

文章编号:1007-5321(2021)06-0026-07

DOI:10.13190/j.jbupt.2021-096

# 认知反向散射网络通信容量公平的资源优化

高晓娜, 卢光跃, 叶迎晖, 詹金枚

(西安邮电大学 陕西省信息通信网络及安全重点实验室, 西安 710121)

**摘要:** 为保证认知反向散射通信网络中物联网节点通信容量的公平性,提出一种基于最大最小准则的资源分配方案. 在考虑物联网节点动态电路能耗模型与非线性能量收集模型的基础上,通过联合优化发射功率、反射及时间分配系数构建一个最大最小物联网节点通信容量的非凸多维资源分配问题. 首先,采用反证法、连续凸近似及辅助变量等方法将原问题转换为凸优化问题;然后提出一种迭代算法来求解转换问题. 仿真结果表明,所提的资源分配方案在提升物联网节点通信容量的同时保障了节点通信的公平性.

**关键词:** 反向散射; 资源分配; 能量收集; 电路能耗; 公平性

**中图分类号:** TN92

**文献标志码:** A

## Throughput Fairness Guarantee in Cognitive Backscattering Networks

GAO Xiao-na, LU Guang-yue, YE Ying-hui, ZAN Jin-mei

(Shaanxi Key Laboratory of Information Communication Network and Security, Xi'an University of Posts and Telecommunications,  
Xi'an 710121, China)

**Abstract:** To guarantee the throughput fairness among Internet of things (IoT) nodes in cognitive backscatter communication networks, a resource allocation scheme based on max-min criterion is proposed. Based on the dynamic circuit energy consumption model and the nonlinear energy harvesting model of IoT nodes, a non-convex multi-dimensional resource allocation problem is formulated, in which the communication capacity is maximized by jointly optimizing the transmitting power, reflection coefficient and time division. First, the contradiction, successive convex approximation and auxiliary variables method are used to transform the original problem into a convex optimization problem. Then, an iterative algorithm is proposed to solve the transformed problem. Simulation results show the proposed resource allocation scheme improves the communication capacity of IoT nodes while guaranteeing the throughput fairness among IoT nodes.

**Key words:** backscatter communications; resource allocation; energy harvesting; dynamic energy consumption; fairness

随着物联网的快速发展,爆发式增长的智能设备对频谱资源的迫切需求与可用频谱资源匮乏之间

的矛盾越发突出. 认知无线电技术是缓解物联网领域频谱供需矛盾的一剂良方,其核心思想是允许物

收稿日期: 2021-05-26

基金项目: 陕西省教育厅科研计划项目(21JK0914); 陕西省重点科技创新团队计划基金资助项目(2017KCT-30-02); 陕西省高校科协青年人才托举计划项目(20210121)

作者简介: 高晓娜(1996—),女,硕士生.

通信作者: 叶迎晖(1991—),男,副教授, E-mail:connectyhyh@126.com.

联网节点(次用户)与主用户共享频谱信息来提高频谱利用率,但在该网络中,物联网节点通常采用主动通信技术进行信息传输,需要用到振荡器、混频器等高功耗元器件,缩短了电池的使用寿命。

近年来,反向散射技术使物联网节点低功耗通信成为可能,其工作原理是允许物联网节点将自身信息调制到环境中已有的射频信号(蜂窝信号等)上,从而实现信息传输<sup>[1]</sup>。由于不需要自身产生射频信号,避免了高功耗有源器件的使用,降低了信息传输的功耗。因此,将反向散射技术融于认知无线电,构建认知反向散射网络,可为物联网提供一种低功耗、高频谱利用率的传输方案<sup>[2]</sup>。

当前,国内外学者对认知反向散射网络的研究已取得一些有价值的成果。Kang等<sup>[3]</sup>分别考虑了静态与动态电路能耗模型,在单用户场景下通过优化发射功率和反向散射系数来最大化次用户遍历容量。Wang等<sup>[4]</sup>在多用户场景下,提出了一种基于非正交多址技术的资源分配方法来最大化次用户吞吐量之和。Yang等<sup>[5-6]</sup>提出了一种将主、次用户接收机相融合的协作接收机,在此基础上研究了基于全双工接入的认知反向散射网络,并通过联合优化反向散射系数、时间以及主用户传输功率设计了次用户吞吐量最大的资源分配方法。Liao等<sup>[7]</sup>考虑了全双工与非正交多址相结合的应用场景,以物联网节点吞吐量为优化目标,以主用户通信服务质量与能量需求为约束,提出了一种最大化次用户吞吐量的资源分配方法。Liu<sup>[8]</sup>等则通过优化传输时间和传输功率来提升通信系统的传输速率。上述方法均通过设计高效的资源分配方法提升了系统性能,然而却忽略了通信系统的公平性指标<sup>[9]</sup>。除此之外,均采用了简单的线性能量收集模型,而实际中能量收集电路的输入和输出呈现出非线性特性<sup>[10]</sup>,这种电路特性的差异可能导致严重的资源错配现象,降低系统的性能。受此启发,笔者在动态电路能耗和非线性能量收集模型的基础上,面向多用户认知反向散射网络提出了保障物联网节点通信容量公平的资源分配方法。综合考虑能量因果与主用户通信需求等约束,联合发射功率、反向散射及时间分配系数,构建最大最小物联网节点通信容量的非凸优化问题,借助反证法、连续凸近似(SCA, successive convex approximate)及变量替换等数学方法将原问题转换为凸优化问题,进而提出一种迭代算法求解优化问题。

## 1 系统模型

多用户认知反向散射网络由主用户发射机(PT, primary transmitter)、信息接收器(IR, information receiver)以及 $K$ 个次用户发射机(ST, secondary transmitter)组成,如图1所示。假设ST具有能量收集模块和反向散射电路,可工作在能量收集或反向散射模式。在能量收集模式下,ST从PT的射频信号中获取能量。在反向散射模式下,ST通过调整反射系数将收集到的射频信号分为两部分:一部分用于信号传输;另一部分用于能量收集。

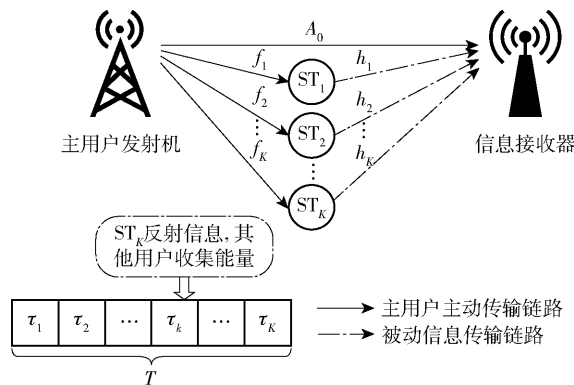


图1 系统模型

采用时分多址技术进行通信,将时间 $T$ 分为 $K$ 个片段,即 $\{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_K\}$ 。PT在整个时间 $T$ 内广播信息,ST依次利用PT的射频信号进行能量收集或反射通信。在 $\tau_k$  ( $k=1, 2, \dots, K$ )期间,第 $k$ 个次用户发射机( $ST_k$ )进行反向散射通信,其余的物联网节点均进行能量收集。

在 $\tau_k$ 期间,接收端IR接收到的信号为

$$y_{\text{IR}} = \sqrt{A_0 P_0} x_e + \sqrt{f_k \alpha_k^{\tau_k} h_k P_0} x_{c,k} + N_{\text{IR}} \quad (1)$$

其中: $A_0$ 与 $h_k$ 分别为PT和 $ST_k$ 到IR的信道增益, $f_k$ 为PT到 $ST_k$ 的信道增益; $P_0$ 为PT的发射功率; $x_e$ 和 $x_{c,k}$ 分别为PT的载波信号与 $ST_k$ 自身携带的信号,且满足 $E[|x_e|^2] = 1$ ,  $E[|x_{c,k}|^2] = 1$ ,  $E[\cdot]$ 表示数学期望; $\alpha_k^{\tau_k}$ 为 $ST_k$ 的反射系数; $N_{\text{IR}}$ 为IR的接收噪声且服从均值为0、方差为 $\sigma^2$ 的高斯分布。

在IR处采用连续干扰消除技术将次用户的反射信号视为干扰信号,以解码主用户信号;然后移除主用户信号,以解码次用户信号。因此,IR解码主用户信号与次用户信号的信干噪比可分别表示为

$$\gamma_k^{(1)} = \frac{A_0 P_0}{f_k \alpha_k^{\tau_k} h_k P_0 + \sigma^2} \quad (2)$$

$$\gamma_k^{(2)} = \frac{f_k \alpha_k^{\tau_k} h_k P_0}{\xi A_0 P_0 + \sigma^2} \quad (3)$$

其中  $\xi$  为干扰消除因子且  $0 \leq \xi \leq 1$ .

根据香农信道容量公式,  $ST_k$  在时隙  $\tau_k$  能完成的吞吐量可表示为

$$R_k(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_0) = \tau_k W \ln(1 + \xi \gamma_k^{(2)}) \quad (4)$$

其中:  $W$  为系统带宽,  $\xi$  为计算信道容量与实际信道容量间的差距.

$ST_k$  收集到的能量可以表示为

$$E_k^h(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_0) = \Gamma(P_{k,b}^{\text{in}}) \tau_k + \Gamma(P_{k,e}^{\text{in}}) \sum_{i=1}^{k-1} \tau_i \quad (5)$$

其中:  $\Gamma(x) = \frac{ax+b}{x+c} - \frac{b}{c}$  表示非线性能量收集模型<sup>[10]</sup>,  $a, b, c$  为非线性能量收集器的参数;  $P_{k,b}^{\text{in}}$  表示  $ST_k$  在反向散射模式下的输入功率, 即  $P_{k,b}^{\text{in}} = [(1 - \alpha_k^{\tau_k}) f_k P_0]$ ;  $P_{k,e}^{\text{in}}$  表示  $ST_k$  在能量收集模式下的输入功率, 即  $P_{k,e}^{\text{in}} = f_k P_0$ .

考虑动态电路能耗模型,  $ST_k$  在信息传输过程中消耗的能量可表示为

$$E_k^c = E_k^s + E_k^d(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_0) \quad (6)$$

其中:  $E_k^s = \varepsilon_b \tau_k$  为物联网节点的静态电路能耗,  $\varepsilon_b$  为物联网节点的静态功耗;  $E_k^d(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_0) = u R_k$  为物联网节点的动态电路能耗,  $u$  为物联网节点通信容量与动态电路能耗的相关系数.

## 2 保障容量公平性的资源分配方法

### 2.1 问题建模

为保证用户公平性, 采用 max-min 准则建立优化目标, 并联合优化发射功率、反向散射以及时间分配系数来获得最优资源的分配方法. 因此, 最大最小物联网节点通信容量的优化模型可表示为

$$(F_0): \max_{P_0, \alpha_k^{\tau_k}, \tau_k} \min_k R_k(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_0) \quad (7)$$

$$\text{s. t. } \sum_k \tau_k = 1, \forall k \quad (8)$$

$$0 \leq \alpha_k^{\tau_k} \leq 1, \forall k \quad (9)$$

$$E_k^h(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_0) \geq E_k^s + E_k^d(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_0), \forall k \quad (10)$$

$$W \ln(1 + \gamma_k^{(1)}) \geq C_{\min}, \forall k \quad (11)$$

$$0 \leq P_0 \leq P_{\max} \quad (12)$$

式(8)和式(9)为  $\tau_k$  与  $\alpha_k^{\tau_k}$  的实际约束; 式(10)为能量因果约束条件, 即保证  $ST_k$  收集到的能量大于电路消耗的能量; 式(11)为主用户的通信服务质量约束, 即保证 PT 的最小传输速率为  $C_{\min}$ .

动态电路能耗与非线性能量收集模型的引入, 使式(10)为反凸约束同时优化变量  $P_0, \alpha_k^{\tau_k}$  与  $\tau_k$  互相耦合. 此外, 式(7)与式(11)同样存在多变量耦合的情况. 因此,  $F_0$  为非凸优化问题, 无法直接通过已有的凸优化理论进行求解.

### 2.2 问题转换与求解

为求解优化问题  $F_0$ , 首先引入松弛变量  $\theta$ , 将优化目标转换为线性函数, 接着利用反证法对优化问题进行解耦; 然后将反凸约束进行近似转换, 再通过构建辅助变量来转换优化问题; 最后通过迭代算法获取转化问题的最优解.

**步骤1** 引入松弛变量  $\theta = \min_k R_k(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_0)$ , 将优化问题  $F_0$  转化为

$$(F_1): \max_{P_0, \alpha_k^{\tau_k}, \tau_k, \theta} \theta \quad (13)$$

$$\text{s. t. 式(8) ~ 式(12)} \quad (14)$$

$$R_k^{\min}(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_0) \geq \theta, \forall k \quad (15)$$

优化问题  $F_1$  中目标函数为线性函数,  $R_k^{\min}(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_0)$  表示物联网节点的最小吞吐量, 式(15)为物联网节点的通信服务质量约束.

**步骤2** 观察可知,  $P_0$  与多个变量耦合, 因此通过反证法求解  $P_0$  的最优值以进行变量解耦, 具体步骤如下.

假设优化问题  $F_1$  的最优解为  $(\tau_k^*, \alpha_k^{\tau_k^*}, \theta^*)$ , 该最优解满足所有约束条件且  $P_0^* < P_{\max}$ , 其最优目标值可表示为

$$\theta^* = \max \{ R_k^{\min}(\tau_k^*, \alpha_k^{\tau_k^*}, P_0^*), k = 1, 2, \dots, K \} \quad (16)$$

构造另一个解  $(\tau_k^\dagger, \alpha_k^{\tau_k^\dagger}, P_0^\dagger)$  且满足  $\tau_k^\dagger = \tau_k^*$ ,  $\alpha_k^{\tau_k^\dagger} = \alpha_k^{\tau_k^*}$ ,  $P_0^\dagger = P_{\max}$ , 将其代入  $F_1$  满足的所有约束条件, 则目标函数值可表示为

$$\theta^\dagger = \max \{ R_k^{\min}(\tau_k^\dagger, \alpha_k^{\tau_k^\dagger}, P_0^\dagger), k = 1, 2, \dots, K \} \quad (17)$$

根据假设可得,  $F_1$  的最优解为  $(\tau_k^*, \alpha_k^{\tau_k^*}, P_0^*)$ , 故  $\theta^* > \theta^\dagger$  成立. 因为两组可行解中  $\tau_k^\dagger = \tau_k^*$ ,  $\alpha_k^{\tau_k^\dagger} = \alpha_k^{\tau_k^*}$ , 式(8)和式(9)均成立. 式(10)、式(11)和式(15)中的函数均为  $P_0$  的递增函数, 故  $R_k^{\min\dagger} > R_k^{\min*}$ . 因此, 对于任意  $k$  值有  $\theta^\dagger > \theta^*$ , 故假设  $P_0^* < P_{\max}$  不成立. 结合式(12)可知  $P_0^* = P_{\max}$ .

将  $P_0$  的最优值  $P_{\max}$  代入约束条件, 可将  $F_1$  转化为更为简单的优化问题, 即

$$(F_2): \max_{\alpha_k^{\tau_k}, \tau_k, \theta} \theta \quad (18)$$

s. t. 式(8)、式(9) (19)

$$E_k^h(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_{\max}) \geq E_k^s + E_k^d(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_{\max}), \forall k \quad (20)$$

$$W \text{ lb} \left( 1 + \frac{A_0 P_{\max}}{f_k \alpha_k^{\tau_k} h_k P_{\max} + \sigma^2} \right) \geq C_{\min}, \forall k \quad (21)$$

$$R_k^{\min}(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_{\max}) \geq \theta, \forall k \quad (22)$$

与优化问题  $F_1$  相比,转化后的优化问题  $F_2$  减少了一个优化变量,但是由于式(20)中存在反凸约束,且式(21)、式(22)中变量  $\alpha_k^{\tau_k}$  和  $\tau_k$  相互耦合,优化问题  $F_2$  仍为非凸优化问题。

**步骤3** 对反凸约束进行连续凸近似. 在式(20)中,给定初始值  $\alpha_{k,0}^{\tau_k}$ ,对动态电路能耗表达式做 SCA 的近似转化,可以得到

$$\begin{aligned} E_k^d(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_{\max}) &\approx \bar{E}_k^d(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_{\max}) = \\ u\tau_k W \zeta &\frac{f_k h_k P_{\max} (\alpha_k^{\tau_k} - \alpha_{k,0}^{\tau_k})}{(\xi A_0 P_{\max} + \sigma^2 + \zeta f_k h_k P_{\max} \alpha_{k,0}^{\tau_k}) \ln 2} + \\ u\tau_k W \text{ lb} &\left( 1 + \zeta \frac{f_k h_k P_{\max} \alpha_{k,0}^{\tau_k}}{\xi A_0 P_{\max} + \sigma^2} \right) \end{aligned} \quad (23)$$

将式(23)代入式(20)可得如下优化问题:

$$(F_3): \max_{\alpha_k^{\tau_k}, \tau_k, \theta} \theta \quad (24)$$

s. t. 式(19)、式(21)~式(22) (25)

$$E_k^h(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_{\max}) \geq E_k^s + \bar{E}_k^d(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_{\max}), \forall k \quad (26)$$

**步骤4** 引入辅助变量  $X_k$ ,并令  $X_k = \alpha_k^{\tau_k} \tau_k$ ,然后将  $\alpha_k^{\tau_k} = \frac{X_k}{\tau_k}$  代入优化问题  $F_3$  可得

$$(F_4): \max_{X_k, \tau_k, \theta} \theta \quad (27)$$

s. t. 式(8) (28)

$$0 \leq X_k \leq \tau_k \quad (29)$$

$$X_k \leq \left\{ \left[ A_0 P_{\max} / (2^{\frac{C_{\min}}{W}} - 1) f_k h_k \right] - \sigma^2 / f_k h_k P_{\max} \right\} \tau_k, \forall k \quad (30)$$

$$\tau_k W \text{ lb} \left( 1 + \zeta \frac{f_k h_k P_{\max} X_k}{(\xi A_0 P_{\max} + \sigma^2) \tau_k} \right) \geq \theta, \forall k \quad (31)$$

$$\begin{aligned} E_k^{h'} &\geq E_k^s + u\tau_k W \text{ lb} \left( 1 + \frac{\zeta f_k h_k P_{\max} \alpha_k^{\tau_k}}{\xi A_0 P_{\max} + \sigma^2} \right) + \\ uW &\left( \frac{\zeta f_k h_k P_{\max} (X_k - \tau_k)}{(\xi A_0 P_{\max} + \sigma^2 + \zeta f_k h_k P_{\max} \alpha_{k,0}^{\tau_k}) \ln 2} \right), \forall k \end{aligned} \quad (32)$$

$$E_k^{h'} = \Gamma \left[ \left( 1 - \frac{X_k}{\tau_k} \right) f_k P_{\max} \right] \tau_k + \Gamma(f_k P_{\max}) \sum_{i=1}^{k-1} \tau_i$$

**引理1** 优化问题  $F_4$  为凸优化问题。

证明过程见附录。

凸优化问题  $F_4$  可以通过 CVX 进行求解<sup>[11]</sup>. 基于 SCA 迭代的资源分配算法如算法1所示。

**算法1** 基于 SCA 迭代的资源分配算法

初始化系统参数与迭代次数  $l$ ; 定义外层最大迭代次数  $L$  和收敛精度  $\rho$ ;

1) 循环;

2) 给定一个可行的初始值  $\alpha_{k,0}^{\tau_k}$  和任意大于零的  $\theta^{(0)}$ , 并通过 CVX 求解  $F_4$  的目标值;

3) 如果  $\theta^{(l)} - \theta^{(0)} \leq \rho$  成立, 令  $\text{Flag} = 1$ , 更新  $\alpha_k^{\tau_k*} = \alpha_{k,0}^{\tau_k}, \tau_k^* = \tau_k^{(l)}, \theta^* = \theta^{(l)}$ , 输出并返回;

4) 否则令  $\text{Flag} = 0$ , 并令  $l = l + 1$ , 更新  $\alpha_{k,0}^{\tau_k} = X_k^{(l)} / \tau_k^{(l)}, \theta^{(0)} = \theta^{(l)}$ , 返回步骤2);

5) 结束并循环;

6) 直到  $\text{Flag} = 1$  或  $l = L$ ;

7) 输出  $F_4$  所需的优化变量  $\alpha_k^{\tau_k*}, \tau_k^*, \theta^*$ .

### 3 复杂度分析

所提资源分配算法由  $K$  个次用户确定, 此时优化问题  $F_4$  的约束条件为  $4K + 1$  个. 给定收敛精度  $\rho$ , 使用算法1可获得优化问题  $F_4$  的最优目标值. 假设采用内点法求解  $F_4$  的目标值, 其复杂度为  $O[\sqrt{(4K+1)} \ln(4K+1)]$ , 同时外层最大迭代次数为  $L$ , 其复杂度为  $O(L)$ , 所以算法的总复杂度为  $O[L \sqrt{(4K+1)} \ln(4K+1)]$ . 在实际系统中, 用户数与迭代次数均有限, 算法可实现收敛。

### 4 仿真结果与分析

下面通过对所提算法的迭代性能进行验证, 并与同类算法进行对比, 以验证所提资源分配方法的性能优势. 假设信道模型为  $A_0 d_0^{-\chi}, f_k d_{1,k}^{-\chi}, h_k d_{2,k}^{-\chi}$ ,  $\chi$  为路径损耗因子;  $d_0$  表示 PT 到 IR 的距离;  $d_{1,k}$  和  $d_{2,k}$  分别表示 PT 到  $\text{ST}_k$ ,  $\text{ST}_k$  到 IR 的距离. 除特别说明外, 仿真参数设置如下:  $W = 1$  kHz,  $K = 2$ ,  $T = 1$ ;  $\sigma^2 = -40$  dBm,  $C_{\min} = 1$  kbit/Hz,  $\zeta = 10$  dB,  $\xi = 0.2$ ,  $\chi = 3$ ,  $d_0 = 1.5$  m,  $d_{1,1} = d_{2,2} = 0.7$  m,  $d_{1,2} = 0.8$  m,  $d_{2,1} = 0.9$  m,  $a = 2.463$ ,  $b = 1.735$ ,  $c = 0.826$ .

物联网节点最大最小吞吐量与迭代次数的关系如图2所示. 所提算法迭代2~3次后快速收敛于最优值, 具有良好的收敛性能. 除此之外, 随着  $\zeta$  的增加, 物联网节点最大最小吞吐量增大, 但所提迭代算法的快速收敛性未改变, 这证明了算法具有普遍适用性。



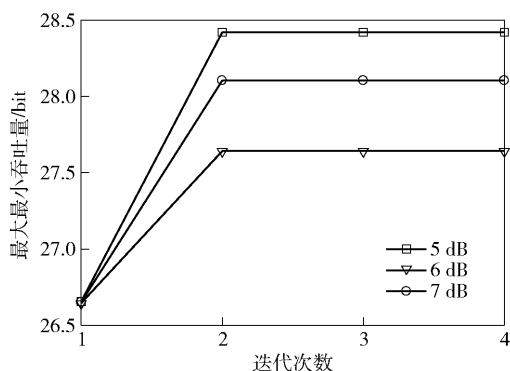


图2 所提迭代算法的收敛性能

所提资源分配方法与基于线性能量收集模型资源分配方法下物联网节点通信容量的性能差异如图3所示. 假设PT到 $ST_1$ 和 $ST_2$ 及IR距离分别为3, 5, 7 m,  $ST_1$ 和 $ST_2$ 到IR的距离分别为4 m和3 m. 采用线性能量收集模型, 物联网节点的能量收集可表示为 $E_k^h = \eta P_{k,b}^{\text{in}} \tau_k$  ( $\eta$ 表示能量收集效率), 将其代入式(32)中, 得到基于线性能量收集模型的资源优化问题. 求解线性能量收集模型下优化问题的最优变量, 将其代回优化问题 $F_4$ , 可获得基于线性能量收集模型的资源分配方案下物联网节点的通信容量.

由图4可见, 线性能量收集系数 $\eta$ 的增加使物联网节点最大最小吞吐量得到提升, 但其仍低于所提资源分配方案下物联网节点的通信容量. 根据优化问题 $F_4$ 的能量因果约束,  $\eta$ 的增加使物联网节点收集到的能量减少, 反向散射系数 $\alpha_k^{\tau_k}$ 增加, 从而提升了物联网节点最大最小吞吐量. 当能量收集减小到一定程度, 物联网节点收集到的能量不能满足实际的能量因果约束, 此时将物联网节点最大最小吞吐量置0. 因此, 在线性能量收集模型的资源分配方案中, 能量收集效率过高或过低均会导致资源错配现象, 从而降低实际系统的性能.

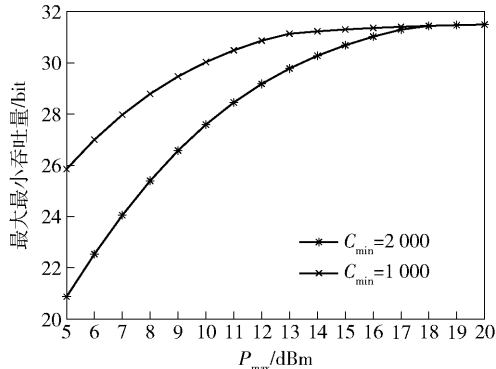


图3 不同资源分配性能的比较

图4所示为主用户的最小速率对物联网节点通信容量的影响. 主用户的最小速率值越高, 物联网节点的通信容量越小. 根据式(11)可知, 主用户的通信服务质量与其信干噪比成正比, 主用户最小速率限制越高, 对物联网节点的干扰容忍度越小. 因此, 物联网节点降低传输功率以满足主用户通信服务质量需求.

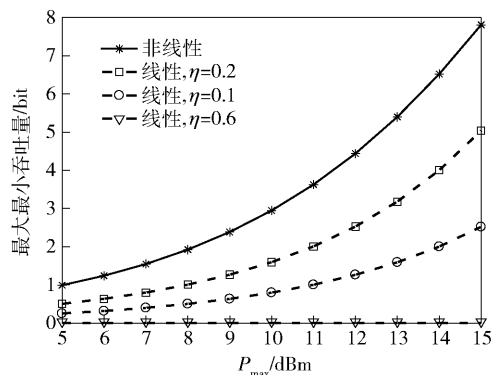


图4 主用户最小速率对次用户吞吐量的影响

图5所示为距离对物联网节点通信容量的影响. 随着次用户到主用户的距离从0.8 m增加到1.7 m, 物联网节点的最大最小吞吐量呈下降趋势. 这是因为吞吐量是关于信道增益的单调递增函数, 距离的增加使信道增益降低, 从而导致吞吐量下降. 其次, 可以看出干扰因子对物联网节点通信容量的影响. 干扰消除因子反映了直接链路对物联网节点的干扰程度, 随着干扰因子的减小, 物联网节点的通信容量得到提升.

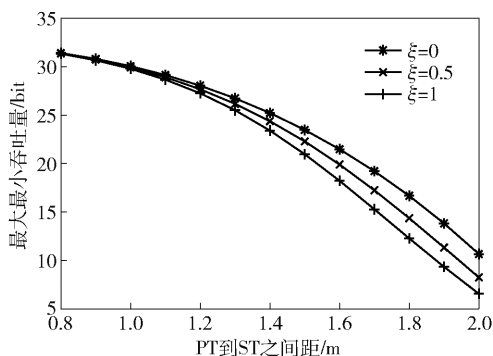


图5 距离对次用户吞吐量的影响

基于max-min准则的资源分配方案与和吞吐量最大资源分配方案的对比如图6所示. 当用户数为2时, 和吞吐量最大方案中物联网节点的平均吞吐量优于max-min方案, 但其最好链路和最差链路的吞吐量差值明显大于max-min方案. 这是由于

max-min方案以略低的总吞吐量作为代价来平衡所有物联网节点实现的吞吐量. 当用户数目增加到4时, 和吞吐量最大的方案中物联网节点吞吐量的最大差值增加, 而在 max-min 方案中物联网节点吞吐量的最大差值仍保持较小的数值. 由此可以看出, 与和吞吐量最大方案对比, max-min 方案能够有效保障用户通信容量的公平性.

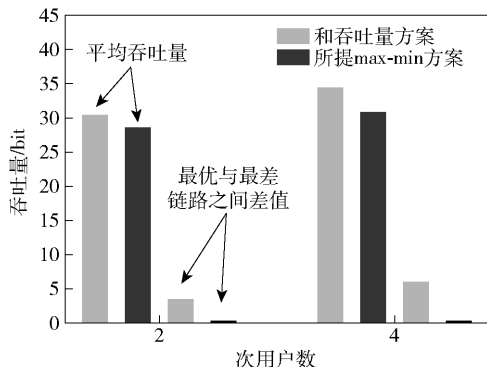


图6 不同资源分配方法下的公平性比较

## 5 结束语

提出了非线性能量收集与动态电路能耗模型下保障认知反向散射网络用户容量公平性的资源分配方法, 构建了以最大最小吞吐量为目标, 以能量因果及主用户通信服务质量为约束的非凸优化问题, 并通过反证法、辅助变量及 SCA 迭代算法等求解优化问题. 仿真结果证明, 所提迭代算法可快速收敛, 与同类算法相比, 所提资源分配方案可以有效提高次用户的通信容量并保障用户通信容量的公平性.

### 附录 凸问题的证明

优化问题  $F_4$  中式(28)~(30)均为线性约束, 只需证明式(31)、式(32)为凸约束即可.

式(31)形如  $g(x, y) = x \ln(1 + y/x)$ , 其 Hessian 矩阵可表示为

$$\nabla^2 g = \begin{pmatrix} -\frac{y^2}{x(x+y)^2 \ln 2} & \frac{y \ln 2}{[(x+y) \ln 2]^2} \\ \frac{y \ln 2}{[(x+y) \ln 2]^2} & -\frac{x}{x(x+y)^2 \ln 2} \end{pmatrix} \quad (33)$$

由式(33)可知,  $g(x, y)$  的 Hessian 矩阵一阶行列式小于0, 二阶行列式大于0, 为半负定矩阵, 故式(31)为凸约束.

式(32)不等式右边为线性函数. 根据透视函数

的保凸性质可知, 式(32)中  $E_k^{h'}$  的凹凸性与  $f(x) = \Gamma((1-x)f_k P_{\max})$  ( $0 \leq x \leq 1$ ) 保持一致, 对  $f(x)$  求二阶导可以得到

$$\frac{\partial^2 f}{\partial x^2} = \frac{2(f_k P_{\max})^2(b-ac)}{[(1-x)f_k P_{\max} + c]^3} \quad (34)$$

由式(34)可知,  $f(x)$  的凹凸性取决于  $b-ac$  与  $c$  的正负性. 根据非线性能量收集存在饱和极限值可知  $\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{ax+b}{x+c} - \frac{b}{c} > 0$ , 故  $a > \frac{b}{c}$ . 根据能量收集的负性知  $\Gamma(x) = \frac{b-ac}{x+c} - \frac{b-ac}{c} > 0$ , 故  $b-ac < 0, c > 0$ . 因此,  $f(x)$  二阶导小于0,  $E_k^{h'}(\tau_k, \alpha_k^{\tau_k}, P_{\max})$  为凸函数得证. 综上所述,  $F_4$  为凸优化问题<sup>[12]</sup>.

### 参考文献:

- [1] 陶琴, 钟财军, 张朝阳. 面向无源物联网的环境反向散射通信技术[J]. 物联网学报, 2019, 3(2): 28-34. Tao Qin, Zhong Caijun, Zhang Chaoyang. Ambient backscatter communications technology for batteryless IoT[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2019, 3(2): 28-34.
- [2] Long Ruizhe, Liang Yingchang, Guo Huayan, et al. Symbiotic radio: a new communication paradigm for passive Internet of things[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 7(2): 1350-1363.
- [3] Kang Xin, Liang Yingchang, Yang Jing. Riding on the primary: a new spectrum sharing paradigm for wireless-powered IoT devices[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(9): 6335-6347.
- [4] Wang Jie, Ye Hanting, Kang Xin, et al. Cognitive backscatter NOMA networks with multi-slot energy causality[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(12): 2854-2858.
- [5] Yang Gang, Zhang Jiapeng, Liang Yingchang. Optimal beamforming in cooperative cognitive backscatter networks for wireless-powered IoT[C]//2018 IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS). Chengdu: IEEE Press, 2018: 56-61.
- [6] Yang Gang, Yuan Dongdong, Liang Yingchang, et al. Optimal resource allocation in full-duplex ambient backscatter communication networks for wireless-powered IoT[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(2): 2612-2625.
- [7] Liao Yating, Yang Gang, Liang Yingchang. Resource allocation in NOMA-enhanced full-duplex symbiotic radio networks[J]. IEEE Access, 2020, 8: 22709-22720.

- [8] Liu Xiaolan, Gao Yue, Hu Fengye. Optimal time scheduling scheme for wireless powered ambient backscatter communications in IoT networks[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(2): 2264-2272.
- [9] Ye Yinghui, Shi Liqin, Chu Xiaoli, et al. Throughput fairness guarantee in wireless powered backscatter communications with HTT[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(3): 449-453.
- [10] Chen Yunfei, Zhao Nan, Alouini M S. Wireless energy harvesting using signals from multiple fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(11): 5027-5039.
- [11] Grant M, Boyd S. CVX: matlab software for disciplined convex programming accessed[EB/OL]. (2017-12-06) [2021-03-23]. [Http://cvxr.com/cvx](http://cvxr.com/cvx).
- [12] Boyd S, Vandenberghe L. Convex optimization[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004: 5-14.

(上接第25页)

- [12] Mollaei M S M. Narrowband configurable polarization rotator using frequency selective surface based on circular substrate-integrated waveguide cavity[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 1923-1926.
- [13] Zhao Jingcheng, Cheng Yongzhi. A high-efficiency and broadband reflective 90° linear polarization rotator based on anisotropic metamaterial[J]. Applied Physics B, 2016, 122(10): 1-7.
- [14] Khan M I, Tahir F A. An angularly stable dual-broadband anisotropic cross polarization conversion metasurface[J]. Journal of Applied Physics, 2017, 122(5): 053103.
- [15] Khan M I, Fraz Q, Tahir F A. Ultra-wideband cross polarization conversion metasurface insensitive to incidence angle[J]. Journal of Applied Physics, 2017, 121(4): 045103.
- [16] Meraj-E-Mustafa, Izhar R, Wahidi M S, et al. A broadband polarization rotator metasurface[C] // 2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). Guangzhou: IEEE Press, 2019: 1-2.
- [17] Ghosh S, Saikia M, Srivastava K V. Switchable reflective metamaterial polarisation rotator[J]. Electronics Letters, 2016, 52(12): 1030-1032.
- [18] Zhang Linbo, Zhou Peiheng, Lu Haipeng, et al. Ultra-thin reflective metamaterial polarization rotator based on multiple plasmon resonances[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015, 14: 1157-1160.
- [19] Zheng Qi, Guo Chenjiang, Vandenbosch G A E, et al. Ultra-broadband and high-efficiency reflective polarization rotator based on fractal metasurface with multiple plasmon resonances[J]. Optics Communications, 2019, 449: 73-78.
- [20] Cervený M, Ford K L, Tennant A. Reflective switchable polarization rotator based on metasurface with PIN diodes[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(3): 1483-1492.
- [21] Zhang Zongtang, Luyen H, Booske J H, et al. A dual-band, polarization-rotating reflectarray with independent phase control at each band[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(9): 5546-5558.
- [22] Pozar D M. Microwave engineering, third edition, Chapter 3[M]. New York: John Wiley, 2005.
- [23] Munk B A. Frequency selective surfaces, chapter 2[M]. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc, 2000: 26-62.