

基于无线供能反向散射通信系统安全性的 稳健机会约束优化算法设计

郝万明^{1,2,3}, 谢金坤^{1,3}, 孙钢灿^{2,3}, 朱政宇^{2,3}, 周一青^{1,4}

(1. 郑州大学河南先进技术研究院, 河南 郑州 450003; 2. 郑州大学信息工程学院, 河南 郑州 450001;
3. 郑州大学产业技术研究院, 河南 郑州 450001; 4. 中国科学院大学计算技术研究所, 北京 100049)

摘 要: 针对无线供能反向散射通信系统中信道不确定性以及安全性问题, 提出一种考虑系统安全性的稳健机会约束优化算法。首先, 在考虑窃听数据传输速率约束、最小能量收集约束和设备反射率约束条件下, 建立一个基于信道不确定性的最大化系统传输速率最小值的优化问题。为求解该问题, 应用基于伯恩斯坦型不等式的安全近似方法, 将原不确定性问题转换为确定性优化问题。然后, 结合不等式的性质, 引入相应的辅助变量, 将确定性优化问题转换为凸优化问题, 并利用标准的凸优化算法进行求解。最后, 仿真结果表明了所提算法的有效性。

关键词: 无线供能反向散射通信; 物联网; 安全性; 稳健优化; 伯恩斯坦型不等式

中文分类号: TN929

文献标识码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2021048

Robust chance-constrained optimization algorithm design for secure wireless powered backscatter communication system

HAO Wanming^{1,2,3}, XIE Jinkun^{1,3}, SUN Gangcan^{2,3}, ZHU Zhengyu^{2,3}, ZHOU Yiqing^{1,4}

1. Henan Institute of Advanced Technology, Zhengzhou University, Zhengzhou 450003, China

2. School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China

3. Industrial Technology Research Institute, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China

4. Institute of Computing Technology, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

Abstract: For the channel uncertainty and security problems in wireless powered backscatter communication (WPBC) system, a robust chance-constrained optimization algorithm was proposed. Firstly, an optimization problem was established to maximize the minimum transmission rate of the system based on channel uncertainty considering eavesdropping data transmission rate constraints, minimum energy collection constraints and device reflectivity constraints. In order to solve the problem, the original uncertainty problem was transformed into a deterministic optimization problem by using the security approximation method based on Bernstein inequality. Then, combining the properties of inequality, the corresponding auxiliary variables were introduced to transform the deterministic optimization problem into a convex optimization problem, and the standard convex optimization algorithm was used to solve the problem. Finally, the simulation results show the effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords: wireless powered backscatter communication, Internet of things, security, robust optimization, Bernstein-type-inequality

收稿日期: 2020-10-23; 修回日期: 2021-01-04

通信作者: 孙钢灿, iegcsun@zzu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61801434); 河南省创新示范专项基金资助项目 (No.201111212300); 郑州市重大科技创新专项基金资助项目 (No.2019CXZX0037)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61801434), The Innovation Demonstration Project of Henan Province (No.201111212300), The Science and Technology Innovation Major Project of Zhengzhou (No.2019CXZX0037)

1 引言

随着物联网 (IoT, Internet of things) 技术的发展, 无线传感器开始大规模部署。因传感器节点部署环境的随机性和复杂性, 很难通过更换电池或接入电网为其供电。另外, 频繁的信息交互与窃听者的存在也带来了能量短缺和信息安全问题。因此, 如何解决节点能量短缺问题以及保证其数据安全是未来 IoT 发展的关键^[1]。

为解决无线传感器节点能量短缺问题, 无线供能通信系统 (WPCS, wireless powered communication system) 和反向散射通信系统 (BCS, backscatter communication system) 被提出。WPCS 通过在终端用户嵌入能量收集模块, 使终端用户可以通过无线的方式从专用能量站或环境中已存在的射频信号收集能量, 提高了为其供电的灵活性^[2]。然后, 学者提出以下 3 种可行的技术方案。1) 将 WPCS 与 IoT 技术相融合, 通过部署专用的能量基站为传感器节点提供能量, 传感器节点利用收集到的能量以传统的信息传输方式进行数据通信^[3-4]。2) 将 BCS 与 IoT 技术相融合, 传感器节点通过反射调制的方式, 将自身信息加载到外来射频信号上, 实现低功耗数据传输^[5], 文献[6]的实验结果表明, BCS 中传感器节点的功耗大约为 11 μW , 远小于传统无线通信系统的功耗。3) 将 WPCS 与 BCS 相结合, 形成无线供能反向散射通信 (WPBC, wireless powered backscatter communication) 系统^[7-8]。由于传感器节点所处环境的复杂性, 通过 WPCS 收集到的能量是有限的, 可能不足以激活能量基站覆盖范围的所有传感器节点进入工作状态^[9]。相比于 WPCS, 采用 BCS 的节点不需要产生射频信号和进行数模转换, 因此可以进一步降低传感器节点工作的能量门限值, 使其能够在较低能量值的情况下进入工作状态。对比以上 3 种方案可得, WPBC 系统可以同时具有 WPCS 和 BCS 的优点, 极大降低了系统功耗, 更加适用于能量受限的传感器网络^[10]。

传统的供电方式是通过明线、对称电缆及光纤等有线线路对设备进行直接供电。虽然有线供电可以保证系统的安全性和可靠性, 但是复杂的布线和昂贵的铺设成本在一定程度上限制了其进一步发展。IoT 的传感器节点数量巨大, 而且其分布环境也是复杂的、人为不可控的, 导致有线供电极端困

难。随着无线通信的快速发展, 通过无线方式对 IoT 设备进行供电引起了工业界和学术界的广泛关注, WPCS 应运而生。

在能量传输过程中, 无论采用的是传统有线供电方式还是新型无线供电方式, 对于供电过程本身, 一般不考虑电力在传输过程中的安全性问题, 更关注电力在传输过程中的损耗问题。但是, 无线供电与传统的有线供电在工作原理上存在本质区别。无线供电一般是以信号的无线传输为载体, 通过信号本身携带的能量实现能量或信息传输。另外, 信号在实现能量传递的过程中关注能量的转化效率, 而在实现信息传递的过程中关注信息传输的安全性问题。所以, 作为无线供电主要方式的 WPCS 与传统的有线供电方式相比, 虽然在一定程度上解决了有线铺设的开销问题, 但是由于无线供能同时伴随着信息的传输, 为系统信息传输的安全性带来了隐患, 因此在 WPCS 中需要考虑其安全性。文献[11]对有线供电和 WPCS 的优缺点进行了分析总结, 将 WPCS 作为有线供电的一种补充方式, 以此来克服有线供电的缺点, 并提出了一种基于双频双网体系结构的专用无线供电网络, 来满足 WPCS 对安全性和可靠性的需求。文献[12]在传统 IoT 的基础上, 提出了电力 IoT 的概念, 总结了电力 IoT 的体系架构和技术支撑, 并强调了 WPCS 是实现电力 IoT 的关键技术。

对于信息安全, 传统方法是在网络层从密码学的角度进行考虑, 通过设计各种加解密算法来提高系统的安全性, 加解密算法越复杂, 其安全性越高。由于 IoT 中传感器节点体积、造价和计算能力等均有限, 因此利用密码学实现信息安全并不现实。近年来, 物理层安全 (PLS, physical layer security) 吸引了不少研究者的关注, 它可以作为上层加密方法的一种补充或替代, 通过物理层相关技术提高 IoT 中的安全性^[13-16]。人工噪声 (AN, artificial noise) 是一种在物理层增强系统安全的有效手段, 通过在发射端加入 AN, 以牺牲部分发射功率为代价, 人为增大合法用户和窃听者之间的信道条件差距, 保证在合法用户不受较大影响的同时对窃听者进行强干扰, 从而实现安全传输^[17]。另外, 波束成形技术可以通过控制信号的传输方向增加目标接收机的接收信号强度来提高保密率。文献[18]研究了基于 WPCS IoT 系统的安全传输问题, 在传感器节点进行反射调制时引入 AN, 从而对窃听者进行人为

干扰, 来提高系统的安全性; 并分别在理想信道状态信息 (CSI, channel state information) 和非理想 CSI 情景下, 考虑总功率约束、能量因果关系约束和功率分配系数约束, 提出一种联合优化发射总功率、功率分配系数的方案, 实现系统总保密率最大化。文献[19]考虑了一个全双工的 WPCS IoT 系统, 在总传输时间和波束成形系数的约束条件下, 联合优化传输时隙和波束成形向量, 实现系统总保密率最大化。

为了进一步提高 WPCS 的能量效率和性能, 越来越多的学者开始研究 WPBC 系统中的安全问题。文献[9]研究了基于多用户资源分配的安全问题, 考虑系统保密率和最小收集能量约束, 提出一种联合优化反射时间、载波和人工噪声的方案, 使系统安全速率最大化。文献[13]研究了单输入单输出 (SISO, single input and single output) 的 WPBC 系统中的 PLS 问题, 通过弗里斯传输方程建立信号传输功率损耗模型, 并讨论了该模型下获得保密率的条件。文献[14]考虑了一个多输入多输出 (MIMO, multiple input multiple output) 的 WPBC 系统, 在能耗受限的条件下最优化系统保密率, 并提出一种有效的预编码方案。文献[20]研究了多用户 MIMO 的 WPBC 系统, 提出一种联合优化预编码矩阵、人工噪声协方差矩阵和功率分配系数的方案, 实现系统安全速率最大化。但是在对 WPBC 系统进行性能分析时, CSI 起着关键的作用。考虑到 WPBC 系统中前向链路和反射链路之间的相关性以及系统对能耗的限制, 传统的信道估计技术并不能直接应用于 WPBC 系统中。目前, 大多文献假设通过信道估计技术可获得理想 CSI^[21-22], 尽管这种假设可以使问题分析变得相对简单, 但由于无线信道的随机特性, 估计的 CSI 往往会存在一定误差^[23-24]。因此在对系统性能进行分析时, 需要将信道估计误差考虑在内。

考虑到信道估计误差对整体系统性能的影响, 文献[25]研究了多输入单输出 (MISO, multiple input single output) 的 WPCS 的安全通信问题, 并将其提出的算法拓展到非理想 CSI 的通信场景, 分别讨论了不加入 AN 和加入 AN、理想 CSI 和非理想 CSI 的交叉场景。然而, 文献[25]只考虑了 WPCS 的能量收集方式, 没有考虑结合反向散射通信来进一步降低系统的能耗。文献[26]研究了 SISO 的 WPBC 系统稳健资源分配问题, 并基于信道不确定性, 研究了最大化多用户传输速率最小值的优化问题。

文献[27]针对反向散射辅助的无线供能通信网络中由于信道质量差异导致的用户能效不公平问题, 提出一种基于最大最小准则的资源分配方法, 考虑用户服务质量与能量因果约束, 并以最大最小化用户能效为目标, 将优化问题建模为混合整数非凸分式规划问题, 提出一种迭代算法来获取原优化问题的最优解, 有效地保障用户能效的公平性。然而文献[26-27]均未考虑系统的安全问题。

综上所述, 目前对考虑存在信道估计误差的 WPBC 的稳健安全性问题还没有得到很好的研究。为提高通信系统安全性和可靠性, 进一步降低系统能耗, 本文做了如下研究。首先, 建立 WPCS 和 BCS 结合的低功耗 WPBC 安全通信系统模型。考虑存在信道估计误差条件下建立最大化用户数据传输速率最小值的优化问题, 并满足最小收集能量约束、最大窃听速率约束、反射率约束和误差概率约束。由于所建立的问题含有不确定参数, 直接获得解析解存在较大困难。考虑信道估计误差一般服从高斯分布, 本文利用伯恩斯坦型不等式的安全逼近方法, 将含参数摄动的约束条件和目标函数转换为确定性的形式。然后, 结合不等式的性质, 引入相应的辅助变量, 将确定性优化问题转换为凸优化问题。最后, 利用标准的凸优化算法进行求解, 仿真结果表明了所提算法的有效性。

2 系统模型

如图 1 所示, 为方便讨论, 考虑由单个全双工信号接入点 (AP, access point)、单个用户和单个窃听者组成的 WPBC 系统, 其中 AP 配置两根天线, 用户和窃听者均配置单根天线。但所提算法不局限于典型的射频识别 (RFID, radio frequency identification) 系统, 同样适用于传感器网络^[13]。假设用户为无源设备, AP 采用 WPCS 工作方式, 同时为用户发送信息和无线充电。用户采用反射调制方式, 将传输的数据经过调制后发送至 AP, 从而实现用户和 AP 之间的数据传输。但是, 窃听者可以通过无线信道窃听用户传输的数据, 为系统带来安全隐患。本文采用准静态衰落信道模型, 保证信道在一个数据传输阶段内不变, 其中 h_{tr} 、 h_{r} 、 h_{te} 、 h_{t} 分别表示 AP 和用户之间的通信链路、用户和 AP 之间的反射链路、AP 和窃听者之间的通信链路、用户和窃听者之间的窃听链路。

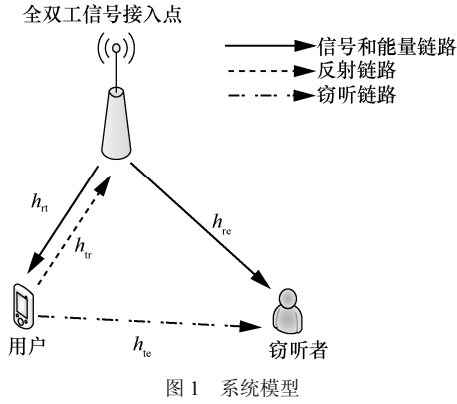


图 1 系统模型

假设 AP 配置的两根天线分别用于发送和接收信号，本文的主要参数及其含义如表 1 所示。

表 1 本文的主要参数及其含义

参数	含义
w	AP 发射的载波信号
α	用户的反射率
s	用户的发射信号
n_r	AP 端背景噪声
n_t	用户端背景噪声
n_e	窃听者端背景噪声
E_H	用户收集到的能量
E_C	用户消耗的能量
P	AP 发射功率
η	能量收集效率系数
R_t	用户的数据传输速率
R_t^{\min}	用户需求的最小数据传输速率
R_e	窃听者的数据传输速率
R_e^{\max}	所允许的窃听者最大传输速率
C	系统保密率
h_{rt}	AP 到用户的通信链路
h_{tr}	用户到 AP 的通信链路
h_{re}	AP 到窃听者的通信链路
h_{te}	用户到窃听者的通信链路
y_r	AP 端接收到的信号
y_e	窃听者端接收到的信号
r_r	AP 端的信干噪比
r_e	窃听者端的信干噪比

用户的内部结构如图 2 所示，其由天线、能量收集单元、编码器、微控制器单元等组成。用户通过调节天线阻抗，可以在反射信号和接收信号这 2 种工作状态间进行切换^[26]，从而使入射的射频信号为

电路供电或传输自身信号。假设 AP 的发射功率为 p ，用户的反射率为 α ，能量收集效率系数为 η ，由图 2 可知，AP 的发射功率中 $(1-\alpha)p$ 部分可以用于能量转换。

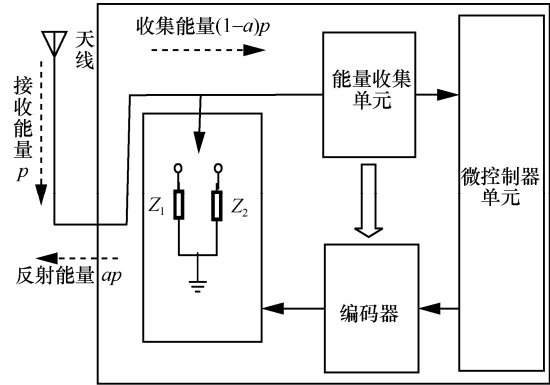


图 2 用户的内部结构

假设 AP 发射的载波信号为 w ，用户发射信号为 s 。为了便于分析，令 $h_1 = h_{rt}h_{tr}$ ， $h_2 = h_{re}h_{te}$ 。AP、用户和窃听者处的噪声均服从循环对称复高斯 (CSCG, circularly symmetric complex Gaussian) 分布，并满足 $n_r \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)$ 、 $n_t \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_t^2)$ 、 $n_e \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_e^2)$ 。AP 端接收到的信号为

$$y_r = h_1 \sqrt{\alpha}ws + h_{tr}n_t + n_r \quad (1)$$

其中，等式右边第一项是用户信号经过调制后反射传送到 AP 的有用信号，第二项是用户端的背景噪声经过反射传送到 AP 的噪声，第三项是 AP 端背景噪声。

由于载波信号 w 在 WPBC 系统中一般是已知的，不会对窃听者造成干扰^[9]，消除这两部分外，窃听者接收到的信号为

$$y_e = h_2 \sqrt{\alpha}ws + h_{te}n_t + n_e \quad (2)$$

其中，等式右边第一项是窃听者接收的用户信号经过调制后传送到窃听者的信号，第二项是用户端的背景噪声经过反射传送到窃听者的噪声，第三项是窃听者端背景噪声。

根据图 2 可得，用户收集到的能量为

$$E_H = \eta(1-\alpha)ph_r^2 \quad (3)$$

为保证用户正常工作，收集的能量须满足

$$E_H \geq E_C \quad (4)$$

其中， E_C 表示用户工作需要消耗的能量，计算式为^[28]

$$E_c = E_0 + \kappa\phi(R_t) \quad (5)$$

其中, E_0 和 κ 均为常数, $\phi(R_t)$ 表示与数据传输速率 R_t 相关的功耗, 一般取 $\phi(R_t) = R_t^{[29]}$ 。

根据式(1)和式(2)可得, AP 和窃听者接收的信号干噪比 (SINR, signal to interference plus noise ratio) 分别为

$$r_r = \frac{\alpha |h_1|^2 p}{|h_{tr}|^2 \sigma_t^2 + \sigma_r^2} \quad (6)$$

$$r_e = \frac{\alpha |h_2|^2 p}{|h_{te}|^2 \sigma_t^2 + \sigma_e^2} \quad (7)$$

则用户的数据传输速率 R_r 和窃听者的数据传输速率 R_e 可分别表示为

$$R_r = \text{lb} \left(1 + \frac{\alpha |h_1|^2 p}{|h_{tr}|^2 \sigma_t^2 + \sigma_r^2} \right) \quad (8)$$

$$R_e = \text{lb} \left(1 + \frac{\alpha |h_2|^2 p}{|h_{te}|^2 \sigma_t^2 + \sigma_e^2} \right) \quad (9)$$

上述的讨论中, 并没有考虑信道估计误差的影响, 但是在实际的 WPBC 系统中, 因为无线信道的随机性, 获得完美 CSI 的假设过于理想, 不满足实际物理通信场景。

综上所述, 本文考虑稳健机会约束优化问题, 不确定的信道增益由其估计值和加性估计误差组成。因为信道估计误差的存在, 在极端情况下可能不满足约束条件, 可将问题转化为机会约束问题, 允许所做的决策在一定程度上不满足约束条件, 但该决策使约束条件成立的概率不小于某一足够小的置信水平。大多数稳健优化的文献在进行系统设计时, 都假设信道估计误差服从 CSCG 分布^[28-30], 在采用最小均方误差对信道状态信息进行估计时, 信道估计误差将近似满足 CSCG 分布^[31]。本文考虑信道估计误差服从均值为 0 的 CSCG 分布的情况, 即

$$\Delta h_{rt} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{h_{rt}}^2), \Delta h_{tr} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{h_{tr}}^2) \quad (10)$$

$$\Delta h_{re} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{h_{re}}^2), \Delta h_{te} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{h_{te}}^2) \quad (11)$$

$$\Delta h_1 \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{h_1}^2), \Delta h_2 \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{h_2}^2) \quad (12)$$

因此, 本文的目的是在不超过所允许窃听者最大速率的同时最大化用户需求的最小数据传输速率, 其稳健机会约束优化问题可以描述为

$$P0: \max_{\alpha, R_t^{\min}} R_t^{\min}$$

$$\text{s.t. } C_1: \Pr \left[\text{lb} \left(1 + \frac{\alpha |\bar{h}_1 + \Delta h_1|^2 p}{|\bar{h}_{tr} + \Delta h_{tr}|^2 \sigma_t^2 + \sigma_r^2} \right) \geq R_t^{\min} \right] \geq 1 - \varepsilon_1$$

$$C_2: \Pr \left[\eta(1 - \alpha)p |\bar{h}_{tr} + h_{tr}|^2 \geq E_c \right] \geq 1 - \varepsilon_2$$

$$C_3: \Pr \left[\text{lb} \left(1 + \frac{\alpha |\bar{h}_2 + \Delta h_2|^2 p}{|\bar{h}_{te} + \Delta h_{te}|^2 \sigma_t^2 + \sigma_e^2} \right) \leq R_e^{\max} \right] \geq 1 - \varepsilon_3$$

$$C_4: 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (13)$$

其中, $\Pr[\cdot]$ 表示对应事件发生的概率, $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ 表示对应事件出错概率的上界。约束条件 C_1 是用户数据传输速率约束, 表示在信道估计误差存在的情况下, 用户的数据传输速率至少以 $1 - \varepsilon_1$ 的概率满足该约束条件。约束条件 C_2 是最小能量收集约束, 表示用户收集的能量大于消耗能量这一事件发生的概率不小于 $1 - \varepsilon_2$ 。约束条件 C_3 是窃听者数据传输速率约束, 表示存在信道估计误差的情况下, 窃听者的传输速率不大于某一常数的概率至少为 $1 - \varepsilon_3$ 。约束条件 C_4 表示反射率约束。

3 算法设计

3.1 稳健机会约束优化问题描述与转换

式(13)中包含因信道估计误差而产生的不确定参数, 属于机会约束规划的范畴。根据机会约束规划理论可知, 机会约束规划的解法大致有 2 种。1) 将机会约束规划转化为确定性规划, 然后用确定性规划的理论去解决; 2) 通过随机模拟技术处理机会约束条件, 并利用遗传算法的优胜劣汰, 得到机会约束规划的目标函数最优值和决策变量最优解集。本文采用第一种解法, 通过伯恩斯坦型不等式的安全近似方法, 将原不确定性问题转化为确定性优化问题。

引理 1 如果 \mathbf{Y} 是复埃米特矩阵, $\mathbf{Y} \in \mathbb{H}^{N \times N}$, \mathbf{x} 是服从 CSCG 分布的随机向量, $\mathbf{x} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_N)$, \mathbf{I}_N 表示 N 阶单位矩阵, \mathbf{u} 是列向量, 满足 $\mathbf{u} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, 且满足函数关系

$$f(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^H \mathbf{Y} \mathbf{x} + 2\text{Re} \{ \mathbf{x}^H \mathbf{u} \} \quad (14)$$

则对于任意非负常数 $\delta > 0$, 有^[30]

$$\Pr \left\{ f(\mathbf{x}) \geq \text{Tr}(\mathbf{Y}) - \sqrt{2\delta} \sqrt{\|\mathbf{Y}\|_F^2 + 2\|\mathbf{u}\|^2} - \delta c^+(\mathbf{Y}) \right\} \geq 1 - e^{-\delta} \quad (15)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置, $\text{Re}(\cdot)$ 表示复数实部, $\text{Tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹, $\|\cdot\|$ 表示欧几里得范数, $\|\cdot\|_F$ 表示 Frobenius 范数, $c^+(\mathbf{Y}) = \max\{\lambda_{\max}(-\mathbf{Y}), 0\}$, $\lambda_{\max}(\mathbf{Y})$ 表示向量 $-\mathbf{Y}$ 特征值的最大值, $(\cdot)^T$ 表示矩阵的转置, $|\cdot|$ 表示绝对值。

针对约束条件 C_1 , 定义一个信道估计误差向量 $\mathbf{v}_1 = [\Delta h_1, \Delta h_r]^T$, \mathbf{v}_1 服从 CSCG 分布, $\mathbf{v}_1 \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{A}_1)$, 其中, \mathbf{A}_1 表示 \mathbf{v}_1 的协方差矩阵, 即

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \sigma_{h_1}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{h_r}^2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

\mathbf{A}_1 的推导证明见附录 1。

令 $\mathbf{v}_1 = \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{e}_1$, 其中 $\mathbf{e}_1 \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_2)$, 则约束条件 C_1 可以转换为

$$\Pr\{f(\mathbf{e}_1) \geq \chi_1\} \geq 1 - \varepsilon_1 \quad (17)$$

其中, 有

$$f(\mathbf{e}_1) = \mathbf{e}_1^H \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_1 \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{e}_1 + 2\text{Re}\left\{\mathbf{e}_1^H \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{u}_1\right\} \quad (18)$$

$$\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} \alpha p & 0 \\ 0 & -\sigma_r^2 R_r^{\min} \ln 2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{u}_1 = \begin{bmatrix} \alpha p \bar{h}_1 \\ -\sigma_r^2 R_r^{\min} \bar{h}_r \ln 2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\chi_1 = \sigma_r^2 R_r^{\min} \ln 2 - \alpha p |\bar{h}_1|^2 + \sigma_r^2 R_r^{\min} |\bar{h}_r|^2 \ln 2 \quad (21)$$

详细的推导证明见附录 2。

根据引理 1, 令式(15)中的 $\delta = -\ln \varepsilon_1$, 通过不等式的缩放可得, 式(22)是式(17)成立的充分条件。

$$\begin{aligned} & \text{Tr}\left(\mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_1 \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}}\right) - \sqrt{-2\ln \varepsilon_1} \sqrt{\left\|\mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_1 \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}}\right\|_F^2 + 2\left\|\mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{u}_1\right\|^2} + \\ & \ln \varepsilon_1 c^+\left(\mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_1 \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}}\right) \geq \chi_1 \end{aligned} \quad (22)$$

因此, 具有机会约束形式的式(17)可以转换为具有确定形式的不等式(22)。

不等式(22)依然含有多个参数且不易处理, 引入 2 个辅助变量 θ_1 、 θ_2 , 根据不等式的性质, 式(22)可以进一步转换为

$$\text{Tr}\left(\mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_1 \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}}\right) - \sqrt{-2\ln \varepsilon_1} \theta_1 + \ln \varepsilon_1 \theta_2 \geq \chi_1 \quad (23)$$

$$\sqrt{\left\|\mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_1 \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}}\right\|_F^2 + 2\left\|\mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{u}_1\right\|^2} \leq \theta_1 \quad (24)$$

$$\theta_2 \mathbf{I}_2 + \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_1 \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \succeq \mathbf{0} \quad (25)$$

$$\theta_2 \geq 0 \quad (26)$$

式(24)可以进一步写成二阶锥约束的形式, 即

$$\left\| \begin{bmatrix} \text{vec}\left(\mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_1 \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}}\right) \\ \sqrt{2} \mathbf{A}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{u}_1 \end{bmatrix} \right\| \leq \theta_1 \quad (27)$$

对于约束条件 C_2 , 令 $\Delta h_{rt} = \sigma_{h_{rt}} e_2$, 其中 $e_2 \sim \mathcal{CN}(0, 1)$, 则约束条件 C_2 可以转换为

$$\Pr\{f(e_2) \geq \chi_2\} \geq 1 - \varepsilon_2 \quad (28)$$

其中, 有

$$f(e_2) = |e_2|^2 x_2 + 2\text{Re}\{e_2^H u_2\} \quad (29)$$

$$x_2 = \eta(1 - \alpha) p \sigma_{h_{rt}}^2 \quad (30)$$

$$u_2 = \eta(1 - \alpha) p \sigma_{h_{rt}} \bar{h}_{rt} \quad (31)$$

$$\chi_2 = E_C - \eta(1 - \alpha) p |\bar{h}_{rt}|^2 \quad (32)$$

根据引理 1, 条件约束式(28)可以转换为式(33)具有确定形式的不等式

$$x_2 - \sqrt{2\delta_2} \sqrt{|x_2|^2 + 2|u_2|^2} - \delta_2 c^+(x_2) \geq \chi_2 \quad (33)$$

其中, $\delta_2 = -\ln \varepsilon_2$ 。结合引理 1, 通过不等式的缩放可得, 式(33)是式(28)成立的充分条件。因为式(33)是非线性约束, 引入 2 个辅助变量 θ_3 、 θ_4 , 式(33)可以进一步转换为

$$x_2 - \sqrt{2\delta_2} \theta_3 - \delta_2 \theta_4 \geq \chi_2 \quad (34)$$

$$\left\| \begin{bmatrix} x_2 \\ \sqrt{2} u_2 \end{bmatrix} \right\| \leq \theta_3 \quad (35)$$

$$\theta_4 + x_2 \geq 0 \quad (36)$$

$$\theta_4 \geq 0 \quad (37)$$

同理, 对于约束条件 C_3 , 定义一个信道估计误差向量 $\mathbf{v}_3 = [\Delta h_2, \Delta h_{rc}]^T$, \mathbf{v}_3 服从 CSCG 分布, 满足 $\mathbf{v}_3 \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{A}_3)$, 其中, \mathbf{A}_3 表示 \mathbf{v}_3 的协方差矩阵, 即

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} \sigma_{h_2}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{h_{rc}}^2 \end{bmatrix} \quad (38)$$

\mathbf{A}_3 的推导证明见附录 3。

令 $\mathbf{v}_3 = \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{e}_3$, 其中 $\mathbf{e}_3 \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_2)$, 则约束条件 C_3 可以转换为

$$\Pr\{f(\mathbf{e}_3) \geq \chi_3\} \geq 1 - \varepsilon_3 \quad (39)$$

其中, 有

$$f(\mathbf{e}_3) = \mathbf{e}_3^H \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_3 \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{e}_3 + 2\text{Re}\left\{\mathbf{e}_3^H \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{u}_3\right\} \quad (40)$$

$$\mathbf{X}_3 = \begin{bmatrix} -\alpha p & 0 \\ 0 & \sigma_t^2 R_e^{\max} \ln 2 \end{bmatrix} \quad (41)$$

$$\mathbf{u}_3 = \begin{bmatrix} -\alpha p \bar{h}_2 \\ \sigma_t^2 R_e^{\max} \bar{h}_e \ln 2 \end{bmatrix} \quad (42)$$

$$\chi_3 = -\sigma_e^2 R_e^{\max} \ln 2 + \alpha p \left|\bar{h}_2\right|^2 - \sigma_t^2 R_e^{\max} \left|\bar{h}_e\right|^2 \ln 2 \quad (43)$$

详细的推导证明见附录 4。

根据引理 1, 令式(15)中的 $\delta = -\ln \varepsilon_3$, 由不等式的缩放可得, 式(44)是式(39)成立的充分条件。

$$\begin{aligned} & \text{Tr}\left(\mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_3 \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}}\right) - \sqrt{-2\ln \varepsilon_3} \sqrt{\left\|\mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_3 \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}}\right\|_F^2 + 2\left\|\mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{u}_3\right\|^2} + \\ & \ln \varepsilon_3 c^+ \left(\mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_3 \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}}\right) \geq \chi_3 \end{aligned} \quad (44)$$

因此, 具有机会约束形式的式(39)可以转换为具有确定形式的不等式(44)。不等式(44)依然含有多个参数且不易处理, 引入 2 个辅助变量 θ_5 、 θ_6 , 根据不等式的性质, 式(44)可以进一步转换为

$$\text{Tr}\left(\mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_3 \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}}\right) - \sqrt{-2\ln \varepsilon_3} \theta_5 + \ln \varepsilon_3 \theta_6 \geq \chi_3 \quad (45)$$

$$\sqrt{\left\|\mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_3 \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}}\right\|_F^2 + 2\left\|\mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{u}_3\right\|^2} \leq \theta_5 \quad (46)$$

$$\theta_6 \mathbf{I}_2 + \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_3 \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \succeq \mathbf{0} \quad (47)$$

$$\theta_6 \geq 0 \quad (48)$$

式(46)可以进一步写成二阶锥约束的形式

$$\left\| \begin{bmatrix} \text{vec}\left(\mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_3 \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}}\right) \\ \sqrt{2} \mathbf{A}_3^{\frac{1}{2}} \mathbf{u}_3 \end{bmatrix} \right\| \leq \theta_5 \quad (49)$$

最终, 通过利用引理 1 中的伯恩斯坦型不等式, 把最初的稳健机会约束优化问题 P0 转换为容易处理的确定型稳健优化问题 P1

$$\text{P1: } \max_{\alpha, R_e^{\min}, \theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \theta_6} R_t^{\min}$$

$$\text{s.t. } C_5: 0 \leq \alpha \leq 1$$

$$C_6: \text{式(23), 式(25)~式(27)}$$

$$C_7: \text{式(34)~式(37)}$$

$$C_8: \text{式(45), 式(47)~式(49)}$$

其中, 约束条件 C_5 表示反射率约束, 约束条件 C_6 是用户数据传输速率约束 C_1 的等价转换, 约束条件 C_7 是最小能量收集约束 C_2 的等价转换, 约束条件 C_8 是窃听者数据传输速率约束 C_3 的等价转换。

3.2 稳健机会约束优化算法设计

经过转换之后得到的最终问题 P1 是一个凸优化问题, 可以利用凸优化工具箱 CVX 求解。完整的稳健机会约束优化算法流程如算法 1 所示。

算法 1 稳健机会约束优化算法

- 1) 形成最初问题 P0;
- 2) 利用引理 1, 将机会约束 C_1 转换为确定形式的不等式约束式(22);
- 3) 利用引理 1, 将机会约束 C_2 转换为确定形式的不等式约束式(33);
- 4) 利用引理 1, 将机会约束 C_3 转换为确定形式的不等式约束式(44);
- 5) 引入辅助变量 θ_1 、 θ_2 , 将不等式约束式(22)转换为凸约束式(23)、式(25)~式(27);
- 6) 引入辅助变量 θ_3 、 θ_4 , 将不等式约束式(33)转换为凸约束式(34)~式(37);
- 7) 引入辅助变量 θ_5 、 θ_6 , 将不等式约束式(44)转换为凸约束式(45)、式(47)~式(49);
- 8) 最终将最初的稳健机会约束优化问题 P0 转换为凸优化问题 P1;
- 9) 初始化相应的参数, 利用 CVX 工具箱求解凸优化问题 P1。

3.3 稳健机会约束优化算法动态适配能力分析

本文在第 2 节提出了该算法适应的最简单的系统模型, 然后对该算法进行了详细的推导和说明, 但该算法同样适应于用户较多的传感器网络。

在 3 个节点模型的基础上, 继续增加节点个数, 相比于问题 P0, 约束条件的个数和约束变量都会相应增加。但是节点个数的增加并没有对算法的基本框架构成影响, 仅增加了该算法的时间复杂度以及前期对 CSI 估计的工作量^[32], 该算法依然具有较好的动态适配能力。另外, CSI 估计是由信号接入点完成的, 而且信号接入点是有源设备, 一般只考虑终端设备的能耗问题, 不考虑信号接入点的能耗问题。所以随着传感器节点数量的增加, 系统的能量开销会随着 CSI 估计工作量的增加而相应地增加。

4 仿真结果分析

本文通过 MATLAB 仿真平台对所提算法进行

仿真，通过仿真结果对所提模型的性能进行分析。

假设能量收集效率系数 $\eta = 0.6$ ，用户工作需要消耗的能量 E_c 与用户数据传输速率的关系满足 $E_c = 0.3R_t - 0.6$ 。AP、用户和窃听者端背景噪声的功率分别为 $\sigma_r^2 = 10^{-2} \text{ W}$ 、 $\sigma_t^2 = 10^{-2} \text{ W}$ 、 $\sigma_e^2 = 10^{-2} \text{ W}$ 。信道系数采用 $d^{-\alpha}h$ ，其中 $\alpha = 3$ 表示信道衰落指数， d 表示对应设备之间的距离。假设信道估计误差的均方差均为 0.05，即 $\sigma_{h_t} = \sigma_{h_r} = \sigma_{h_{te}} = \sigma_{h_{re}} = \sigma_{h_1} = \sigma_{h_2} = 0.05$ 。机会约束条件 C_1 、 C_2 、 C_3 失配的误差上界均设为 0.05，即 $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = 0.05$ 。定义系统的保密率为 $C = [R_t^{\min} - R_e]^+$ ，其中， $[\cdot]^+ = \max(\cdot, 0)$ [26]。

为了更好地体现所提算法的效果，在仿真时，将传统的非稳健优化 [26] 作为一个基准算法进行参考，即直接把估计的信道当作理想信道进行求解。

图 3 给出了系统保密率 C 随信号 AP 发射功率 p 的变化关系。从图 3 中可以看出，随着 AP 发射功率 p 的增加，系统保密率 C 随之增大。因为随着 AP 发射功率 p 的增加，用户可以转化更多的能量来实现更高的数据传输速率。而且，随着 AP 发射功率 p 的增加，用户的数据传输速率的变化要大于窃听者的数据传输速率的变化，从而保证对于窃听者不同的数据传输速率的限制，都能满足对系统保密率的要求。

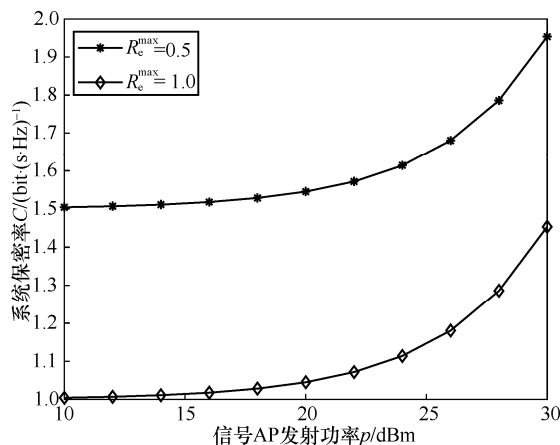


图 3 系统保密率 C 随信号 AP 发射功率 p 的变化关系

图 4 给出了用户的 R_t^{\min} 和系统保密率 C 与所允许的窃听者最大传输速率 R_e^{\max} 的关系。从图 4 中可以看出，用户的 R_t^{\min} 和系统保密率 C 均随所允许的窃听者最大传输速率 R_e^{\max} 的增加而单调递增，这是因为用户的数据传输速率 R_t 和窃听者的数据传输

速率 R_e 具有相同形式的表达式。 R_e 的增加是由 AP 发射功率 p 的变大而造成的， p 的增加带来用户的 R_t^{\min} 同步增加。从用户的 R_t^{\min} 的变化趋势和系统保密率 C 的取值可以进一步得出，随着所允许的窃听者最大传输速率 R_e^{\max} 的增加，用户的 R_t^{\min} 会以更快的速度增加，从而保证了系统保密率要求，确保了系统的安全性。

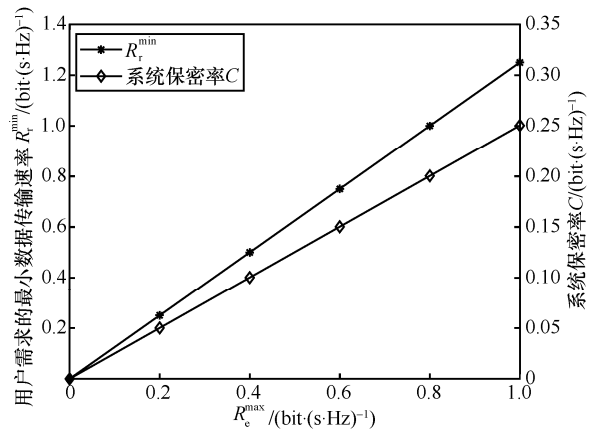


图 4 用户的 R_t^{\min} 和系统保密率 C 与所允许的窃听者最大传输速率 R_e^{\max} 的关系

图 5 给出了用户的 R_t^{\min} 随信道 h_1 估计误差的变化关系。从图 5 中可以看出，随着信道 h_1 估计误差的增加，本文算法中用户的 R_t^{\min} 随之减小。这是因为信道 h_1 表示信号 AP 和用户之间的整个数据传输链路，信道 h_1 估计误差的大小代表了信道估计算法的性能，信道 h_1 估计误差越大，说明信道估计方法得到的信道状态信息和实际信道的状态信息偏差越大，对系统保密率的影响越大。同时，在相同的条件下，通过非稳健优化对应的仿真结果可知，用户的 R_t^{\min} 不会随着信道估计误差 h_1 的变化而变化。而且，当信道 h_1 估计误差在可以接受的范围内，本文算法得出的用户的 R_t^{\min} 要优于非稳健优化对应的用户的 R_t^{\min} 。

图 6 给出了用户的 R_t^{\min} 随信道 h_2 估计误差的变化关系。从图 6 中可以看出，随着信道 h_2 估计误差的增加，用户的 R_t^{\min} 随之减小。因为信道 h_2 表示信号 AP、用户和窃听者之间的窃听链路，信道 h_2 估计误差的大小反映了信道估计算法的性能，信道 h_2 估计误差越小，说明信道估计方法得到的信道状态信息和实际信道的状态信息越吻合，对系统保密率的影响越小。在相同的条件下，对比非稳

健优化对应的仿真结果可以看出,本文算法要优于非稳健优化算法。

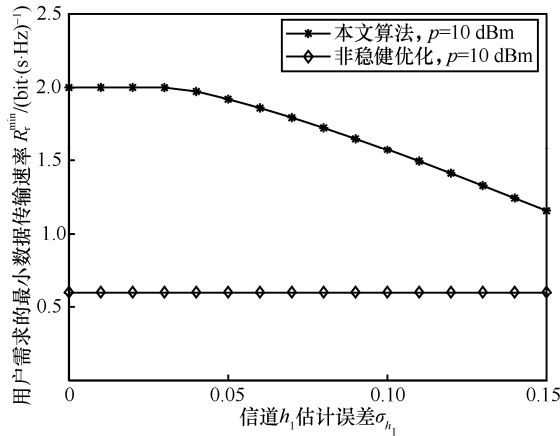


图 5 用户的 R_r^{\min} 随信道 h_1 估计误差的变化关系

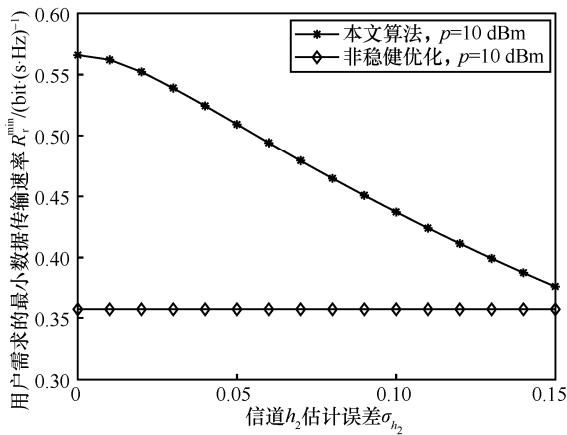


图 6 用户的 R_r^{\min} 随信道 h_2 估计误差的变化关系

比较图 5 和图 6, 分析本文算法对应的用户的 R_r^{\min} 受信道 h_1 估计误差和信道 h_2 估计误差的影响, 可以进一步发现, 无论是随着信道 h_1 估计误差的增加, 还是信道 h_2 估计误差的增加, 用户的 R_r^{\min} 都呈下降趋势。造成这一结果的主要原因是无线信道是随机变化的, 无论在实际中采用什么信道估计方法, 都不能做到完全消除误差, 只能将误差降低到可以接受的范围。虽然受 2 种信道估计误差的影响, 系统的保密率都呈下降趋势, 但是 2 种变化趋势对应的变化率存在明显的差别, 用户的 R_r^{\min} 受到数据传输链路 h_1 估计误差的影响比受到窃听链路 h_2 估计误差的影响更大, 所以在实际应用中将信道估计误差考虑在内更加合理。这一对比结果说明了通过克服信道不确定性、提高网络稳健性, 可以达到安全通信的目标。

5 结束语

本文对基于无线供能的 BCS 的安全性进行研究。考虑用户与窃听者的传输速率约束、最小能量收集约束和设备反射率约束, 建立基于信道不确定性的稳健机会约束优化模型。利用伯恩斯坦型不等式的安全近似方法, 将优化问题中的机会约束条件转换为确定形式的不等式约束, 将原问题转换为确定性的优化问题; 根据不等式的性质, 引入辅助变量, 将该问题转换为凸优化问题, 利用 CVX 工具箱获得了最初问题的解。通过仿真得出, 所提的稳健优化算法明显优于非稳健优化算法。而且可以发现, 在现实存在信道估计误差的场景中, 信道估计误差会对系统性能造成影响。所提算法考虑 WPBC, 将 WPCS 和 BCS 结合, 实现低功耗通信, 来解决 IoT 中能量短缺问题, 当传感器节点数量较多时, 该算法能够动态适配。同时所提算法将信道的不确定性联合传输速率进行考虑, 较好地解决了信道状态信息失配和窃听者同时存在的安全通信问题。

附录 1 式(16)的证明

A_1 表示 \mathbf{v}_1 的协方差矩阵, 其中 $\mathbf{v}_1 = [\Delta h_1, \Delta h_{tr}]^T$, 由协方差矩阵的定义可知

$$A_1 = \begin{bmatrix} E[(\Delta h_1 - \mu_{h_1})(\Delta h_1 - \mu_{h_1})] & E[(\Delta h_1 - \mu_{h_1})(\Delta h_{tr} - \mu_{h_{tr}})] \\ E[(\Delta h_{tr} - \mu_{h_{tr}})(\Delta h_1 - \mu_{h_1})] & E[(\Delta h_{tr} - \mu_{h_{tr}})(\Delta h_{tr} - \mu_{h_{tr}})] \end{bmatrix} \quad (50)$$

其中, 协方差公式为

$$E[(\Delta i - \mu_i)(\Delta j - \mu_j)] = E[\Delta i \Delta j] - \mu_i \mu_j, i, j \in \{h_1, h_{tr}\} \quad (51)$$

根据式(10)和式(12)可知, $\mu_{h_1} = \mu_{h_{tr}} = 0$, 因为变量的二阶原点矩等于其对应的方差, 所以 A_1 的主对角线元素就是对应变量的方差, 即 $\sigma_{h_1}^2$ 和 $\sigma_{h_{tr}}^2$ 。因为信道 h_1 和信道 h_{tr} 的估计是相互独立的, 所以其信道估计误差信道 Δh_1 和 Δh_{tr} 也是相互独立的, 因此 A_1 的副对角线元素都是 0。由以上推导可得

$$A_1 = \begin{bmatrix} \sigma_{h_1}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{h_{tr}}^2 \end{bmatrix}$$

证毕。

附录 2 式(17)的证明

为了方便讨论, 使用一阶泰勒展开式对约束条件 C_1 进行展开可得

$$\Pr \left[\frac{\alpha |\bar{h}_1 + \Delta h_1|^2 P}{|\bar{h}_{tr} + \Delta h_{tr}|^2 \sigma_t^2 + \sigma_r^2} \geq R_r^{\min} \ln 2 \right] \geq 1 - \varepsilon_1 \quad (52)$$

其中, 有

$$|\bar{h}_1 + \Delta h_1|^2 = |\bar{h}_1|^2 + 2\text{Re}\{\bar{h}_1 \Delta h_1\} + |\Delta h_1|^2 \quad (53)$$

$$|\bar{h}_{tr} + \Delta h_{tr}|^2 = |\bar{h}_{tr}|^2 + 2\text{Re}\{\bar{h}_{tr} \Delta h_{tr}\} + |\Delta h_{tr}|^2 \quad (54)$$

根据二次型和矩阵的对应关系, 任意给定一个向量 $\mathbf{x} = [x_1, x_2]$, 则含有变量 x_1, x_2 的二次齐次函数为

$$f(x_1, x_2) = ax_1^2 + cx_1x_2 + bx_2^2 \quad (55)$$

可以用矩阵的形式进行表示, 即

$$f(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \mathbf{W} \mathbf{x} \quad (56)$$

其中,

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} a & \frac{c}{2} \\ \frac{c}{2} & b \end{bmatrix} \quad (57)$$

称为该二次型对应的矩阵。

基于以上的知识, 可以推导出式(17)及相关参数。证毕。

附录3 式(38)的证明

\mathbf{A}_3 表示 \mathbf{v}_3 的协方差矩阵, 其中 $\mathbf{v}_3 = [\Delta h_2, \Delta h_{tc}]^T$, 由协方差矩阵的定义可知

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} E[(\Delta h_2 - \mu_{h_2})(\Delta h_2 - \mu_{h_2})] & E[(\Delta h_2 - \mu_{h_2})(\Delta h_{tc} - \mu_{h_{tc}})] \\ E[(\Delta h_{tc} - \mu_{h_{tc}})(\Delta h_2 - \mu_{h_2})] & E[(\Delta h_{tc} - \mu_{h_{tc}})(\Delta h_{tc} - \mu_{h_{tc}})] \end{bmatrix} \quad (58)$$

其中, 协方差公式为

$$E[(\Delta i - \mu_i)(\Delta j - \mu_j)] = E[\Delta i \Delta j] - \mu_i \mu_j, i, j \in \{h_2, h_{tc}\} \quad (59)$$

根据式(11)和式(12)可知, $\mu_{h_2} = \mu_{h_{tc}} = 0$, 因为变量的二阶原点矩等于其对应的方差, 所以 \mathbf{A}_3 的主对角线元素就是对应变量的方差, 即 $\sigma_{h_2}^2$ 和 $\sigma_{h_{tc}}^2$ 。因为信道 h_2 和信道 h_{tc} 的估计是相互独立的, 所以其信道估计误差信道 Δh_2 和 Δh_{tc} 也是相互独立的, 因此 \mathbf{A}_3 的副对角线元素都是 0。由以上推导可得

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} \sigma_{h_2}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{h_{tc}}^2 \end{bmatrix}$$

证毕。

附录4 式(39)的证明

为了方便讨论, 使用一阶泰勒展开式对约束条件 C_3 进行展开可得

$$\Pr \left[\frac{\alpha |\bar{h}_2 + \Delta h_2|^2 P}{|\bar{h}_{tc} + \Delta h_{tc}|^2 \sigma_t^2 + \sigma_e^2} \leq R_e^{\max} \ln 2 \right] \geq 1 - \varepsilon_3 \quad (60)$$

其中, 有

$$|\bar{h}_2 + \Delta h_2|^2 = |\bar{h}_2|^2 + 2\text{Re}\{\bar{h}_2 \Delta h_2\} + |\Delta h_2|^2 \quad (61)$$

$$|\bar{h}_{tc} + \Delta h_{tc}|^2 = |\bar{h}_{tc}|^2 + 2\text{Re}\{\bar{h}_{tc} \Delta h_{tc}\} + |\Delta h_{tc}|^2 \quad (62)$$

根据二次型和矩阵的对应关系, 任意给定一个向量 $\mathbf{x} = [x_1, x_2]$, 则含有变量 x_1, x_2 的二次齐次函数为

$$f(x_1, x_2) = ax_1^2 + cx_1x_2 + bx_2^2 \quad (63)$$

可以用矩阵的形式进行表示, 即

$$f(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \mathbf{W} \mathbf{x} \quad (64)$$

其中

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} a & \frac{c}{2} \\ \frac{c}{2} & b \end{bmatrix} \quad (65)$$

称为该二次型对应的矩阵。

基于以上的知识, 可以推导出式(39)及相关参数。证毕。

参考文献:

- [1] 叶迎晖, 施丽琴, 卢光跃. 反向散射辅助的无线供能通信网络中用户能效公平性研究[J]. 通信学报, 2020, 41(7): 84-94.
YE Y H, SHI L Q, LU G Y. User-centric energy efficiency fairness in backscatter-assisted wireless powered communication network[J]. Journal on Communications, 2020, 41(7): 84-94.
- [2] NIYATO D, KIM D I, MASO M, et al. Wireless powered communication networks: research directions and technological approaches[J]. IEEE Wireless Communications, 2017, 24(6): 88-97.
- [3] CHOI K W, GINTING L, AZIZ A A, et al. Toward realization of long-range wireless-powered sensor networks[J]. IEEE Wireless Communications, 2019, 26(4): 184-192.
- [4] 徐勇军, 胡圆, 李国权, 等. 异构携能通信网络顽健资源分配算法[J]. 通信学报, 2019, 40(7): 186-196.
XU Y J, HU Y, LI G Q, et al. Robust resource allocation algorithm for heterogeneous wireless network with SWIPT[J]. Journal on Communications, 2019, 40(7): 186-196.
- [5] BOYER C, ROY S. Backscatter communication and RFID: coding, energy, and MIMO analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(3): 770-785.
- [6] KONSTANTOPOULOS C, KOUTROULIS E, MITIANOUDIS N, et al. Converting a plant to a battery and wireless sensor with scatter radio and ultra-low cost[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2016, 65(2): 388-398.
- [7] HUYNH N V, HOANG D T, LU X, et al. Ambient backscatter communications: a contemporary survey[J]. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2018, 20(4): 2889-2922.
- [8] HOANG D T, NIYATO D, WANG P, et al. Ambient backscatter: a new approach to improve network performance for RF-powered cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(9): 3659-3674.
- [9] WANG P, WANG N, DABAGHCHIAN M, et al. Optimal resource

- allocation for secure multi-user wireless powered backscatter communication with artificial noise[C]//2019 IEEE Conference on Computer Communications. Piscataway: IEEE Press, 2019: 460-468.
- [10] HAN K F, HUANG K B. Wirelessly powered backscatter communication networks: modeling, coverage, and capacity[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(4): 2548-2561.
- [11] WEI L, MIAO W W, JIANG C L, et al. Power wireless private network in energy IoT: challenges, opportunities and solutions[C]//2017 International Smart Cities Conference. Piscataway: IEEE Press, 2017, DOI: 10.1109/ISC2.2017.8090803.
- [12] MA L, LI W H, HOU Y T, et al. Application of wireless communication technology in ubiquitous power internet of things[C]//2020 IEEE 3rd International Conference on Computer and Communication Engineering Technology. Piscataway: IEEE Press, 2020, DOI: 10.1109/CCET50901.2020.9213170.
- [13] SAAD W, ZHOU X Y, HAN Z, et al. On the physical layer security of backscatter wireless systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(6): 3442-3451.
- [14] YANG Q, WANG H M, ZHANG Y, et al. Physical layer security in MIMO backscatter wireless systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(11): 7547-7560.
- [15] JUELS A. RFID security and privacy: a research survey[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2006, 24(2): 381-394.
- [16] GARFINKEL S L, JUELS A, PAPPU R. RFID privacy: an overview of problems and proposed solutions[J]. IEEE Security & Privacy, 2005, 3(3): 34-43.
- [17] 胡爱群, 李古月. 无线通信物理层安全方法综述[J]. 数据采集与处理, 2014, 29(3): 341-350.
HU A Q, LI G Y. Physical layer security in wireless communication: survey[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2014, 29(3): 341-350.
- [18] XU D, ZHU H B. Secure transmission for SWIPT IoT systems with full-duplex IoT devices[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(6): 10915-10933.
- [19] REZAEI R, SUN S M, KANG X, et al. Secrecy throughput maximization for full-duplex wireless powered IoT networks under fairness constraints[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(4): 6964-6976.
- [20] ZHU Z Y, WANG N, CHU Z, et al. AN-aided secure transmission in multi-user MIMO SWIPT systems[C]//2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1558-2612.
- [21] HE C, WANG Z J, MIAO C Y. Query diversity schemes for backscatter RFID communications with single-antenna tags[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(8): 6932-6941.
- [22] LYU B, GUO H Y, YANG Z, et al. Throughput maximization for hybrid backscatter assisted cognitive wireless powered radio networks[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2018, 5(3): 2015-2024.
- [23] MA S, WANG G P, FAN R F, et al. Blind channel estimation for ambient backscatter communication systems[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(6): 1296-1299.
- [24] ZHAO W J, WANG G P, ATAPATTU S, et al. Channel estimation for ambient backscatter communication systems with massive-antenna reader[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(8): 8254-8258.
- [25] CHU Z, ZHU Z Y, JOHNSTON M, et al. Simultaneous wireless information power transfer for MISO secrecy channel[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(9): 6913-6925.
- [26] ZHANG Y, LI B, GAO F F, et al. A robust design for ultra reliable ambient backscatter communication systems[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(5): 8989-8999.
- [27] SHI L Q, ROSE H Q Y, GUNTHER J, et al. Energy efficiency for RF-powered backscatter networks using HTT protocol[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(11): 13932-13936.
- [28] YAO Q Z, HUANG A P, SHAN H G, et al. WET-enabled passive communication networks: robust energy minimization with uncertain CSI distribution[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(1): 282-295.
- [29] WANG T, VANDENDORPE L. On the optimum energy efficiency for flat-fading channels with rate-dependent circuit power[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(12): 4910-4921.
- [30] LE T A, VIEN Q T, NGUYEN H X, et al. Robust chance-constrained optimization for power-efficient and secure SWIPT systems[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2017, 1(3): 333-346.
- [31] MA S, HONG M Y, SONG E B, et al. Outage constrained robust secure transmission for MISO wiretap channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(10): 5558-5570.
- [32] DENG Y F, OHTSUKI T. Low-complexity subspace MMSE channel estimation in massive MU-MIMO system[J]. IEEE Access, 2020, 8: 124371-124381.

[作者简介]



郝万明 (1988-)，男，河南安阳人，博士，郑州大学讲师，主要研究方向为毫米波、NOMA 无线通信、边缘缓存和无线携能通信等。



谢金坤 (1993-)，男，河南项城人，郑州大学硕士生，主要研究方向为物联网、反向散射通信、物理层安全等。

孙钢灿 (1977-)，男，河南濮阳人，博士，郑州大学副教授，主要研究方向为通信信号处理、通信信号关键参数盲估计、调制方式识别、机器人和智慧物流等。

朱政宇 (1988-)，男，河南鹿邑人，博士，郑州大学讲师，主要研究方向为无线通信和信号处理、5G、物联网、机器学习、大规模 MIMO、毫米波通信、无人机通信、物理层安全、无线协作网络、凸优化技术和携能传输等。

周一青 (1975-)，女，北京人，博士，中国科学院大学研究员，主要研究方向为无线移动通信技术。