**引用格式：**伍岳, 谢辰飞, 屠青青, 等. 基于 SDP 的通感及协能无线传输方法 [J]. 电子科技大学学报, 2026, 55(4): 496-504.
Wu Yue, Xie Chenfei, Tu Qingqing, et al. The SDP method based on integrated sensing, communication, and power transmission[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2026, 55(4): 496-504. (in Chinese)

# 基于 SDP 的通感及协能无线传输方法

伍 岳[1]，谢辰飞[2]，屠青青[2]，修 越[2]，陈 路[2]，缪麒龙[2]，张忠培[2*]

（1. 中国移动通信集团四川有限公司，成都 610041；2. 电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室，成都 611731）

**摘要：**未来 6G 无线通信将突破传统通信的边界，向多模态功能融合方向发展。其中，集成感知、通信与能量传输的功能协同带来了复杂多目标优化挑战。如何在满足多维约束条件的前提下实现系统性能的最优，是当前研究的核心问题。该研究针对在通信服务质量、感知精度的克拉美-罗下界、能量收集阈值以及最大传输功率等多重约束下，对优化用户传输速率的问题展开研究。通过引入波束赋形技术，提出了一种基于半定松弛的交替优化算法，将原始非凸问题转化为可高效求解的半正定规划模型，在严格满足各项约束条件的同时，该算法实现了全局性能的优化。仿真结果表明，该方法在典型场景下显著提升了系统传输速率，并确保基站传输功率、感知精度与能量供给需求得到满足，为未来通感能一体化网络的高效资源分配提供了有力的理论支撑。

**关键词：**集成感知、通信与能量传输；半正定松弛；波束赋形；6G
**中图分类号：**TP309.7 **文献标志码：**A DOI: 10.12178/1001-0548.2025106

# The SDP method based on integrated sensing, communication, and power transmission

WU Yue[1], XIE Chenfei[2], TU Qingqing[2], XIU Yue[2], CHEN Lu[2], MIAO Qilong[2], and ZHANG Zhongpei[2*]

(1. Sichuan Branch of China Mobile Communications Group Co., Ltd., Chengdu 610041, China;
2. National Key Laboratory of Wireless Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

**Abstract:** The future of 6G wireless communication will transcend the boundaries of traditional communication, advancing toward multimodal functionality integration. Among these advancements, the integration of sensing, communication, and power transfer (ISCPT) introduces significant challenges in multi-objective optimization. Achieving optimal system performance under multidimensional constraints has become a core research focus. This study addresses the problem of optimizing user transmission rates under multiple constraints, including quality of service (QoS), the Cramér–Rao bound (CRB) for sensing accuracy, energy harvesting (EH) thresholds, and maximum transmission power. By leveraging beamforming techniques, this paper proposes an alternating optimization algorithm based on semidefinite relaxation (SDR). The proposed approach transforms the original non-convex problem into a semi-definite programming (SDP) model that can be efficiently solved while strictly satisfying all constraints. Simulation results demonstrate that the method significantly improves system transmission rates in typical scenarios and ensures compliance with base station transmission power, sensing accuracy, and energy supply requirements. This work provides robust theoretical support for efficient resource allocation in future ISCPT-enabled networks.

**Key words:** integration of sensing, communication, and power transfer (ISCPT); semidefinite relaxation (SDR); beamforming; 6G

随着 5G/6G 网络与物联网（Internet of Things, IoT）的深度融合，海量终端设备对高可靠通信、实时环境感知与可持续供能的需求呈现爆发式增长[1]。然而，传统网络架构中通信、感知与能量传输功能分

收稿日期：2025−05−19
基金项目：四川省自然科学基金（2022NSESC0489）；深圳市自然科学基金（JCY20210324140002008）
作者简介：伍岳，高级工程师，主要从事通信网络规划、系统设计等方面的研究。
*通信作者 E-mail: zhangzp@uestc.edu.cn

离部署，导致频谱、硬件与能量资源利用率低下，难以满足终端低功耗和高集成度的要求。集成感知、通信与功率传输（integrating sensing, communication, and power transfer, ISCPT）系统通过共享频谱与硬件资源，将感知信号复用为通信载体与能量传输媒介，从而显著提升系统整体效率[2-4]。然而，多域功能耦合导致系统功耗呈现强非线性特征：通信速率的提升通常需要更高的发射功率，但信号相关性对感知精度的要求，以及波形峰均比对能量收集效率的影响，形成了多维度的技术权衡。如何在保障感知性能、通信服务质量 (quality of service, QoS) 以及终端供能需求的前提下，实现系统性能的全局优化，成为 ISCPT 系统规模化部署的核心挑战。

波束赋形技术作为无线通信系统中的关键手段，通过优化天线阵列的加权系数，能够有效提升信号传输质量、抑制干扰并增强能量传输效率。同时，波束赋形求解算法也是一类比较成熟的非凸优化问题[5-7]。一般可以通过半定松弛（semidefinite relaxation, SDR）[6]、二阶锥规划（second order cone program, SOCP）[7] 等技术进行求解。这些凸优化方法不仅保证了求解的全局最优性或近似最优性，还显著降低了计算复杂度，使其能够满足 5G/6G 通信系统对实时性和可靠性的严苛要求。

近些年来，随着无线信息与能量同步传输（simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT）[8-10]、通信感知一体化（integrated sensing and communications, ISAC）[11-14] 等多目标融合网络的快速发展，波束赋形设计需要进一步融合多功能需求。文献 [9] 提出了一个多用户 MISO-SWIPT 下行系统，并研究了联合传输波束和功率分割以实现最小传输功率并满足 QoS 约束，通过 SDR 技术提出了关于 SWIPT 功耗最小化问题的最优解。文献 [10] 设计了基于功率控制下 MIMO-SWIPT 系统的多种收发机。文献 [13] 研究了 ISAC 系统中的功率最小化问题，提出了 3 种不同的基于功率最小化的鲁棒雷达波形设计准则。文献 [14] 研究了全双工和半双工 ISAC 系统，通过优化下行双功能发射信号和上行接收波束赋形来最小化功耗。

然而，这些方法同样可以借鉴 ISCPT 系统波束赋形方法的研究。文献 [4] 从最优功率分配的角度首次探讨了多用户场景下的联合功率传输、感应、压缩和传输问题。文献 [15] 参考了 SWIPT 和 ISAC 的联合场景，在 MIMO 系统中揭示了传感、通信和能量传输之间的基本性能权衡。后续又有学者针对多个感知目标的场景进行进一步的研究[16]。文献 [17] 从物理层天线分离的角度讨论了通信、感知和能量共同传输的多用户场景，采用 SDR 和舒尔补的变换进行优化，尤其是针对三者之间的对应关系，进行了系统联合优化分析。虽然文中分别讨论了通信和能量传输功能分离和集成的场景，但是没有对影响通信系统的主要指标进行系统讨论。而在 IoT 未来的主要应用场景中，合理的功率分配方法以及可靠的信道容量设计，都是保障通信系统实现可靠传输的重要前提[18]。

在 SWIPT 技术中，功率分配方法是一种高效的架构设计，可以同时满足用户的信息传递和能量收集需求，对其结构进行进一步探究更能凸显出本文研究的必要性[19]。因此，本文的 ISCPT 系统以功率分配下的通信能量一体化设备为研究对象，通过时–频–空三维复用的探测波形实现环境感知。

在之前的工作中，作者已经讨论了关于 ISCPT 系统通过最优的功率分配获得最小化功耗的问题。本文采用基于 SDP 的方法，针对通信系统中的多目标通信传能与环境感知场景，研究了最大化系统平均传输速率的波束赋形问题。具体而言，一是针对 ISCPT 系统，在兼顾 IoT 设备异构性的同时，构建了一种联合通信 QoS、多参数感知克拉美-罗下界（Cramér–Rao bound, CRB）和能量收集（energy harvesting, EH）的多目标优化模型；二是推导了复用波束下 CRB 的闭合表达式，量化了信道几何参数对感知精度的影响；三是提出基于张量分解的变量解耦策略，结合 SDR 技术将非凸问题转化为层次化凸优化结构，显著提升了优化效率与收敛性能。

## 1　系统模型和问题描述

在本文研究的 ISCPT 场景中，基站（base station, BS）同时支持信息传递、无线能量传输以及环境感知的功能。基本的系统模型如图 1 所示，其中包含一个 BS、$K$ 个 IoT 设备及一个待定的感知目标。基站配备了 $N_t$ 个天线组成的均匀线性阵列（uniform linear array, ULA），用于提供通信、感知与能量传输功能的集成服务。具体来说，通信波束用于向 IoT 设备传输数据，感知波束设计用于探测目标，能量传输波束为低功耗 IoT 设备提供无线供电。

IoT 设备被设定为执行实时监控、数据采集和环境控制等任务，并通过共享的无线信道与基站进行数据交互。为了准确描述无线传播环境，本文采

用瑞利衰落信道模型，该模型能够很好地刻画室外环境下的多径传播效应。信道系数由大尺度衰落（路径损耗）和小尺度衰落组成，提供了对无线环境的真实表征。基站采用多天线阵列进行波束赋形，以实现通信、感知和能量传输的高效资源整合。IoT 设备的位置在覆盖范围内随机分布，感知目标通过反射基站发射的探测信号，完成高精度的环境感知。

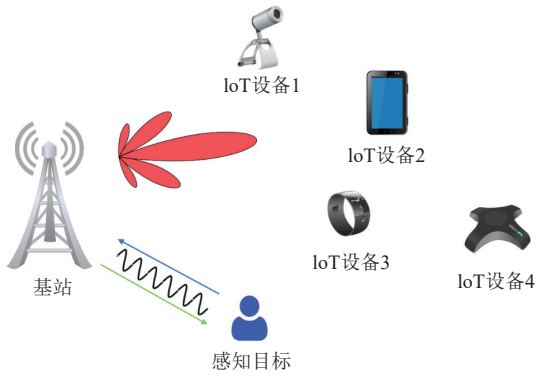



图 1 ISCPT 系统基本模型

因此，相应 BS 与设备之间的信道$\boldsymbol{h}_i$通过视距（line of sight, LoS）与非视距（non-line of sight, NLoS）信道的叠加表示为：

$$\boldsymbol{h}_i=\alpha_u\sqrt{\frac{\beta_u}{\beta_u+1}}\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{LoS}}+\alpha_u\sqrt{\frac{1}{\beta_u+1}}\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{NLoS}} \tag{1}$$

式中，$\alpha_u$是路径损耗系数；$\beta_u$为瑞利因子，表征视距与非视距路径的相对强度；$\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{NLoS}}$是一个小尺度衰落向量，由来自各天线的、独立同分布的复高斯随机变量组成；$\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{LoS}}$则结合了路径损耗和大尺度衰落效应，其信号响应主要受到相关天线到达角（angle of arrival, AoA）$\theta_i$的影响，通过天线阵列的方向矢量$\boldsymbol{a}(\theta_i)$表示，具体形式如下：

$$\boldsymbol{a}(\theta_i)=\frac{1}{\sqrt{N_t}}\left[1,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta_i},\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi d}{\lambda}(N_T-1)\sin\theta_i}\right]^{\mathrm{T}} \tag{2}$$

式中，$d$表示天线之间的间隔；$\lambda$表示信号载波的波长。

该综合信道模型准确反映了视距与非视距传播的特性，能够真实模拟城市环境中的无线传播场景，为通信、感知和能量传输系统的性能分析和优化奠定了坚实的基础。

### 1.1 通信模型

系统中相应的通信信号的传输涉及发送、接收、解码和干扰管理等环节。BS 利用波束赋形技术向 IoT 设备传输信号，以达到优化传输方向并降低干扰的目的。每个设备的传输信号通过波束赋形矢量加权形成，确保不同设备之间的信号正交以避免干扰。相应第$i$个设备的接收信号可以表示为：

$$\boldsymbol{y}_i(t)=\sqrt{\rho_i}\left(\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_i(t)+\sum_{j\neq i,j=1}^{K}\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_j(t)+\boldsymbol{n}_i\right)+\bar{\boldsymbol{n}}_i \tag{3}$$

式中，$\rho_i$为第$i$个设备的功率分配因子，反映通信与能量传输的比例；$\boldsymbol{x}_i(t)=\boldsymbol{w}_i s_i(t)$是第$i$个设备的传输信号，主要由波束矢量$\boldsymbol{w}_i$和发送信号$s_i(t)$构成；$\boldsymbol{n}_i$和$\bar{\boldsymbol{n}}_i$分别表示信号处理和传输中的加性高斯白噪声（additive white gaussian noise, AWGN）。

对于多用户场景下信号质量的评估一般是通过信噪干扰比（signal to interference plus noise ratio, SINR）衡量，第$i$个设备的 SINR 表达式为：

$$\mathrm{SINR}_i=\frac{\rho_i\left\|\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_i\right\|^2}{\rho_j\sum_{j\neq i}\left\|\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_i\right\|^2+\rho_i\sigma_i^2+\bar{\sigma}_i^2} \tag{4}$$

式中，分子部分为期望信号功率；分母包括干扰和噪声的影响。相应第$i$个设备的可达速率$R_i$可以表示为：

$$R_i=\log_2(1+\mathrm{SINR}_i) \tag{5}$$

通过优化波束赋形$\boldsymbol{w}_i$和功率分配$\rho_i$，可以有效提高 SINR，从而提升通信质量和系统效率。

### 1.2 能量传输模型

模型相应的 IoT 设备同时还需要完成对接收信号的能量收集，相应第$i$个设备的能量信号可以表示为：

$$y_i^{\mathrm{EH}}(t)=\sqrt{1-\rho_i}\left[\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_i(t)+\sum_{j\neq i}^{K}\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_j(t)+n_i(t)\right] \tag{6}$$

相应收集到的能量可以表示为：

$$E_i=\eta_i(1-\rho_i)\left[\left|\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_i\right|^2+\sum_{j\neq i}^{K}\left|\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j\right|^2+\sigma_i^2\right] \tag{7}$$

式中，$\eta_i$为能量转换效率，反映无线信号转换为可用能量的比例。

### 1.3 感知模型

对于系统中的环境感知，主要通过雷达探测机制实现，BS 发射的信号经目标反射后，通过分析回波信号来估计目标的位置和特性。感知模型假设目标处于 LOS 传播环境，且仅反射传输信号，忽略多径效应的影响。BS 接收到的目标反射信号可

表示为：

$$\boldsymbol{y}_s[m]=\sum_{i=1}^{K}v\boldsymbol{h}_s\boldsymbol{h}_s^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_i s_i[m]+\boldsymbol{n}_s \tag{8}$$

式中，$v$为目标雷达散射截面（radar cross section, RCS）系数；$\boldsymbol{h}_s$为 BS 到目标的信道向量；$\boldsymbol{w}_i$为复用的通信波束赋形向量；$\boldsymbol{n}_s$为接收噪声。通过采集$N$个采样点，回波信号矩阵可扩展为：

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Y}_s=\begin{bmatrix}\boldsymbol{y}_s[1]\\ \vdots\\ \boldsymbol{y}_s[N]\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\sum_{i=1}^{K}v\boldsymbol{h}_s\boldsymbol{h}_s^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_i s_i[1]+\boldsymbol{n}_s[1]\\ \vdots\\ \sum_{i=1}^{K}v\boldsymbol{h}_s\boldsymbol{h}_s^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_i s_i[N]+\boldsymbol{n}_s[N]\end{bmatrix}=\\ v\boldsymbol{H}_s\boldsymbol{W}\boldsymbol{S}+\boldsymbol{N}_s\end{aligned} \tag{9}$$

式中，$\boldsymbol{H}_s=\boldsymbol{h}_s\boldsymbol{h}_s^{\mathrm{H}}$为等效信道矩阵；$\boldsymbol{W}$为波束矩阵；$\boldsymbol{S}$为发送的信号矩阵。

目标的空间参数通过导向向量$\boldsymbol{a}(\varphi_{\mathrm{DoA}})$描述，其中$\varphi_{\mathrm{DoA}}$为反射信号的出射角（departure of angle, DoA）。目标参数向量$\boldsymbol{\tau}=[\boldsymbol{\theta}_s,\boldsymbol{\alpha}_s]^{\mathrm{T}}$包含角度信息和等效信道增益。通过费舍尔信息矩阵（Fisher information matrix, FIM）和 CRB 量化估计精度：

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{FIM}}=\frac{2}{\sigma_s^2}\mathrm{Re}\left\{\frac{\partial\boldsymbol{\kappa}^{\mathrm{H}}}{\partial\boldsymbol{\tau}}\frac{\partial\boldsymbol{\kappa}}{\partial\boldsymbol{\tau}^{\mathrm{T}}}\right\} \tag{10}$$

式中，$\boldsymbol{\kappa}=v\mathrm{vec}(\boldsymbol{H}_s\boldsymbol{W}\boldsymbol{S})$为理想状态下的信号模型，相应 FIM 可以表示为：

$$\boldsymbol{F}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{F}_{\boldsymbol{\theta}_s\boldsymbol{\theta}_s} & \boldsymbol{F}_{\boldsymbol{\theta}_s\boldsymbol{\alpha}_s^{\mathrm{T}}}\\ \boldsymbol{F}_{\boldsymbol{\theta}_s\boldsymbol{\alpha}_s^{\mathrm{T}}}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{F}_{\boldsymbol{\alpha}_s\boldsymbol{\alpha}_s^{\mathrm{T}}}\end{bmatrix} \tag{11}$$

式中，$\boldsymbol{F}$为相关参数向量矩阵的合集；$\boldsymbol{F}_{\boldsymbol{\theta}_s\boldsymbol{\theta}_s}$，$\boldsymbol{F}_{\boldsymbol{\theta}_s\boldsymbol{\alpha}_s^{\mathrm{T}}}$和$\boldsymbol{F}_{\boldsymbol{\alpha}_s\boldsymbol{\alpha}_s^{\mathrm{T}}}$表示相应的二阶偏导数矩阵。因此关于 DoA$\theta_s$估计的 CRB 为：

$$\mathrm{CRB}_{\theta_s}=\mathrm{tr}\left(\left(\boldsymbol{F}_{\theta_s\theta_s^{\mathrm{T}}}-\boldsymbol{F}_{\theta_s\alpha_s^{\mathrm{T}}}\boldsymbol{F}_{\alpha_s\alpha_s^{\mathrm{T}}}^{-1}\boldsymbol{F}_{\theta_s\alpha_s^{\mathrm{T}}}^{\mathrm{T}}\right)^{-1}\right) \tag{12}$$

相应的 FIM 可以表示为：

$$\boldsymbol{F}_{\theta_s\theta_s}=\frac{2N|v|^2}{\sigma_s^2}\mathrm{tr}((\bar{\boldsymbol{Q}}_s+\tilde{\boldsymbol{Q}}_s)\boldsymbol{W}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}(\bar{\boldsymbol{Q}}_s+\tilde{\boldsymbol{Q}}_s)^{\mathrm{H}}) \tag{13}$$

$$\boldsymbol{F}_{\alpha_s\alpha_s^{\mathrm{T}}}=\frac{2N}{\sigma_s^2}\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_s\boldsymbol{W}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_s^{\mathrm{H}})\boldsymbol{I}_2 \tag{14}$$

$$\boldsymbol{F}_{\theta_s\alpha_s^{\mathrm{T}}}=\frac{2N}{\sigma_s^2}\mathrm{Re}(\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_s\boldsymbol{W}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}_s^{\mathrm{H}})[1,j]) \tag{15}$$

### 1.4　问题描述

因此，本文对于 ISCPT 中通信、感知和能量收集多目标联合优化的系统可以用以下形式表示：

$$\begin{aligned}&\max_{\{\boldsymbol{w}_i,\rho_i\}}\frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K}R_i(\boldsymbol{w}_i,\rho_i)\\ &\mathrm{s.t.}\log_2(1+\mathrm{SINR}_i)\geqslant\gamma_i^{\min}\\ &\mathrm{CRB}_{\theta_s}\leqslant\epsilon\\ &E_i\geqslant E_i^{\min}\\ &\mathrm{tr}\left(\sum_{i=1}^{K}\|\boldsymbol{w}_i\|^2\right)\leqslant P_T\end{aligned} \tag{16}$$

式中，$\gamma_i^{\min}$用来确保第$i$个 IoT 设备满足 QoS 下的最小传输速率；$\epsilon$是从感知目标的角度估计 CRB 的误差上限；$E_i^{\min}$是维持第$i$个 IoT 设备正常运行下的最低 EH 需求；$P_T$为 BS 总发射功率的上限。本文的研究目标是在满足相应约束条件的情况下，最大化系统传输的平均可达速率，这一目标主要通过优化所有用户的波束赋形矢量$\{\boldsymbol{w}_1,\boldsymbol{w}_2,\cdots,\boldsymbol{w}_K\}$集合来实现，对于同一 IoT 设备的信息和能量的权衡可以根据功率分配因子$\{\rho_1,\rho_2,\cdots,\rho_K\}$的调整来实现。

显而易见，这是一个多约束条件下多变量联合优化的非凸求解问题。由于 SINR、CRB 以及 EH 的非线性关系，其都呈现典型的非凸性质，很难通过直接求解的方法去获得目标的最优解。一种比较有效的方式是通过解耦不同的约束条件，通过添加辅助变量的方法来组成凸约束条件下的凸优化问题。

## 2　最大化 ISCPT 系统传输速率方法

首先对式 (16) 中存在的多个待优化变量进行分离，采用交替优化是一种有效的手段，分别求解每个 IoT 设备的$\boldsymbol{w}_i$和$\rho_i$，在保持其中一个不变的情况下去优化另一个变量。对于本文的问题而言，核心的难点是求解最优的波束矢量 $\boldsymbol{w}_i$。为了有效应对这一挑战，本研究针对波束赋形矢量优化采用 SDR 算法。SDR 算法将原问题通过矩阵秩约束松弛的方法转化为半正定约束，将复杂的非凸优化问题转化为可通过标准凸优化工具高效求解的 SDP 问题。

### 2.1　SDR 凸约束

首先需要引入辅助变量$\boldsymbol{W}_i=\boldsymbol{w}_i\boldsymbol{w}_i^{\mathrm{H}}$，它表示波束赋形矢量的二阶矩阵，满足$\mathrm{rank}(\boldsymbol{W}_i)=1$。根据文献 [20] 中半松弛推导证明的方法，该问题可以松弛为$\boldsymbol{W}_i\succcurlyeq\boldsymbol{0}$，该矩阵是半正定（positive semi-definite, PSD）的。

相应通信 SINR 约束可以直接改写为：

$$\mathrm{SINR}_i=\frac{\rho_i\left\|\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_i\right\|^2}{\rho_j\sum_{j\neq i}\left\|\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_i\right\|^2+\rho_i\sigma_i^2+\bar{\sigma}_i^2}\geqslant 2^{\gamma_i^{\min}}-1 \quad (17)$$

式中，有效信号$\|\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_i\|^2$和干扰信号$\|\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j\|^2$都转化表述为矩阵迹的形式$\mathrm{tr}(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_i)$和$\mathrm{tr}(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j)$，原约束问题可以改写为：

$$\frac{\rho_i\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_i\right)}{\rho_j\sum_{j\neq i}\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j\right)+\sigma_i^2}\geqslant\Gamma_i \quad (18)$$

式中，$\Gamma_i=2^{\gamma_i^{\min}}-1$，可以进一步整理为线性不等式：

$$\rho_i\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_i\right)\geqslant\Gamma_i\left(\rho_j\sum_{j\neq i}\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j\right)+\sigma_i^2\right) \quad (19)$$

因此，原通信约束转化为关于$\boldsymbol{W}_i$凸约束的形式。同理，能量约束也可以根据相同的方法转化为：

$$\sum_{j=1}^{K}\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j\right)\geqslant\frac{E_i^{\min}}{\eta_i(1-\rho_i)}-\sigma_i^2 \quad (20)$$

同理，功率约束转化为：

$$\mathrm{tr}\left(\sum_{i=1}^{K}\boldsymbol{W}_i\right)\leqslant P_T \quad (21)$$

对于感知约束，需要引入额外的辅助变量$\zeta$、$\zeta_1$、$\zeta_2$和$\zeta_3$，相应的定义如下：

$$f_{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\theta}^{\mathrm{T}}}-f_{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\alpha}^{\mathrm{T}}}f_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^{\mathrm{T}}}^{-1}f_{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\alpha}^{\mathrm{T}}}\geqslant\zeta \quad (22)$$

$$\zeta_1=f_{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\theta}^{\mathrm{T}}}-\zeta \quad (23)$$

$$\zeta_2=f_{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\alpha}^{\mathrm{T}}} \quad (24)$$

$$\zeta_3=f_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^{\mathrm{T}}} \quad (25)$$

结合上述定义，对应原本的约束，问题可以转化为相应的 PSD 约束：

$$\boldsymbol{\Xi}=\begin{bmatrix}\zeta_1 & \zeta_2\\ \zeta_2^{\mathrm{T}} & \zeta_3\end{bmatrix}\succcurlyeq\boldsymbol{0} \quad (26)$$

$$\frac{1}{\zeta}\leqslant\epsilon \quad (27)$$

原有的 FIM 都可以转化为相应的等式约束：

$$\mathrm{tr}((\bar{\boldsymbol{Q}}_s+\tilde{\boldsymbol{Q}}_s)\boldsymbol{W}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}(\bar{\boldsymbol{Q}}_s+\tilde{\boldsymbol{Q}}_s)^{\mathrm{H}})=\frac{\sigma_r^2(\zeta_1+\zeta)}{2N|v|^2} \quad (28)$$

$$\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_s\boldsymbol{W}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_s^{\mathrm{H}})\boldsymbol{I}_2=\frac{\sigma_r^2\zeta_2}{2N} \quad (29)$$

$$\mathrm{Re}(\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_s\boldsymbol{W}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}_s^{\mathrm{H}})[1,j])=\frac{\sigma_r^2\zeta_3}{2N} \quad (30)$$

对应优化目标，采用分式规划方法，引入辅助变量$\beta_i$，表示为：

$$\max\frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K}\beta_i \quad (31)$$

满足约束条件：

$$\beta_i\leqslant\log_2\left(1+\frac{\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_i\right)}{\sum_{j\neq i}\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j\right)+\sigma_i^2}\right) \quad (32)$$

这里可以进一步利用对数函数的凸性，通过一阶泰勒展开进行线性近似。

因此，关于非凸的原优化问题式 (16) 可以转化为下面的 SDP 问题：

$$\max_{\{\boldsymbol{W}_i,\beta_i\}}\frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K}\beta_i$$

$$\text{s.t.}\begin{cases}\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_i\right)\geqslant\Gamma_i\left(\sum_{j\neq i}\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j\right)+\sigma_i^2\right)\\ \sum_{j=1}^{K}\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j\right)\geqslant\frac{\boldsymbol{F}_1^{\min}}{\eta_i(1-\rho_i)}-\sigma_i^2\\ \mathrm{tr}\left(\sum_{i=1}^{K}\boldsymbol{W}_i\right)\leqslant P_T\\ \boldsymbol{\Xi}=\begin{bmatrix}\zeta_1 & \zeta_2\\ \zeta_2^{\mathrm{T}} & \zeta_3\end{bmatrix}\succcurlyeq\boldsymbol{0}\\ \frac{1}{\zeta}\leqslant\epsilon\\ \mathrm{tr}\left(\left(\overline{\boldsymbol{Q}}_s+\overline{\boldsymbol{Q}}_s\right)\boldsymbol{W}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\left(\overline{\boldsymbol{Q}}_s+\boldsymbol{Q}_s\right)^{\mathrm{H}}\right)=\frac{\sigma_i^2(\zeta_1+\zeta)}{2N|v|^2}\\ \mathrm{tr}\left(\boldsymbol{H}_s\boldsymbol{W}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_s^{\mathrm{H}}\right)\boldsymbol{I}_2=\frac{\sigma_i^2\zeta_2}{2N}\\ \mathrm{Re}\left(\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{H}_s\boldsymbol{W}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}_s^{\mathrm{H}}\right)[1,j]\right)=\frac{\sigma_i^2\zeta_3}{2N}\\ \beta_i\leqslant\log_2\left(1+\frac{\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_i\right)}{\sum_{i+i}+\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j\right)+\sigma_i^2}\right)\\ \boldsymbol{W}_i\succcurlyeq\boldsymbol{0}\end{cases} \quad (33)$$

关于波束矢量$\boldsymbol{w}_i$的凸约束被转换为矩阵不等式和其他凸条件，使得问题能够通过标准凸优化技术解决。

### 2.2 交替优化

通过上述推导和问题转化，可以得到关于$\boldsymbol{w}_i$对应的 SDP 问题，通过固定$\rho_i$可以直接优化$\boldsymbol{W}_i$。接下来，固定$\boldsymbol{W}_i$，优化功率分配因子$\rho_i$。根据式 (34) 和式 (35) 可以推导出$\rho_i$的范围：

$$\rho_i \geqslant \frac{\left(2^{\gamma_i^{\min}}-1\right)\bar{\sigma}_i^2}{\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_i\boldsymbol{h}_i-\left(2^{\gamma_i^{\min}}-1\right)\left(\sum_{j\neq i}\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{h}_i+\sigma_i^2\right)} \triangleq \rho_i^{\min} \tag{34}$$

$$\rho_i \leqslant 1-\frac{E_i^{\min}}{\eta_i\left(\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{H}}\sum_{j=1}^{K}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{h}_i+\sigma_k^2\right)} \triangleq \rho_i^{\max} \tag{35}$$

然后，通过一维搜索更新功率分配因子：

$$\rho_i^{\mathrm{new}} = \underset{\rho_i}{\operatorname{argmin}} \left| \eta_i(1-\rho_i)P_r - E_i^{\min} \right| \tag{36}$$

式中，$P_r$为接收功率。

因此，完整的关于最大化 ISCPT 系统传输速率的方法如下所示。

算法 最大化 ISCPT 系统传输速率方法

Input：系统相关的参数

Output：最优解$\boldsymbol{W}^*, \rho^*$

for 每个设备 $i=1,2,\cdots,K$ do

初始化变量$\rho_i \leftarrow \rho_i^{(0)}, t \leftarrow 0$

for 每次迭代 $t=1,2,\cdots$ do

固定 $\rho_i^{(t)}$，构建并求解式 (33) 中的 SDP 问题，得到$\boldsymbol{W}_i^{(t+1)}$

固定 $\boldsymbol{W}_i^{(t+1)}$，根据式 (34)~式 (36) 更新 $\rho_i^{(t+1)}$

if 目标函数变化$\left|\sum_{i=1}^{K}\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{W}_i^{(t+1)}\right)-\sum_{i=1}^{K}\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{W}_i^{(t)}\right)\right| < \varepsilon$ then

输出最优解 $\boldsymbol{W}^*=\boldsymbol{W}_i^{(t+1)}$，$\rho^*=\rho_i^{(t+1)}$

break

end if

end for

end for

综上所述，本文提出了一种基于 SDP 的交替优化策略，用于提升 ISCPT 系统中的传输速率。该策略结合 SDR 技术，将原本的非凸优化问题转化为易于求解的凸优化问题，并利用标准优化工具实现高效解算。在固定功率分配因子$\rho_i$时，SDR 通过矩阵$\boldsymbol{W}_i=\boldsymbol{w}_i\boldsymbol{w}_i^{\mathrm{H}}$的秩约束松弛为半正定条件，确保最优解满足$\mathrm{rank}(\boldsymbol{W}_i)=1$，从而提取有效的波束赋形矢量$\boldsymbol{w}_i$。随后，通过固定$\boldsymbol{W}_i$优化$\rho_i$，分析 SINR 和 EH 约束的可行域以实现迭代更新。最终，该方法不仅显著提升了系统传输速率，同时满足了通信 QoS、感知精度 CRB 以及 EH 最低需求的多重约束。

算法的复杂度主要由优化$\boldsymbol{W}_i$和$\rho_i$的过程决定，每次迭代的计算复杂度由两部分共同构成。其中，$\boldsymbol{W}_i$的优化采用内点法完成。SDP 问题的复杂度与矩阵维度和变量规模密切相关。波束赋形矩阵$\boldsymbol{W}_i \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}}\times N_{\mathrm{T}}}$，其中$N_{\mathrm{T}}$为 BS 天线数量。对于$K$个 IoT 设备，总优化变量数为$K$个$N_{\mathrm{T}}\times N_{\mathrm{T}}$ 矩阵，约束条件涵盖 CRB、SINR、EH 以及功率限制。内点法求解 SDP 的时间复杂度为$O((KN_T)^{3.5})$，而$\rho_i$的优化通过一维搜索完成，因此总的算法复杂度为$O(K(N_T)^{3.5}+K)$。

后续通过算法收敛分析和数值仿真，进一步验证了方法的有效性和实用性，为 ISCPT 系统的优化设计提供了可靠支持。

## 3　实验与分析

### 3.1　信道和系统参数

本文基于三维坐标系，设置 BS 位于坐标 (0, 0, 15) 的中心位置。终端设备的数量$K$为 4，随机分布在半径为 50 m、高度为 2 m 的圆形区域内。假设 BS 环境中待感知的目标为 1 个，位于以 (0, 40, 0) 为圆心、半径为 30 m 的圆形区域内，其具体位置随机生成。

仿真采用 4 GHz 的 C 波段无线信道模型，信道$\boldsymbol{h}_i$包括 LoS 信道$\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{LoS}}$和 NLOS 信道$\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{NLoS}}$，综合考虑瑞利衰落与自由空间路径损耗特性。信道衰减及路径损失依据设备间距离动态调整，以真实再现通信与感知的复杂场景。为更贴近实际应用，仿真参数设计时充分考虑了不同情境的多样性，具体配置如表 1 所示。

**表 1　ISCPT 模型参数表**

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|---|---|---|---|
| 载波频段$F$/ GHz | 4 | RCS系数$\nu$ | 0.01 |
| BS天线$N_{\mathrm{T}}$ | 64 | 能量转换效率$\eta$ | 0.70 |
| 用户数量$K$ | 4 | 噪声功率$\sigma^2$/ dBm | −70 |
| 路径损耗系数$\alpha_{\mathrm{u}}$ | 3 | 最大传输功率$P_{\mathrm{T}}$/ dBm | 30 |
| 瑞利因子$\beta_{\mathrm{u}}$ | 2.20 | 参考距离路径损耗$\mathrm{PL}_0$/dBm | 20 |

为直观展示 ISCPT 系统中传输功率的变化趋势，假设系统运行在低噪声条件下，接近理想环境。通过生成 1 000 个服从高斯分布的随机样本，设置算法收敛阈值为 $10^{-3}$。后续分析将进一步探讨算法在多种参数配置下的性能表现及优化潜力。

### 3.2　收敛性分析

为验证所提 SDR 算法的收敛性能，下面通过

数值仿真分析 ISCPT 系统在最大化传输功率问题中的优化表现。图 2 展示了最大 BS 传输功率为 20 dBm，SINR 门限为 0 dB，EH 门限为 −30 dBm 和 CRB 门限$\epsilon$=0.01的条件下的收敛情况。

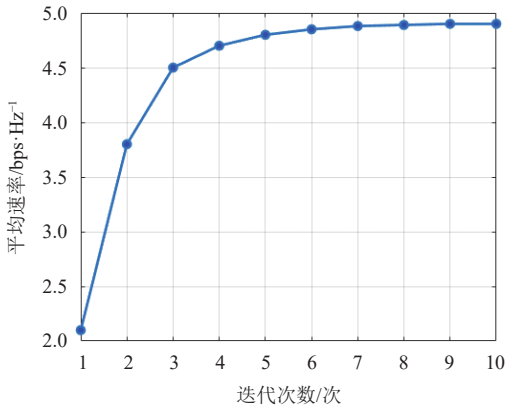



图 2 SDP 算法收敛图

图 2 展示了算法的收敛特性。SDP 通过凸松弛严格保证 SINR 和 EH 的线性迹约束，CRB 的半定约束和线性不等式，通过对目标函数的一阶泰勒展开线性化实现局部凸性，保证全局最优解。因此，随着迭代次数的增加，系统中平均可达速率稳步提升，并在第 7 次迭代后趋于稳定，表明该算法具有良好的收敛速度。

同时，由于交替优化的过程可以实时改变功率分配因子$\rho \in (0,1]$，确保了每一步子问题优化均严格改善了目标函数值。图 3 展示了功率分配因子和用户 EH 的情况。可以直观地看到在满足每个 IoT 设备最小的 EH 门限后，通过一定的功率调整，尽可能保证用户获得最大的可达速率。

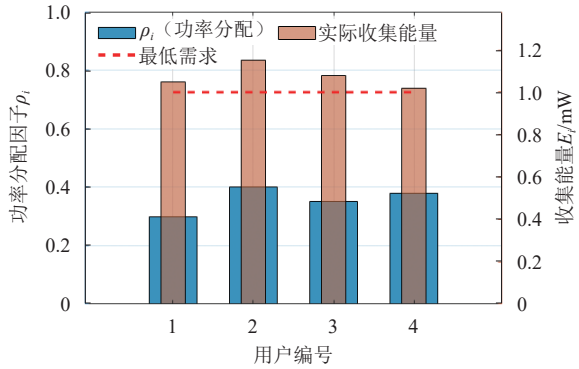



图 3 用户 EH 和功率分配情况

仿真结果进一步证明，所提算法能够在满足通信质量、感知精度和能量收集约束的同时，有效提升系统性能。基于 SDP 的 ISCPT 算法通过 SDP 建模速率最大化问题，采用内点法高效求解。表明算法可以逼近理论极限，通过自适应屏障参数调整维持稳定收敛。这一现象验证了 SDP 结合内点法的双重优势：前期快速逼近最优解，后期稳健维持高精度，最终以多项式时间复杂度实现接近理论上限的速率性能。

### 3.3 传输速率和 BS 功率的关系

接下来对比 ISCPT 系统在是否存在感知目标的情况下系统的平均传输速率变化。图 4 展示了$E_{\min} = -30$ dBm、BS 最大传输功率在 0～30 dBm 时，系统平均可达速率如何随发射功率变化，其中包括$\epsilon = 0.01$和不存在感知目标的情况。

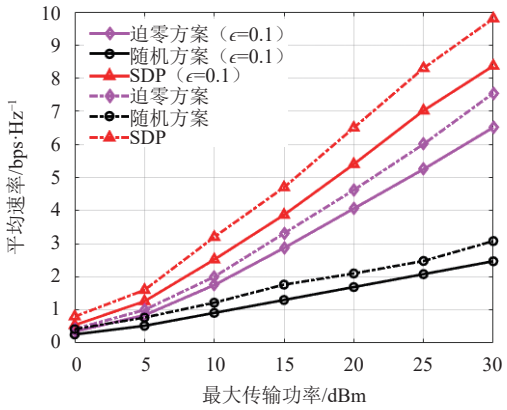



图 4 平均传输速率随 BS 传输功率变化图

实验结果表明，随着发射功率的增加，由于信号强度和资源利用率的提高，所有算法的平均速率都有所提高。SDP 方法在是否存在感知目标的情况下系统平均传输速率都可以取得较好的性能表现，具有最佳的性能。迫零方案虽然有效处理了用户之间的干扰，但未考虑感知精度 CRB 和 EH 的需求，且功率分配也不够灵活，导致系统性能有所下降。随机方法本身缺少针对性的优化，既无法抑制干扰，也难以满足多目标场景，因此性能最差。

当系统不存在感知目标的情况下，由于不需要分配一定的波束实现目标检测，相对而言所有方案的性能都会获得部分提高，其中 SDP 的提升也最为明显。这为后续 ISCPT 系统的设计提供了重要的参考价值。

### 3.4 传输速率和用户数量的关系

本文参考了在不同 IoT 用户设备下的系统整体性能情况，模拟了$P_{\mathrm{T}} = 30$ dBm、$E_{\min} = -30$ dBm 的变化结果。如图 5 所示，主要展示了 IoT 设备从 2～10 变化下的系统平均可达速率的结果。

具体来说，随着用户数量的增加，系统的平均速率呈现出快速下降的趋势。当存在感知目标时，

部分发射功率需分配给雷达探测任务以满足 CRB 约束，导致分配给通信的功率资源减少。值得注意的是，两种场景的性能差距随设备数量增加而扩大，从 1 个设备时的 15% 增至 10 个设备时的 33%。这说明在多用户场景下，感知任务带来的资源分配冲突更为显著。尽管如此，存在感知目标时的性能仍明显优于传统迫零方案，验证了 SDP 方法在 ISCPT 系统中的有效性。

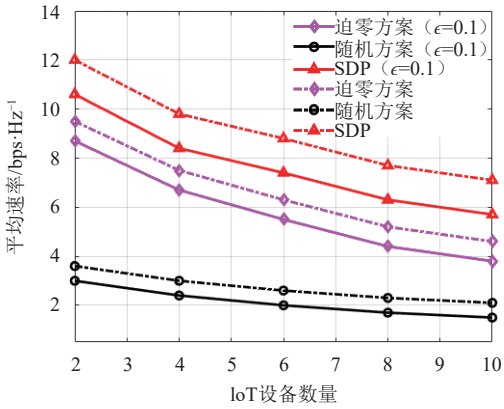



图 5　平均传输速率随 IoT 设备变化的结果

### 3.5　传输速率综合变化

本文观察了 BS 传输功率和 EH 门限对系统平均速率的影响，同样对比了是否存在感知目标情况下的结果。

图 6 和图 7 分别展示了基于 SDP 的 ISCPT 平均速率方法在不存在感知目标和$\epsilon$=0.01的仿真结果。其中系统性能受 EH 门限和 BS 传输功率的联合影响显著。当 EH 门限较低（如−30 dBm）且 BS 功率较高（如 30 dBm）时，平均速率可达 9.8 bps/Hz，验证了 SDP 优化在资源充足时的高效性；而随着 EH 门限提升（趋近 0 dBm）或 BS 功率降低（如 −10 dBm），速率急剧下降至接近 0.97 bps/Hz，凸显能量−速率权衡的临界性。对比两图可见，引入感知约束会略微压缩高速率区域的范围，但整体趋势保持一致，说明 SDP 算法在联合优化能量与速率时具有鲁棒性。内点法的快速收敛特性则保证了参数搜索的全局最优性，使曲面变化平滑且可预测，为实际系统设计提供了可靠的理论边界。

仿真结果表明，本文提出的基于 SDP 的优化方法在典型 ISCPT 场景中显著提升了系统传输性能，其通过 SDP 建模有效协调了通信速率与无线传能需求，实现了动态功率分配的最优平衡，使系统可达速率较传统方法提升 19.8%，同时展现出对不同实际信道环境，尤其是高密度用户场景如城市热点区域大规模 IoT 网络、存在误差的复杂无线环境的卓越适应性；结合内点法求解时，该方法兼具严格的数学收敛性与多项式时间求解效率，能稳定逼近理论性能极限，不仅满足低功耗基站和绿色通信系统的设计要求，更为 ISCPT 系统的规模化部署及资源高效分配提供了关键理论支撑，未来可进一步扩展至多天线多接收器及动态网络拓扑等全场景应用。

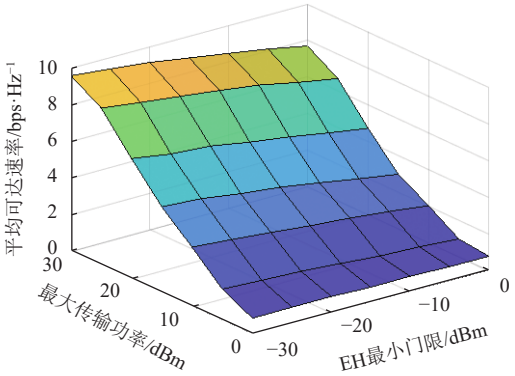



图 6　平均传输速率随 EH 门限、BS 传输功率变化图（不存在感知目标）

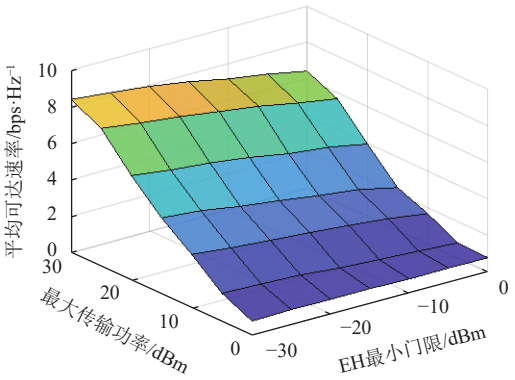



图 7　平均传输速率随 EH 门限、BS 传输功率变化图（$\epsilon$=0.01）

## 4　结束语

本文主要研究了 SDP 方法下 ISCPT 系统最大化传输速率方法，主要通过将非凸优化问题转化为凸优化问题，有效地解决了 ISCPT 系统中通信、感知和能量传输的多目标优化问题。在固定功率分配因子的情况下，利用 SDR 技术松弛波束赋形矩阵的秩约束，并通过迭代优化进一步提升系统的传输速率。仿真结果表明，该方法能够在满足通信质量、感知精度及能量收集约束的前提下，显著提高系统性能。

接下来的研究将会考虑更加复杂的通信场景，同时针对 SDP 中的算法复杂度进行主要分析和优化，考虑在原有方法中加入人工智能的方法进行辅助，从数据和变量之间的映射关系拟合相应的神经网络，进一步提升系统的整体性能。

## 参 考 文 献


[1] Shi Yuanming, Zhou Yong, Wen Dingzhu, et al. Task-oriented communications for 6G: Vision, principles, and technologies[J]. IEEE Wireless Communications, 2023, 30(3): 78-85.

[2] Li Xiaoyang, Han Zidong, Zhu Guangxu, et al. Integrating sensing, communication, and power transfer: From theory to practice[J]. IEEE Communications Magazine, 2024, 62(9): 122-127.

[3] Zhou Ziqin, Li Xiaoyang, Zhu Guangxu, et al. Integrating sensing, communication, and power transfer: Multiuser beamforming design[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2024, 42(9): 2228-2242.

[4] Li Xiaoyang, You Changsheng, Andreev S, et al. Wirelessly powered crowd sensing: Joint power transfer, sensing, compression, and transmission[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2019, 37(2): 391-406.

[5] Lin Tian, Cong Jiaqi, Zhu Yu, et al. Hybrid beamforming for millimeter wave systems using the MMSE criterion[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(5): 3693-3708.

[6] Timotheou S, Krikidis I, Zheng Gan, et al. Beamforming for MISO interference channels with QoS and RF energy transfer[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(5): 2646-2658.

[7] Shi Qingjiang, Xu Weiqiang, Chang T H, et al. Joint beamforming and power splitting for MISO interference channel with SWIPT: An SOCP relaxation and decentralized algorithm[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(23): 6194-6208.

[8] Clerckx B, Zhang Rui, Schober R, et al. Fundamentals of wireless information and power transfer: From RF energy harvester models to signal and system designs[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2019, 37(1): 4-33.

[9] Shi Qingjiang, Liu Liang, Xu Weiqiang, et al. Joint transmit beamforming and receive power splitting for MISO SWIPT systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(6): 3269-3280.

[10] Feng Renhai, Li Quanzhong, Zhang Qi, et al. Robust secure transmission in MISO simultaneous wireless information and power transfer system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(1): 400-405.

[11] Liu An, Huang Zhe, Li Min, et al. A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(2): 994-1034.

[12] Liu Fan, Cui Yuanhao, Masouros C, et al. Integrated sensing and communications: Toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(6): 1728-1767.

[13] Huang Yi, Fang Yuan, Li Xinmin, et al. Coordinated power control for network integrated sensing and communication[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(12): 13361-13365.

[14] He Zhenyao, Xu Wei, Shen Hong, et al. Full-duplex communication for ISAC: Joint beamforming and power optimization[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(9): 2920-2936.

[15] Chen Yilong, Hua Haocheng, Xu Jie, et al. ISAC meets SWIPT: Multi-functional wireless systems integrating sensing, communication, and powering[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(8): 8264-8280.

[16] Zeng Xiangyu, Xing Lukuan, Wu Youlong, et al. Beamforming design for integrated sensing and SWIPT system[C]//2022 IEEE 33rd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). Kyoto: IEEE, 2022: 403-408.

[17] Li Xiaoyang, Yi Xuan, Zhou Ziqin, et al. Multi-user beamforming design for integrating sensing, communications, and power transfer[C]//2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Glasgow: IEEE, 2023: 1-6.

[18] Cui Yuanhao, Liu Fan, Jing Xiaojun, et al. Integrating sensing and communications for ubiquitous IoT: Applications, trends, and challenges[J]. IEEE Network, 2021, 35(5): 158-167.

[19] Zhou Xun, Zhang Rui, Ho C K. Wireless information and power transfer: Architecture design and rate-energy tradeoff[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(11): 4754-4767.

[20] Xie Chenfei, Li Yonghui, Chen Lu, et al. Power minimization for integrated sensing, communication, and power transmission systems[J]. IEEE Communications Letters, 2024, 28(12): 2779-2783.


责任编辑 张 莉