf{S}_E) \leq P_{\max} \quad (13) \\
 & C_2: \mathbf{S}_E \succ 0 \\
 & C_3: \Gamma_j \succ t
 \end{aligned}$$

问题 (P8) 的目标函数仍然是非凸的, 需要对该问题进行转化。经过 $R_i \{|\mathbf{w}_i|, \theta\} = B \text{lb}(1 + \gamma_U(\mathbf{w}_i))$, $\gamma_U(\mathbf{w}_i) = \mathbf{w}_i^H \Phi_U \mathbf{w}_i$, $\Phi_U = \frac{(\mathbf{h}_{\text{Tr}}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{h}_{\text{Sr}}^H)^2}{\sigma_i^2}$

转换, 通过使用 Dinkelbach 算法^[3], 将分式优化目标 $\max_{|\mathbf{w}_i|} \left\{ \min_{i \in \{1, 2, \dots, K_1\}} \frac{R_i \{|\mathbf{w}_i|, \theta\}}{P_i} \right\}$ 转化为参数相减形式 $\max_{|\mathbf{w}_i|} B \text{lb}(1 + \gamma_U(\mathbf{w}_i)) - \eta(\mathbf{w}_i^H \mathbf{w}_i + P_C)$ 。

固定式中 η 值, 定义 $\mathbf{W}_i = \mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^H$, 其中, B 为带宽, η 为系统转化能效, 问题 (P8) 可以进一步优化为:

$$\begin{aligned}
 (\text{P9}): \quad & \max_{|\mathbf{W}_i|} B \text{lb}(1 + \text{tr}(\Phi_U \mathbf{W}_i)) - \eta(\text{tr}(\mathbf{W}_i) + P_C) \\
 \text{s.t.} \quad & C_1: \text{tr}(\mathbf{W}_i) + \text{tr}(\mathbf{S}_E) \leq P_{\max} \\
 & C_2: \mathbf{S}_E \succ 0 \\
 & C_3: \Gamma_j \succ t \quad \forall j \in K_E \\
 & C_4: \mathbf{W}_i \succ 0 \\
 & C_5: \text{rank}(\mathbf{w}_i) = 1 \quad \forall i \in K_1 \quad (14)
 \end{aligned}$$

求解问题 (P9), 得到最优的 $\mathbf{W}_i$ 为 8×8 阶矩阵, 为了求得发送端有源波束成形向量 $\mathbf{w}_i$ 的次优解, 对 $\mathbf{W}_i$ 进行奇异值分解 (singular value decomposition, SVD)。由于 C_5 条件中矩阵秩的约束非凸, 故问题 (P9) 仍然非凸。为了解决这一问题, 采用半定松弛方法 (SDR) 省去该约束后, 将问题 (P9) 直接调用 MATLAB CVX 工具包求解。

2.2 固定有源波束成形向量设计 IRS 相移矩阵

当发送端获得最佳有源波束成形向量后, 由凸优化问题 (P7) 可以求解出 $\mathbf{S}_E$, 利用求得的 $\mathbf{S}_E$



和 $\mathbf{w}_i$ 进一步设计 IRS 相移矩阵 $\mathbf{G}$ 。首先需要求出问题 (P1) 中 C_3 约束在固定 $\mathbf{w}_i$ 情况下的接收端能量门限约束值, 具体求解过程如下:

$$\begin{aligned}
 (\text{P10}): \quad & \max_{\theta, t} \quad t \\
 \text{s.t.} \quad & C_1: (\mathbf{g}_{\text{Ir}_j}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{g}_{\text{Sr}_j}^H) \mathbf{S}_E (\mathbf{H}_{\text{SI}}^H \mathbf{G} \mathbf{g}_{\text{Ir}_j} + \mathbf{g}_{\text{Sr}_j}^H) + \\
 & \sum_{i=1}^{K_1} |(\mathbf{g}_{\text{Ir}_j}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{g}_{\text{Sr}_j}^H) \mathbf{w}_i|^2 \geq t, \forall j \in K_E \\
 & C_2: \frac{|(\mathbf{h}_{\text{Ir}_i}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{h}_{\text{Sr}_i}^H) \mathbf{w}_i|^2}{\Gamma_i} - \sum_{k \neq i, k \in K_1} |(\mathbf{h}_{\text{Ir}_i}^H \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{SI}} + \mathbf{h}_{\text{Sr}_i}^H) \mathbf{w}_k|^2 \\
 & - \sigma_i^2 \geq 0, \forall i \in K_1 \\
 & C_3: 0 \leq \theta_l \leq 2\pi, \forall l = 1, 2, \dots, L
 \end{aligned} \tag{15}$$

问题 (P10) 中的 C_3 约束是非凸的, 故需要用伴随代数将约束转换为凸约束条件, 根据 $\mathbf{S}_E = \sum_{k=1}^{r_E} \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H$, $\text{rank}(\mathbf{S}_E) = r_E$ 。采用 SVD 分解得到能量波束 $\mathbf{v}_k, \forall k = 1, 2, \dots, r_E$, 令矩阵 $\mathbf{c}_{ki} = \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{Ir}_i}^H) \mathbf{H}_{\text{SI}} \mathbf{w}_i, \forall k \in K_1$; $\mathbf{d}_{ki} = \mathbf{h}_{\text{Sr}_i}^H \mathbf{w}_i, \forall k \in K_1$; $\mathbf{e}_{ji} = \text{diag}(\mathbf{g}_{\text{Ir}_j}^H) \mathbf{H}_{\text{SI}} \mathbf{w}_i, \forall j \in K_E, \forall i \in K_1$; $\mathbf{f}_{ji} = \mathbf{g}_{\text{Sr}_j}^H \mathbf{w}_i, j \in K_E$; $\mathbf{o}_{jk} = \text{diag}(\mathbf{g}_{\text{Ir}_j}^H) \mathbf{H}_{\text{SI}} \mathbf{v}_k, \forall j \in K_E, \forall k = 1, 2, \dots, r_E$; $\mathbf{l}_{jk} = \mathbf{g}_{\text{Sr}_j}^H \mathbf{v}_k, \forall j \in K_E, \forall k = 1, 2, \dots, r_E$ 。同时, 引入辅助向量 $\bar{\mathbf{q}} = [\mathbf{e}^{j\theta_1}, \dots, \mathbf{e}^{j\theta_L}, 1]^H$, $\mathbf{Q} = \bar{\mathbf{q}} \bar{\mathbf{q}}^H$ 表示 $L+1$ 维相移矩阵, 此处 $\bar{\mathbf{q}} = [\mathbf{q}^H, 1]^H$ 并且 $\text{rank}(\mathbf{Q}) = 1$ 。通过引入文献[15]算法, 在上述矩阵

$$\begin{aligned}
 & \text{的基础上定义矩阵 } \mathbf{C}_{ki} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{ki} \mathbf{c}_{ki}^H & \mathbf{c}_{ki} \mathbf{d}_{ki}^H \\ \mathbf{c}_{ki}^H \mathbf{d}_{ki} & 0 \end{bmatrix}, \\
 & \forall k \in K_1, \forall i \in K_1, \quad \mathbf{E}_{ji} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{ji} \mathbf{e}_{ji}^H & \mathbf{e}_{ji} \mathbf{f}_{ji}^H \\ \mathbf{e}_{ji}^H \mathbf{f}_{ji} & 0 \end{bmatrix}, \\
 & \forall j \in K_E, \forall i \in K_1, \quad \mathbf{O}_{jk} = \begin{bmatrix} \mathbf{o}_{jk} \mathbf{o}_{jk}^H & \mathbf{o}_{jk} \mathbf{l}_{jk}^H \\ \mathbf{o}_{jk}^H \mathbf{l}_{jk} & 0 \end{bmatrix}, \text{ 上述用}
 \end{aligned}$$

于重新计算优化问题 (P4), 优化问题建模为:

$$\begin{aligned}
 (\text{P11}): \quad & \max_{t, \mathbf{Q}} \quad t \\
 \text{s.t.} \quad & C_1: \sum_{i=1}^{K_1} \text{tr}(\mathbf{E}_{ji} \mathbf{Q}) + \sum_{k=1}^{r_E} \text{tr}(\mathbf{O}_{jk} \mathbf{Q}) +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \sum_{i=1}^{K_1} |\mathbf{f}_{ji}| + \sum_{k=1}^{r_E} |\mathbf{l}_{jk}| \geq t, \forall j \in K_E \\
 & C_2: \text{tr}(\mathbf{C}_{ki} \mathbf{Q}) + |\mathbf{d}_{ki}|^2 \geq \Gamma_i \left(\sum_{k \neq i, k \in K_1} \text{tr}(\mathbf{C}_{ki} \mathbf{Q}) \right) + \\
 & \Gamma_i \left(\sum_{k \neq i, k \in K_1} |\mathbf{d}_{ki}|^2 + \sigma_i^2 \right), \forall i \in K_1 \\
 & C_3: \mathbf{Q}(l, l) = 1, \forall l = 1, 2, \dots, L+1 \\
 & C_4: \mathbf{Q} \succ 0 \\
 & C_5: \text{rank}(\mathbf{Q}) = 1
 \end{aligned} \tag{16}$$

采用半定松弛 (SDR) 方法省略 $\text{rank}(\mathbf{Q}) = 1$ 约束, 最终优化问题 (P11) 可以求解出接收端能量门限。同时令 $\mathbf{P} = \mathbf{h}_{\text{Sr}_i}^H \mathbf{w}_i, \forall i \in K_1$, $\mathbf{F} = \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{Ir}_i}^H) \mathbf{H}_{\text{SI}} \mathbf{w}_i, \forall i \in K_1$, 信息解码接收节点

$$\text{SR}_{\text{Id}_i} \text{ 的可达速率转换为 } \mathbf{R}_i\{\theta\} = B \log \left(1 + \frac{|\mathbf{q}^H \mathbf{F} + \mathbf{P}|^2}{\sigma_i^2} \right),$$

引入矩阵 $\mathbf{V} = \frac{1}{\sigma_i^2} \begin{bmatrix} \mathbf{F} \mathbf{F}^H & \mathbf{F} \mathbf{P}^H \\ \mathbf{P} \mathbf{F}^H & |\mathbf{P}|^2 \end{bmatrix}$, 接收点可达速率进一步转化为 $\mathbf{R}_i\{\theta\} = B \log(1 + \bar{\mathbf{q}}^H \mathbf{V} \bar{\mathbf{q}})$, 问题 (P1) 可以优化为以下目标函数:

$$\begin{aligned}
 (\text{P12}): \quad & \max_{\bar{\mathbf{q}}} \frac{B \log(1 + \bar{\mathbf{q}}^H \mathbf{V} \bar{\mathbf{q}})}{P_i} \\
 \text{s.t.} \quad & C_1: |\bar{\mathbf{q}}_l| = 1, \forall l = 1, 2, \dots, L+1 \\
 & C_2: \Gamma_j \succ t
 \end{aligned} \tag{17}$$

问题 (P12) 转化为凸优化形式, 令 $\mathbf{Q} = \bar{\mathbf{q}} \bar{\mathbf{q}}^H$ 且 $\text{rank}(\mathbf{Q}) = 1$, 问题 (P12) 转化为凸优化问题标准形式如下:

$$\begin{aligned}
 (\text{P13}): \quad & \max_{\mathbf{Q}} \frac{B \log(1 + \text{tr}(\mathbf{Q} \mathbf{V}))}{P_i} \\
 \text{s.t.} \quad & C_1: \mathbf{Q}(l, l) = 1, \forall l = 1, 2, \dots, L+1 \\
 & C_2: \Gamma_j \succ t \\
 & C_3: \text{rank}(\mathbf{Q}) = 1
 \end{aligned} \tag{18}$$

采用半定松弛方法 (SDR) 省去问题 (P13) 的约束 C_3 后, 最终能得到 $L+1$ 维矩阵 $\mathbf{Q}$, 再通过奇异值分解 (SVD) 获得 $\bar{\mathbf{q}}$ 和 $\mathbf{q}$, 根据相移矩阵的定义式 $\mathbf{G} = \text{diag}(q_1, q_2, \dots, q_L)$ 即可求出 IRS 的相移矩阵 $\mathbf{G}$ 。

3 仿真与性能分析

本节给出 IRS 辅助的 SWIPT 系统中所提基于能效优先的波束成形设计方案仿真与性能分析。假设已知各信道的统计 CSI, 仿真参数设置^[3,7]见表 2。

表 2 仿真参数设置^[3,7]

参数	数值	参数	数值
L / 个	25/15	$P_{\max}$ / dBm	1
M / 条	8/4	$\alpha_{H_{SI}}$	2
σ_i^2 / dBm	-80	$\alpha_{H_{IS}}$	2
P_c / dBm	-5/-15	$\alpha_{H_{SE}}$	2
d_{SI} / m	50	d_v / m	2

IRS 辅助的 SWIPT 系统三维 (3D) 模型^[7]如图 2 所示。其中, d_{SI} 为 ST 到 IRS 之间的水平距离, d_v 表示 SR 到 IRS 与 ST 水平面的垂直距离, 定义路径损耗 $L(d) = T_0(d/d_0)^{-\alpha}$ ^[5,7], 其中, $T_0 = (\lambda/4\pi)^2$ 。当 $d_0 = 1$ m 时的路径损耗为 -10 dB^[3], d 为通信链路的距离, α 为路损指数。ST 到 SR 的距离 $d_{ST-SR} = \left(\frac{d_{SI}}{2}\right)^2 + d_v^2$, IRS 到 SR 的距离 $d_{IRS-SR} = \left(\frac{d_{SI}}{2}\right)^2 + d_v^2$ 。

接收端能量门限值与迭代次数的关系如图 3 所示。它给出了问题 (P7) 和问题 (P11) 的优化结果。由图 3 可知, 当信道噪声一定时, 在 IRS 辅助的 SWIPT 系统中, 接收端的能量门限值大幅下降。在无 IRS 的 SWIPT 系统中, 接收端能量门限值非常高。当接收端的能量门限值越小, 全局通信性能越优。由图 3 可知, 有 IRS 的 SWIPT 接收端能量门限为 -250 dBm, 无 IRS 的 SWIPT 接收端能量门限为 -113 dBm, 系统通信性能得到显著提升。

SWIPT 系统中有/无 IRS 的系统能效与迭代次数的关系如图 4 所示。当 ST 节点固定, ST 天线数一定时, 优化问题 (P9) 求解得到的 $\mathbf{w}_t$ 代入问题 (P13) 后求解出相移矩阵 $\mathbf{G}$, 进一步计算出能效。由图 4 可知, 系统中设电路功耗值 $P_c = -15$ dBm, 同时采用 IRS 明显提高了系统的能效。随着迭代的增加, 电路功耗 P_c 的降低, 系统能效会显著增加。由于优化目标中的电路功耗值 P_c 在优化目标函数的分母, 所以系统能效和电路功耗成反比。当 $P_c = -15$ dBm 时, IRS 辅助的 SWIPT 系统可达能效为 300 KB/J。当 $P_c = -5$ dBm 时, IRS 辅助的 SWIPT 系统可达能效为 33 KB/J。将本文算法与文献[3]算法进行系统能效对比可知, 当电路功耗值 $P_c = -15$ dBm, 对比算法的最大能效为 260 KB/J,

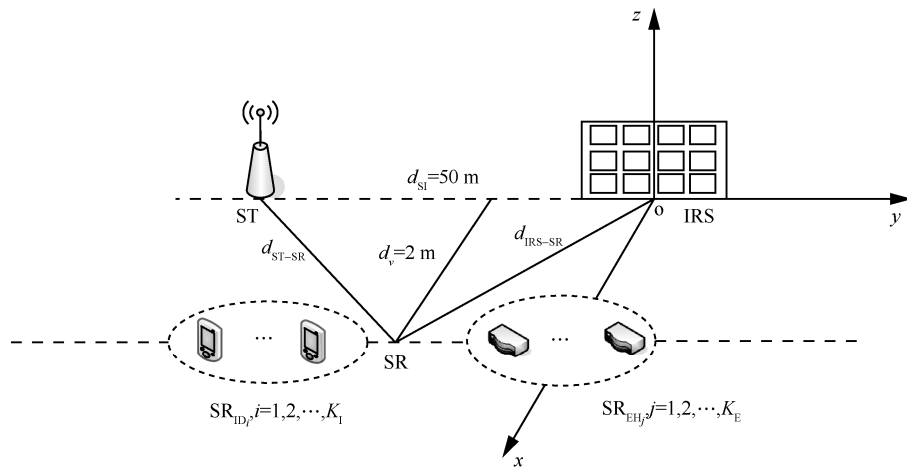


图 2 IRS 辅助的 SWIPT 系统 3D 模型^[7]

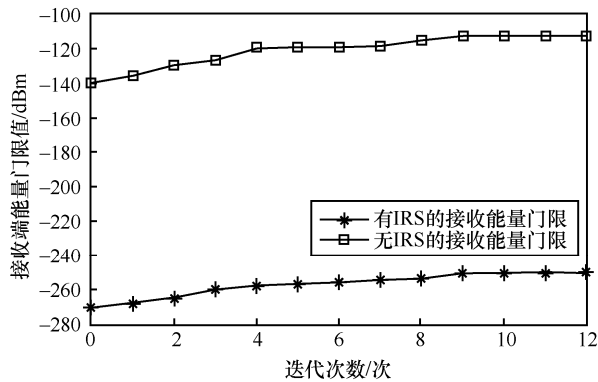


图3 接收端能量门限值与迭代次数的关系

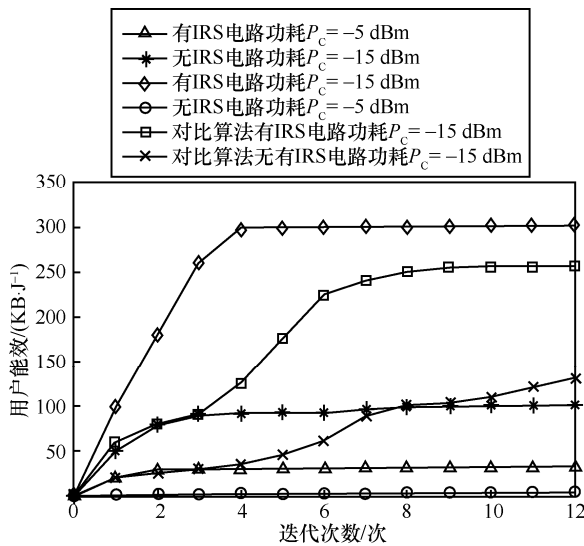


图4 SWIPT系统中有无IRS的系统能效与迭代次数的关系

电路功耗值越小, 系统能效越高, 且具有更好的收敛性。由图可知, 当无 IRS 时, 所提算法的能效低于文献[3]对比算法, 当存在 IRS 时, 所提算法的系统能效得到了显著提升, 因此所提算法可以显著提高 IRS 辅助的 SWIPT 系统能效。

接收端用户能效与基站(发送端)发射功率的关系如图 5 所示, 随着基站发射功率的增加, 用户能效逐渐增大, 最终收敛于一个定值。仿真结果表明, 当基站发射功率取值为 5 dBm^[3]时, 所提 IRS 辅助的 SWIPT 系统能效为 300.5 KB/J, 无 IRS 辅助的 SWIPT 系统能效为 80.5 KB/J, IRS 辅助的 SWIPT 系统能效显著高于无 IRS 辅助的 SWIPT 系统。将所提算法与文

献[3]算法的能效优化结果进行对比, 虽然基站发射功率均在 -15 dBm 以下, 所提算法的能效低于对比算法, 但是随着基站发射功率的增加, 本文所提算法的能效提升明显, 当基站发射功率为 15 dBm 时, IRS 辅助的 SWIPT 系统能效显著高于对比算法的能效。

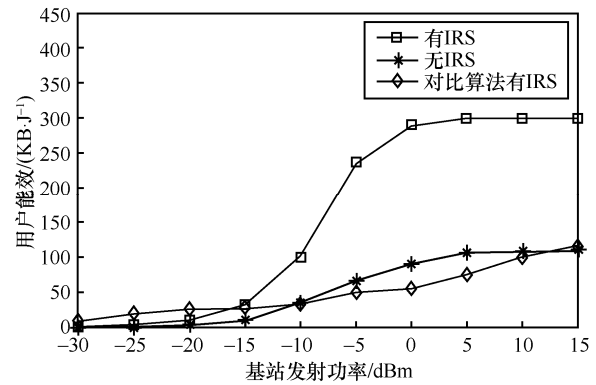


图5 接收端用户能效与基站(发送端)发射功率的关系

由图 4 和图 5 可知, 随着基站发射功率的增加, 当电路功耗值越小时, IRS 辅助的 SWIPT 系统能效可以达到最佳值, 且能效值收敛于一个定值, 即系统能效性能稳定。

不同 IRS 反射阵源数 L 与不同发送端天线数 M 对系统能效的影响如图 6 所示, 当 IRS 反射阵源数增加时, 在相同发送端天线数情况下, 系统能效显著增加。当 IRS 反射阵源数一定时, 发送端天线数减少, 则系统能效降低。当 IRS 反射阵源数 L 为 25, 发送端天线数 M 为 8 时^[3], 系统可达最大能效为 300.5 KB/J。因此, 当 IRS 反射阵源数与发送端天线数均为最大值时, 系统可达最大能效。当 IRS 反射阵源数与发送端天线数均为最大值时, 系统可达最大能效。将发射端天线数 M 为 8、IRS 反射阵源数 L 为 15 时的用户能效与发射端天线数 M 为 4、IRS 反射阵源数 L 为 25 时的用户能效对比发现, 当系统能效一定时, IRS 反射阵源数的增加可以减少发送端天线数, 从而降低发送端设备的复杂度。

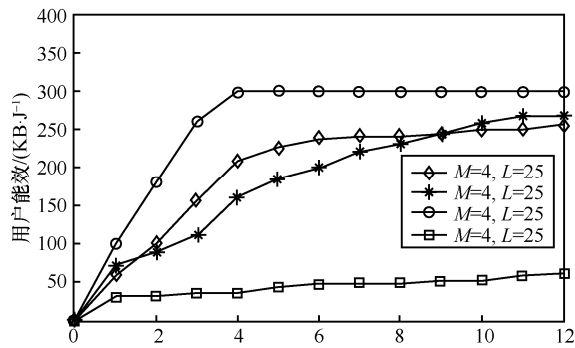


图6 不同 IRS 反射阵源数 L 与不同发送端天线数 M 对系统能效的影响

4 结束语

本文研究了 IRS 辅助的 SWIPT 系统中基于能效优先的有源波束成形向量与 IRS 无源反射波束成形向量的联合设计与优化。以最大化系统总能效为目标,在发送端功率控制、能量收集接收端能量约束、IRS 相移约束等多约束条件下构造多目标能效优化问题。引入辅助向量,将该非线性分式优化问题采用 Dinkelbach 方法变换为参数相减形式,而后采用交替优化迭代方法对 ST 有源波束成形向量和 IRS 无源反射波束成形向量进行解耦。即固定 IRS 相移矩阵求 ST 有源波束成形向量,转化为半正定松弛 (SDR) 问题后采用凸优化方法求解。当获得 ST 最佳有源波束成形向量后,再转化为凸优化问题求 IRS 相移矩阵与反射波束成形向量,进而求得系统能效。仿真表明,IRS 能够有效提升 SWIPT 系统能量收集与信息解码的效率,并且可以显著降低系统能量收集接收端的能量阈值,提升系统的整体能效。

参考文献:

- [1] RENZO M D, DEBBAH M, PHAN-HUY D T, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable AI metasurfaces: an idea whose time has come[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2019: 129.
- [2] TANG W K, CHEN M Z, DAI J Y, et al. Wireless communications with programmable metasurface: new paradigms, oppor-

tunities, and challenges on transceiver design[J]. IEEE Wireless Communications, 2020, 27(2): 180-187.

- [3] 刘期烈, 杨建红, 徐勇军, 等. 面向安全通信的智能反射面网络能效优化算法[J]. 电讯技术, 2020, 60(12): 1391-1397.
- LIU Q L, YANG J H, XU Y J, et al. An energy-efficient optimization algorithm for secure-based intelligent reflecting surface networks[J]. Telecommunication Engineering, 2020, 60(12): 1391-1397.
- [4] 田辉, 倪万里, 王雯, 等. IRS 辅助的边缘智能系统中基于数据重要性感知的资源分配[J]. 北京邮电大学学报, 2020, 43(6): 51-58.
- TIAN H, NI W L, WANG W, et al. Data-importance-aware resource allocation in IRS-aided edge intelligent system[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2020, 43(6): 51-58.
- [5] 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.
- [6] SAAD W, BENNIS M, CHEN M Z. A vision of 6G wireless systems: applications, trends, technologies, and open research problems[J]. IEEE Network, 2020, 34(3): 134-142.
- [7] 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.
- [8] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5394-5409.
- [9] 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.
- [10] TANG W K, LI X, DAI J Y, et al. Wireless communications with programmable metasurface: Transceiver design and experimental results[J]. China Communications, 2019, 16(5): 46-61.
- [11] DAI L L, WANG B C, WANG M, et al. Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: antenna design, prototyping, and experimental results[J]. IEEE Access, 2020(8): 45913-45923.
- [12] CHU Z, HAO W M, XIAO P, et al. Intelligent reflecting surface aided multi-antenna secure transmission[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(1): 108-112.
- [13] GONG S Q, YANG Z Y, XING C W, et al. Beamforming optimization for intelligent reflecting surface-aided SWIPT IoT networks relying on discrete phase shifts[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(10): 8585-8602.



- [14] TAO Q, ZHANG S W, ZHONG C J, et al. Intelligent reflecting surface aided multicasting with random passive beamforming[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(1): 92-96.
- [15] TANG Y Z, MA G G, XIE H L, et al. Joint transmit and reflective beamforming design for IRS-assisted multiuser MISO SWIPT systems[C]//Proceedings of ICC 2020 - 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [16] XIE H L, XU J, LIU Y F. Max-Min fairness in IRS-aided multi-cell MISO systems via joint transmit and reflective beamforming[C]//Proceedings of ICC 2020 - 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [17] ZHANG M, CUMANAN K, THIYAGALINGAM J, et al. Energy efficiency optimization for secure transmission in MISO cognitive radio network with energy harvesting[J]. IEEE Access, 2019, 7: 126234-126252.

[作者简介]



许晓荣(1982-), 男, 博士, 杭州电子科技大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为智能反射面辅助的无线携能通信波束成形设计与优化、认知无线网络与认知无线携能通信中的资源分配与物理层安全技术等。



朱薇薇(1997-), 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为智能反射面辅助的无线携能通信波束成形设计与优化等。



包建荣(1978-), 男, 博士, 杭州电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为智能反射面通信、基于移动卫星星座系统的海洋通信、深空通信信道编码理论等。

朱卫平(1960-), 男, 博士, 加拿大康考迪亚大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信信号检测与估计、智能反射面辅助的无线携能通信自适应波束成形设计、人工智能与神经网络信号处理等。

冯维(1984-), 女, 博士, 杭州电子科技大学讲师, 主要研究方向为无线携能通信与无线多跳网络中的资源分配与物理层安全技术等。

姚英彪(1976-), 男, 博士, 杭州电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线携能通信与无线传感器网络中的资源管理与高效传输等。