

面向物联网无线携能通信系统的机会安全传输方案

马克明, 陈亚军, 胡鑫, 黄开枝, 季新生

(国家数字交换系统工程技术研究中心, 河南 郑州 450002)

摘要: 针对物联网无线携能通信系统中能量输送和信息传输的差异性需求, 提出了一种“信息-能量”动态切换的机会安全传输方案。首先, 考虑多小区、多用户、多窃听者的时域切换型携能通信网络模型, 发送端根据信道状态在能量输送与信息传输之间动态切换, 改变了传统能量输送与信息传输的固定分配方案, 从而满足能量输送和信息传输的差异性需求。在此基础上, 综合分析了能量传输和信息传输的性能, 包括能量传输的稳定性和效率以及在窃听者独立窃听、联合窃听场景下信息传输的可靠性和安全性。然后, 分析了切换门限对系统性能的影响, 并在能量约束条件下, 为兼顾系统安全性和可靠性, 设计了最大化保密吞吐量的切换门限优化算法。最后, 仿真证明了所提方案的有效性。

关键词: 无线携能通信; 物理层安全; 保密吞吐量; 中断概率; 机会传输

中图分类号: TN925

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019036

Opportunistic secure transmission scheme for simultaneous wireless information and power transfer

MA Keming, CHEN Yajun, HU Xin, HUANG Kaizhi, JI Xinsheng

National Digital Switching System Engineering & Technological Research Center, Zhengzhou 450002, China

Abstract: Aiming at the different requirements of energy transmission and information transmission in simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT), an opportunistic transmission scheme was proposed for enhancing physical layer security. Firstly, a SWIPT network with multi-cells was considered where multi-users, multi-eavesdroppers and the users were assumed to adopt time-switching based receivers and employ non-linear conversion model to harvest energy. The transmitter could dynamically switch between information transmission and power transfer according to the channel state, breaking the traditional fixed slot allocation scheme of energy transmission and information transmission. On this basis, the performances of energy transmission and information transmission were analyzed comprehensively, including the stability and efficiency of energy transmission, and the reliability and security of information transmission in the scenario of independent eavesdropping and joint eavesdropping. Next, a switching threshold optimization model was given to maximize its secrecy throughput under the constraint of the energy transmission, the reliability and secrecy performance requirements of information transmission. Finally, simulation results verify the validity of the proposed scheme.

Key words: simultaneous wireless information and power transfer, physical layer security, secrecy throughput, outage probability, opportunistic transmission

收稿日期: 2018-08-28; 修回日期: 2018-12-20

通信作者: 陈亚军, chenyajun_cool@126.com

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目(No.2017YFB0801903); 国家自然科学基金资助项目(No.61401510, No.61521003, No.61501516, No.61701538, No.61871404)

Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China (2017YFB0801903), The Natural Science Foundation of China (No.61401510, No.61521003, No.61501516, No.61701538, No.61871404)

1 引言

物联网作为未来 5G 的核心技术之一，具有广阔的应用前景。为便于大规模灵活部署，物联网设备一般采用电池供电，而有限的电池容量从根本上制约着整个网络的工作寿命，因此如何延长电源的工作寿命以降低维护成本成为物联网应用中亟需解决的问题之一。无线携能通信 (SWIPT, simultaneous wireless information and power transfer) [1-3]，作为无线通信技术与无线输电技术交叉融合的前沿方向，利用无线电信号的广播特性实现了信息与能量的并行传输，能够为能量受限用户提供稳定而持续的电源供应。但同时，无线信道的开放性也导致 SWIPT 系统中用户信息泄露的问题难以避免，如何保证其安全通信成为业界的研究热点之一。作为传统加密手段的补充手段，物理层安全技术 [4-7] 能够利用无线信道的“指纹特性”，以较低的计算复杂度保证合法通信信息不被窃听，为解决 SWIPT 信息泄露问题提供了新的思路。

根据接收端工作原理的不同，SWIPT 系统可分为时域切换 (TS, time switching) 型和功率分裂 (PS, power splitter) 型 [3]，其中 TS 型 SWIPT (后文简称 TS-SWIPT) 系统由于实现复杂度较低，受到了业界的广泛关注，本文主要针对该类型系统中的物理层安全问题展开研究。文献 [8] 考虑了一个单天线信息接收机 (IR, information receiver) 和多个单天线能量接收机 (ER, energy receiver) 的场景，将 ER 视作潜在窃听者，并通过优化设计发射波束，在满足 ER 能量约束的同时保证 IR 不受窃听。文献 [9-10] 针对上述场景中多个 ER 联合窃听 IR 时的安全传输方案进行了研究。在此基础上，文献 [11] 针对 IR 与 ER 的天线数进行扩展，并通过设计不同的发射波束，设计了 ER 能量约束下的 IR 保密速率最大化和 IR 保密速率约束下的 ER 能量收益最大化 2 种方案。文献 [12-13] 考虑了发送端信道状态信息非理想的情况，并通过设计顽健的发射波束降低估计误差对安全性能的影响。考虑到人工噪声能够在传输能量的同时带来安全增益，文献 [14-16] 通过引入人工噪声辅助并联合优化发射波束来同时保证 ER 的能量收益和 IR 的通信安全。上述文献均固定分配能量传输与信息传输 2 种不同阶段的时隙，未充分考虑信道特征在时域上的变化及 2 种不同阶段的安全需求差异。

针对上述问题，从 TS-SWIPT 系统中完整的“采集-解码”周期入手，本文提出一种机会安全传输方案。首先，考虑一个随机分布的 TS-SWIPT 网络，包括多个小区、多个用户与多个窃听者，其中用户以非线性模型转化并储存能量；其次，结合无线信道的时变特性，充分考虑信息传输与能量输送的安全需求差异，提出基于信干噪比门限的“信息-能量”动态切换传输方案，即发送端在每个时隙的初始时刻估计信道，若接收端的信干噪比高于预设门限则向其传输私密信息，否则传输公开信息以完成能量输送；然后，针对所提方案，分析了其输送能量的稳定性和效率，并分别在窃听者独立窃听、联合窃听的场景下分析了传输信息的可靠性和安全性；最后，在能量约束条件下，为兼顾系统安全性和可靠性，设计了保密吞吐量最优的切换门限选择算法。仿真结果表明，相比传统方案，本文方案将保密吞吐量提高 34.15% 左右。

2 系统模型

考虑由若干资源中心 (RC, resource center)、大量能量受限用户 (ECU, energy-constraint user) 和被动窃听者 (PE, passive eavesdropper) 组成的携能通信网络。为了延长物联网设备的寿命，RC 利用下行链路特定的时隙为物联网设备传输能量。另外，物联网场景中资源中心在下行链路其他时隙内给物联网设备传输控制信令等私密信息，即每个 RC 同时向 Ψ 个 ECU 传输能量与信息，PE 企图截获 RC 与 ECU 之间的私密信息。假设每个 RC 配置 M_r ($M_r > \Psi$) 根天线，每个 ECU 和 PE 均配置为单天线。由于节点部署具有广泛性与随机性，本文借助随机几何工具将 3 类节点的空间位置模拟为二维平面上的泊松点过程 (PPP, poisson point process)，RC、ECU 和 PE 的密度分别为 λ_r 、 λ_u 和 λ_e 。

考虑到物联网接收端硬件简单，本文采用复杂度较低的 TS 型接收机 [17]。当用户切换至能量采集 (EH, energy harvesting) 模式，利用 RF-to-DC 电路将射频信号携带的能量转换为直流功率储存，但受限于硬件电路损耗与转换效率，输入功率仅以一定比例转换为直流功率。本文以符合实际的非线性模型 (NLM, non-linear model) [18] 来模拟 RF-to-DC 电路的能量转换关系，其输出功率 P_{out} 与输入功率 P_{in} 的关系可表示为

$$P_{out} = \frac{\Psi}{X} - Y \quad (1)$$

其中, $\Psi = \frac{M}{1 + e^{-a(P_m - b)}}$, $X = \frac{e^{ab}}{1 + e^{ab}}$, $Y = \frac{M}{e^{ab}}$, M 表示 RF-to-DC 电路的最大输出功率, a 和 b 表示仅与硬件电路有关的参数^[19]。

假设本文所有信道同时考虑大尺度、小尺度衰落的影响, 其中大尺度衰落采取标准路径损耗模型, 小尺度衰落服从瑞利分块衰落。信道向量表示为 $\mathbf{h}\|x\|^\alpha$, 其中 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{1 \times M_r}$ 表示小尺度衰落向量 (\mathbb{C} 为复数集), 且每根天线对应的信道 $h^n (1 \leq n \leq M_r)$ 服从独立、相同的复高斯随机分布; $\|x\|$ 表示通信双方的欧氏距离; α 表示路径损耗系数, $\alpha > 2$ 。

3 问题描述与方案设计

在无线携能通信中, 无线信道承载着信息传输 (WIT, wireless information transmission) 与能量输送 (WPT, wireless power transfer) 这 2 种无线传输, 而两者的安全需求却不同, WIT 需要保证传输信息不被窃听, 而 WPT 仅依托射频信号携带能量而不需要保证其安全性。TS-SWIPT 系统通过周期分割方式实现了信息与能量的并行传输。如图 1(a) 所示, 传统方案中发送端将下行周期 T_{dl} 固定地划分为 2 个连续区间, 其中, αT_{dl} 用于 WPT, $(1 - \alpha) T_{dl}$ 用于 WIT。但实际场景中, 无线信道具有随机性, 传统方案无法根据信道质量动态地调整时隙来满足能量传输、信息传输在可靠性与安全性等方面的差异性需求。

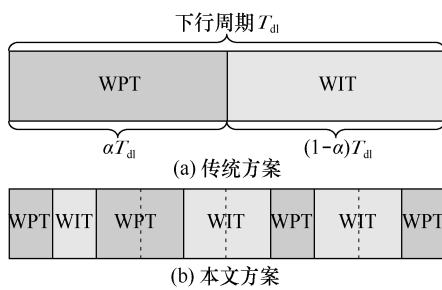


图 1 传统方案与本文方案示意

如图 1(b) 所示, 针对以上传统方案存在的问题, 本文所提方案利用下行周期中信道质量较好的区间 (若干时隙) 实现信息的安全传输, 其余时间用于完成安全需求较低的能量输送。利用接收信干噪比 (SINR, signal to interference-plus-noise ratio) 作为信道质量的衡量指标。发送端通过引入 SINR 门限可实现能量输送与信息传输的切换控制, 称为基

于 SINR 门限的动态信能切换 (DIPS, dynamic information-power switching) 传输方案, 方案流程如图 2 所示。RC 将每个下行周期划分为 m 个时隙, 并在每个时隙的初始时刻完成信道估计。RC 通过回传链路得到不同接入用户在当前时隙内的接收 SINR, 并将其与预设的切换门限进行比较, 从而实时调整传输内容, 具体方法如下: 若 $\text{SINR}_{u_i}^n$ (用户 U_i 在第 n 个时隙的 SINR) 大于或等于切换门限 γ_{u_i} , 则判定当前时隙的信道质量足够保证安全通信, RC 向 U_i 发送保密信号; 否则 RC 向 U_i 发送能量信号。

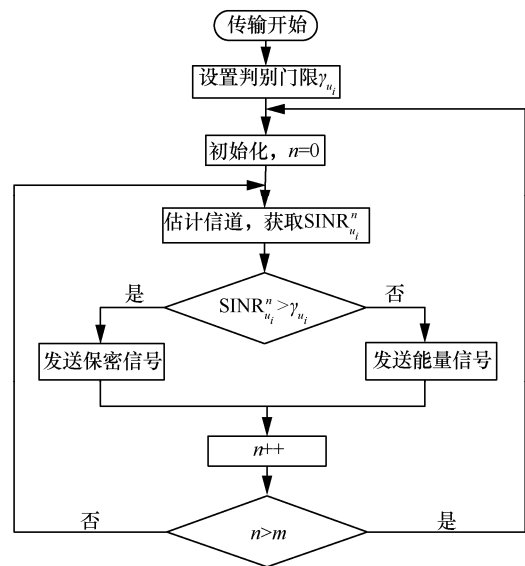


图 2 动态信能切换 DIPS 传输方案流程

本文传输方案打破了传统方案中 WIT 与 WPT 的固有分配模式, 尽量选择合法信道质量比较好的时隙来传输私密信息, “尽力而为”地增加了合法信道与窃听信道质量的差异性, 从而保证物联网无线携能通信系统信息的安全传输。下面对所提方案的性能进行分析。

4 性能分析及复杂度分析

假设 ECU_0 位于坐标原点, 与 ECU_0 距离最近的 RC 记作 RC_0 , 且 RC_0 以功率 P_r 发送信息。RC₀ 基于迫零准则的波束成形 (ZFBM, zero-forcing beamforming) 向 ECU_0 发送信号, 则 t^n 时隙 (周期中的第 n 个时隙) 内 ECU_0 处的接收 SINR 可表示为

$$\text{SINR}_{u,r_0} = \frac{P_r \|\mathbf{h}_{u,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0}\|^2 \|\mathbf{x}_{u,r_0}\|^{-\alpha}}{I_{u,r} + \delta^2} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{s}_{u,r_0} \in \mathbb{C}^{M_r \times 1}$ 表示波束矩阵; \mathbf{h}_{u,r_0} 、 $\|x_{u,r_0}\|$ 分别表示 RC_0 与 ECU_0 间的信道、欧氏距离; $\|\mathbf{h}_{u,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0}\|^2 \sim \text{Gamma}(\Delta c, 1)$, 且 $\Delta c = M_r - \Psi + 1$ [20]; $I_{u,r} = \sum_{r_i \in \phi \setminus r_0} P_r \|\mathbf{g}_{u,r_i}\|^2 \|x_{u,r_i}\|^{-\alpha}$ 表示除 RC_0 以外的 RC 对 ECU_0 的干扰功率, 且 $\|\mathbf{g}_{u,r_i}\|^2 \sim \text{Gamma}(\Psi, 1)$ ($i \neq 0$); δ^2 表示 ECU_0 处的加性高斯白噪声(AWGN, additive white gaussian noise) 功率。

引理 1 ECU_0 处接收 SINR 的累积分布函数(CDF, cumulative distribution function) [21]表示为

$$\begin{aligned} \mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\theta) &= 1 - \int_0^\infty \mathbb{P}\left(\|\mathbf{h}_{u,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0}\|^2 > \frac{\theta I_{u,r}}{P_r \varepsilon^{-\alpha}}\right) f_{\|x_{u,r_0}\|}(\varepsilon) d\varepsilon = \\ &= 1 - \int_0^\infty \sum_{n=0}^{\Delta c - 1} \frac{1}{n!} (-s)^n \frac{d^n}{ds^n} (\mathcal{L}_{I_{u,r_0}}(s)) f_{\|x_{u,r_0}\|}(\varepsilon) d\varepsilon = \\ &= 1 - \pi \lambda_r \sum_{n=0}^{\Delta c - 1} \frac{1}{n!} \left(\frac{\theta}{P_r}\right)^n \sum_{\bar{m} \in M} \frac{C(\bar{m}) F(\bar{m}) \Gamma(\sum m_l + 1)}{[Q(\theta) + \pi \lambda_r]^{\sum m_l + 1}} \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $f_{\|x_{u,r_0}\|}(\varepsilon) = 2\pi\lambda_r \varepsilon e^{-\pi\lambda_r \varepsilon^2}$, $M(n) = \left\{ \bar{m} = (m_1, m_2, m_3, \dots, m_n)^T : \sum_{i=1}^n m_i = n \right\}$, $C(\bar{m}) = \frac{n!}{\prod_i (m_i! (i!)^m)}$,

$$F(\bar{m}) = \frac{\prod_{l=1}^n \left(D_r(l) P_r^{\frac{2}{\alpha}} \right)^{m_l}}{\left(\frac{\theta}{P_r}\right)^{-\frac{2}{\alpha} \sum m_l + n} (2\pi)^{-\sum m_l}}, \quad Q(\theta) = \lambda_r \tilde{C}_r \theta^{\frac{2}{\alpha}},$$

$$D_r(l) = \frac{\lambda_r (\Psi + l - 1)! B' \left(\Psi + \frac{2}{\alpha}, l - \frac{2}{\alpha}, u_r \right)}{(\Psi - 1)!}, \quad \tilde{C}_r =$$

$$\frac{2\pi}{\alpha} \sum_{m=1}^{\Psi} \binom{\Psi}{m} B' \left(\Psi - m + \frac{2}{\alpha}, m - \frac{2}{\alpha}, u_r \right) [22], \quad u_r = \frac{1}{1 + \theta},$$

$$B'(p, q, u) = \frac{B_u(p, q)}{B(p, q)}, \quad B(p, q), B_u(p, q) \text{ 分别表示}$$

Beta 函数与上界为 u 的不完全 Beta 函数。

DIPS 传输方案中 RC_0 的工作状态与信道质量有关。若以 γ_u 表示 RC_0 控制 WIT/WPT 切换的 SINR 门限, 则可引入如式(4)所示的符号函数表征其工作状态。

$$Y = \begin{cases} 0, & \text{SINR}_{u,r_0} < \gamma_u \\ 1, & \text{SINR}_{u,r_0} \geq \gamma_u \end{cases} \quad (4)$$

符号函数 Y 含义如下。

1) $Y = 0$ 表示 RC_0 工作于 WPT, 即此时 ECU_0 的接收质量相对较差, 不适合安全传输, RC_0 向其发送公开信息以完成能量输送。 $Y = 0$ 的发生概率即为能量输送概率 (PTP, power transfer probability), 表示为 $p_{\text{pt}} = \mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)$ 。

2) $Y = 1$ 表示 RC_0 工作于 WIT, 即此时 ECU_0 的接收质量符合安全传输的要求, RC_0 向其传输私密信息; $Y = 1$ 的发生概率即为信息传输概率 (ITP, information transfer probability), 表示为 $p_{\text{it}} = \bar{\mathbb{F}}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)$, 其中 $\bar{\mathbb{F}}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\cdot)$ 表示 SINR_{u,r_0} 的互补累积分布函数。

下面分别针对能量输送过程与信息传输过程展开分析。

4.1 能量输送

能量输送 WPT 的稳定性和效率是 SWIPT 系统的关键指标, 本文分别利用能量中断概率 (EOP, energy outage probability) 和能量利用率 (EUR, energy utilization ratio) 来衡量系统能量输送的稳定性和效率。如果用户在某个周期内的能量收益 E_u 低于其完成一周工作所需的能量 E_c , 则影响其后续的正常通信过程, 此时被定义为能量中断, 概率 $\text{Pr}(E_u < E_c)$ 为能量中断概率; EUR 是指用户能量收益与 RC 输送能量的总功耗之比, 表达式为 $\eta_{\text{eu}} = \frac{E_u}{E_T} = \frac{E_u}{(P_r T_p)}$, 其中 $T_p = T_{\text{dt}} p_{\text{pt}}$ 表示平均传能时

长 (PTD, power transfer duration)。下面将具体推导能量输送的能量中断概率和能量利用率。

4.1.1 能量中断概率 EOP

定理 1 ECU_0 采集能量低于所需能量 E_c 的 EOP 表示为

$$p_{\text{eo}}(E_c, \gamma_u) = 1 - \frac{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u) - \mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}} \left[\frac{\Xi \left(\frac{E_c}{T_p} \right)}{\left(\frac{2\pi\lambda_r \Psi P_r \kappa^{2-\alpha}}{\alpha - 2} + 1 \right)} \right]}{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)} \quad (5)$$

$$\ln \left[\frac{M[1 + \exp(ab)]}{\left(\rho + \frac{M}{\exp(ab)} \right) \exp(ab)} - 1 \right]$$

其中, $\Xi(\rho) = b - \frac{\ln \left[\frac{M[1 + \exp(ab)]}{\left(\rho + \frac{M}{\exp(ab)} \right) \exp(ab)} - 1 \right]}{a}$ 表示

NLM 中能量转换关系的逆函数, $\kappa = \int_0^\infty 2\pi\lambda_r \nu^2 \cdot \exp(-\lambda_r \pi \nu^2) d\nu$ 表示 ECU_0 与 RC_0 之间距离的期望。

证明见附录 A。

4.1.2 能量利用率 EUR

能量利用率 $\eta_{\text{eu}} = \frac{E_u}{P_r T_p} = \frac{\mathbb{E}(P_{\text{out}})}{P_r}$ ，其中 $\mathbb{E}(P_{\text{out}})$

表示 ECU₀ 采集功率的期望，即 NLM 中 RF-to-DC 电路的平均输出功率，由定理 2 给出。

定理 2 ECU₀ 采集功率的期望可表示为

$$P_{\text{EH}}^{\text{av}}(\gamma_u) = \mathbb{E} \left\{ \frac{M[1 + \exp(ab)]}{[1 + \exp(-a(P_{\text{in}} - b))] \exp(ab)} - \frac{M}{\exp(ab)} \right\} = \int_0^{\gamma_u} \left\{ \frac{M[1 + \exp(ab)]}{[1 + \exp[-a(\text{inter}_u + 1)\omega - b]] \exp(ab)} - \frac{M}{\exp(ab)} \right\} \frac{f_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\omega)}{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)} d\omega \quad (6)$$

其中， $f_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\cdot)$ 表示 SINR_{u,r₀} 的概率密度函数 (PDF, probability distribution function)。

在定理 2 推导的基础上，代入能量利用率的定义 $\eta_{\text{eu}} = \frac{P_{\text{EH}}^{\text{av}}(\gamma_u)}{P_r}$ 即可得到 WPT 的 EUR。

4.2 信息传输

本文分别利用连接中断概率 (COP, connection outage probability) 和安全中断概率 (SOP, secrecy outage probability) 表征信息传输 WIT 可靠性和安全性^[23]，下面对其进行详细分析。

对于目标用户，以 COP 衡量其接收过程的可靠性，由定理 3 给出。

定理 3 ECU₀ 接收信息时的 COP 可表示为

$$p_{\text{co}}(R_c, \gamma_u) = \Pr(R_c < R_c | Y = 1) = \begin{cases} \frac{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(2^{R_c} - 1) - \mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)}{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)}, & \gamma_u \leq 2^{R_c} - 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

由式(7)可知，COP 与切换门限 γ_u 紧密相关。

除目标用户之外，还存在多个 PE 企图截获 ECU₀ 的私密信息。以 PE_i 为例，其接收 SINR 可表示为

$$\text{SINR}_{e_i,r_0} = \frac{P_r \|\mathbf{h}_{e_i,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0}\|^2 \|y_{e_i,r_0}\|^{-\alpha}}{I_{e_i,r_0} + I_{e_i,r} + \delta^2} \quad (8)$$

其中， $\|\mathbf{h}_{e_i,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0}\|^2 \sim \exp(1)$ ； $I_{e_i,r_0} = P_r \|\mathbf{g}_{e_i,r_0}\|^2 \|y_{e_i,r_0}\|^{-\alpha}$ 表示 RC₀ 发送给 ECU₀ 以外接入用户的信号功率在

PE_i 处的叠加，且 $\|\mathbf{g}_{e_i,r_0}\|^2 \sim \text{Gamma}(\Psi - 1)$ ^[21]；

$I_{e_i,r} = \sum_{r_i \in \phi_e, \forall \phi_0} P_r \|\mathbf{g}_{e_i,r_i}\|^2 \|y_{e_i,r_i}\|^{-\alpha}$ 表示除 RC₀ 之外的 RC

对 PE_i 造成的累计干扰功率，且 $\|\mathbf{g}_{e_i,r_i}\|^2 \sim \text{Gamma}(\Psi)$ 。

如果 PE 窃听成功，则传输过程发生安全中断，其概率可改写为 $p_{\text{so}} = \mathbb{F}_{\text{SINR}_{E,r_0}}(2^{\hat{R}_c - R_c} - 1)$ ，其中

$\mathbb{F}_{\text{SINR}_{E,r_0}}(\cdot)$ 表示 PE 接收 SINR 的 CDF， \hat{R}_c 表示目标

用户 ECU₀ 的接收速率。因此求解 SOP 的关键在于 $\mathbb{F}_{\text{SINR}_{E,r_0}}(\cdot)$ 和 \hat{R}_c ，其中 \hat{R}_c 仅与合法信道有关，可由

定理 4 给出。

定理 4 ECU₀ 接收信息时的可达遍历速率为

$$\begin{aligned} \hat{R}_c(\gamma_u) &= \mathbb{E}_{\text{SINR}} [\text{lb}(1 + \gamma \text{SINR}_{u,r_0})] = \\ &= \int_0^\infty \text{lb}(1 + \gamma \text{SINR}_{u,r_0}) f_{\text{SINR}_{u,r_0}}(t) dt = \\ &= \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{\Pr(\gamma \text{SINR}_{u,r_0} > \gamma)}{1 + \gamma} d\gamma = \\ &= \frac{1}{\ln 2} \int_{\gamma_u}^\infty \frac{\bar{\mathbb{F}}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma)}{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)(1 + \gamma)} d\gamma \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)的求解关键在于 $\bar{\mathbb{F}}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\cdot)$ ，但其与 PE 是否协作有关，下面分别针对 PE 独立窃听与联合窃听这 2 种场景进行分析。

4.2.1 窃听者独立窃听

若 PE 独立窃听，则接收 SINR 最大的 PE 被视作最具威胁的 PE，记为 PE_{danger}。其接收

$$\text{SINR}_{E,r_0}^{\text{non-col}} = \text{SINR}_{\text{PE}_{\text{danger}}} = \max_{e_i \in \phi_e} \frac{P_r \|\mathbf{h}_{e_i,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0}\|^2 \|y_{e_i,r_0}\|^{-\alpha}}{I_{e_i,r_0} + I_{e_i,r} + \delta^2},$$

其 CDF 可由定理 5 给出。

定理 5 PE 独立窃听时接收 SINR 的 CDF 可表示为

$$\mathbb{F}_{\text{SINR}_{E,r_0}^{\text{non-col}}}(\theta) = \exp \left\{ - \frac{2\pi\lambda_e \Gamma\left(\frac{2}{\alpha}\right)}{\alpha \left[\frac{\theta(\text{inter}_e + \text{intra}_e + 1)}{P_r} \right]^{\frac{2}{\alpha}}} \right\} \quad (10)$$

其中， $\Gamma(x)$ 表示 Gamma 函数， φ 表示最短窃听距离(在设置安全保护域^[24]的假设下，RC₀ 能够检测到半径为 φ 以内的窃听者，且可通过波束

设计阻碍其接收信号), $\text{inter}_e = \frac{2\pi\lambda_r\Psi P_r\phi^{2-\alpha}}{\alpha-2}$,

$\text{intra}_e = P_r(\Psi-1)2\pi\lambda_e\int_0^\infty \varepsilon^{1-\alpha}\exp(-\lambda_e\pi\varepsilon^2)d\varepsilon$ 。

证明附录 B。

4.2.2 窃听者联合窃听

考虑 PE 联合窃听场景, 此时多个单天线 PE 可等效为一个多天线的窃听者 PE_{multi} 。假设 PE_{multi} 可实现干扰消除^[4], 则有 $\text{SINR}_{E,r_0}^{\text{col}} = \text{SNR}_{\text{PE}_{\text{multi}}} =$

$$\frac{\sum_{e_i \in \phi_e} P_r \|\mathbf{h}_{e_i, r_0} \mathbf{s}_{u, r_0}\|^2 \|\mathbf{y}_{e_i, r_0}\|^{-\alpha}}{\delta^2}, \text{ 其 CDF 可由定理 6 给出。}$$

定理 6 PE 联合窃听时接收 SNR 的 CDF ($\alpha = 4$) 可表示为

$$\mathbb{F}_{\text{SINR}_{E,r_0}^{\text{col}}}(\theta) = \text{erfc}\left(-\frac{\pi^2\lambda_e}{4\sqrt{\frac{\delta^2\theta}{P_r}}}\right) \quad (11)$$

其中, $\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-\eta^2) d\eta$ 表示高斯误差函数。

证明见附录 C。

将式(9)~式(11)代入 $p_{\text{so}} = \mathbb{F}_{\text{SINR}_{E,r_0}}(2^{\hat{R}_c - R_c} - 1)$ 可得 $p_{\text{so}}^{\text{non-col}}(R_s, \gamma_u)$ 与 $p_{\text{so}}^{\text{col}}(R_s, \gamma_u)$, 安全性指标 SOP 求解完毕。

在此基础上, 结合定理 3 可分别得到 2 种场景下的平均 STP。可将其进一步分解为 2 个影响因子, 即

$$\xi(\gamma_u) = \underbrace{(1-p_{\text{co}})(1-p_{\text{so}})R_s}_{\text{ASR}} \underbrace{p_{\text{it}}T_{\text{dl}}}_{\text{ITD}} \quad (12)$$

其中, ASR 表示平均可达保密速率 (ASR, achievable secrecy rate), ITD 表示平均传信时长 (ITD, information transfer duration)。

4.3 性能优化

4.1 节和 4.2 节的性能分析都在切换门限固定的条件下进行推导。通过分析发现, EOP、EUR 及 STP 等指标与相应阈值 (例如 E_c 、 R_c) 有关, 并且与切换门限 γ_u 密切相关。因此, 在系统设计时如何选择

使系统性能最优的门限值变得尤为重要。

而本文目标是在保证能量输送性能的基础上, 提升 TS-SWIPT 系统的综合性能。为了同时考虑传输的可靠性与安全性, 文献[24]提出保密吞吐量 (STP, secrecy throughput) 的定义, 其表达式为 $\xi_o = (1-p_{\text{co}})(1-p_{\text{so}})R_s$, 表示合法用户私密信息安全、可靠地传输的平均速率。在此基础上, 结合 TS-SWIPT 系统的特点, 将其定义式拓展为 $\xi = \xi_o T_l$, 表征私密信息在单位时间 (一个周期) 内安全、可靠地传输至目标用户的数据总量, 其中 $T_l = T_{\text{dl}} p_{\text{it}}$ 表示下行周期中的平均传输时长。

当切换门限值较大时, RC 大部分时隙内输送能量, 则物联网设备能够采集充分的能量。若此时真实无线环境接收信干噪比大于切换门限值, 说明合法信道质量较好, 则切换到信息传输模式, 此时信息传输的可靠性和安全性都较高; 但由于设置的信干噪比门限值较大, RC 到物联网设备的下行链路信道质量难以满足传输私密信息的安全性能需求, 系统分配给传输信息的时隙较少, 那么 ξ 有可能很小。同理, 可分析较小的切换门限值对系统性能的影响。因此, 为使系统性能最优, 需优化设计切换门限值。

在优化设计切换门限值时, 希望在满足能量约束, 并保证可靠性、安全性的条件下, 尽量提高系统的综合性能。具体地, 以提高表征 WIT 可靠性和安全性的 STP 为目标, 同时兼顾能量传输的稳定性与效率性、信息传输的可靠性与安全性, 则该优化问题可表示为

$$\max_{\gamma_u} \xi \quad (13)$$

约束条件为

$$p_{\text{co}} \leq \mu \quad (14)$$

$$\eta_{\text{EU}} \geq \tau \quad (15)$$

$$p_{\text{co}} \leq \iota \quad (16)$$

$$p_{\text{so}} \leq o \quad (17)$$

上述优化问题的求解关键在于各项约束条件下门限取值可行域的确定, 首先需对 p_{co} 、 η_{eu} 、 p_{co} 和 p_{so} 求导来确定其单调性。对于 EOP 约束, 有

$$\frac{dp_{\text{co}}(E_c, \gamma_u)}{d\gamma_u} = -\frac{-\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)\mathbb{F}'_{\text{SINR}_{u,r_0}}[\Omega]\Omega\mathcal{E}'\left(\frac{E_c}{T_p}\right)E_c\frac{dT_p^{-1}}{d\gamma_u} + \mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}[\Omega]\mathbb{F}'_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)}{\left[\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)\right]^2} \quad (18)$$

其中, $\Omega = \frac{\Xi \left(\frac{E_c}{T_p} \right)}{\frac{2\pi\lambda_r \Psi P_r \kappa^{2-\alpha}}{\alpha-2} + 1}$ 。由于 $\mathbb{F}'_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\cdot) \geq 0$ 与

$\Xi(\cdot) \geq 0$ 均在定义域上成立, 而 $\frac{dT_p^{-1}}{d\gamma_u} =$

$-\frac{\mathbb{F}'_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)}{T_p^2} \leq 0$, 因此 EOP 是定义域上的单调递

减函数。若假设 $\gamma_u = \Phi_i$ 是 $p_{\text{co}} = \mu$ 的解, 则只需保证 $\gamma_u \geq \Phi_i$ 即可满足约束式(14)。

对于 EUR 约束, 由于式(15)分母为常数, 只需要考虑分子的单调性, 对 $P_{\text{cvt}}^{\text{av}}(\gamma_u)$ 求导可得

$$\begin{aligned} \frac{dP_{\text{cvt}}^{\text{av}}(\gamma_u)}{d\gamma_u} = & \left[\frac{1}{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)} \right] \int_0^{\gamma_u} \mathcal{G}[(\text{inter}_u + 1)\omega] f_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\omega) d\omega + \\ & \frac{1}{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)} \mathcal{G}[(\text{inter}_u + 1)\gamma_u] f_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u) \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $\mathcal{G}(\chi) = \frac{M[1 + \exp(ab)]}{[1 + \exp[-a(\chi - b)]] \exp(ab)} - \frac{M}{\exp(ab)}$ 。

进一步由分部积分可得

$$\begin{aligned} \frac{dP_{\text{cvt}}^{\text{av}}(\gamma_u)}{d\gamma_u} = & \frac{f_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)}{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)} \left\{ \mathcal{G}[(\text{inter}_u + 1)\gamma_u] - \frac{1}{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)} \right. \\ & \left. \int_0^{\gamma_u} \mathcal{G}[(\text{inter}_u + 1)\omega] d\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\omega) \right\} = \frac{f_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)}{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)} \\ & \left\{ \frac{1}{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)} \int_0^{\gamma_u} \mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\omega) d\mathcal{G}[(\text{inter}_u + 1)\omega] \right\} \geq 0 \end{aligned} \quad (20)$$

因此 EUR 在定义域上单调递增, 若假设 $\gamma_u = \Delta_i$ 是 $\eta_{\text{EU}} = \tau$ 的解, 则只需保证 $\gamma_u \geq \Delta_i$ 即可满足约束式(15)。

对于 COP 约束, 类似可得 $\frac{dp_{\text{co}}(R_c, \gamma_u)}{d\gamma_u} \propto -\mathbb{F}'_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u) [1 - \mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(2^{\hat{R}_c} - 1)]$, 且由 $\mathbb{F}'_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u) \geq 0$ 可知, COP 单调递减。而由 $p_{\text{so}} = 1 - \mathbb{F}_{\text{SINR}_{E,r_0}}(2^{\hat{R}_c - R_s} - 1)$ 可知, γ_u 通过 \hat{R}_c 间接地影响 SOP, 同时由 $\frac{d\hat{R}_c}{d\gamma_u} \geq 0$

可得, SOP 是 γ_u 的单调递减函数。若假设 $\gamma_u = \Sigma_i$ 、 $\gamma_u = O_i$ 分别表示 $p_{\text{co}} = \iota$ 与 $p_{\text{so}} = o$ 的解, 则只需保证 $\gamma_u \geq \Sigma_i$ 、 $\gamma_u \geq O_i$ 即可满足约束式(16)与式(17)。

通过上述分析, 若令 $\Omega_i = \max\{\Phi_i, \Delta_i, \Sigma_i, O_i\}$, 则 $[\Omega_i, \infty)$ 即为切换门限的可行域。在此基础上, 通过一维线性搜索算法可得到使 STP 最大的最优解, 如算法 1 所示。

算法 1 切换门限选择算法

输入 $\lambda_u, \lambda_r, \lambda_e, R_c, R_s, E_c, \alpha, T, P_r, M_r, \Psi, a, b, M$ 等系统参数

输出 最优门限 γ_{opt}

- 1) 初始化 $\gamma_{\text{min}} = -20 \text{ dB}$, $\gamma_{\text{temp}} = 0$, $\gamma_{\text{max}} = 5 \text{ dB}$, $\Delta\gamma = 0.01 \text{ dB}$, $\text{opt}_{\text{max}} = 0$
- 2) for $\gamma_{\text{temp}} = 0 : \Delta\gamma : \gamma_{\text{max}}$
- 3) 计算 $p_{\text{co}}(\gamma_{\text{temp}})$, $p_{\text{so}}(\gamma_{\text{temp}})$, $p_{\text{co}}(\gamma_{\text{temp}})$, $\eta_{\text{eu}}(\gamma_{\text{temp}})$, $p_{\text{it}}(\gamma_{\text{temp}})$
- 4) if $p_{\text{co}}(\gamma_{\text{temp}}) > \iota \mid p_{\text{so}}(\gamma_{\text{temp}}) > \kappa \mid p_{\text{co}}(\gamma_{\text{temp}}) > \mu \mid \eta_{\text{eu}}(\gamma_{\text{temp}}) < \tau$
- 5) $\gamma_{\text{temp}} = \gamma_{\text{temp}} + \Delta\gamma$
- 6) else $\gamma_{\text{min}} = \gamma_{\text{temp}}$, 跳出循环, 执行步骤 9)
- 7) end if
- 8) end for
- 9) for $\gamma_{\text{temp}} = \gamma_{\text{min}} : \Delta\gamma : \gamma_{\text{max}}$
- 10) 计算优化目标 $\text{opt}_{\text{temp}} = p_{\text{it}}(1 - p_{\text{so}})(1 - p_{\text{co}})R_s T_{\text{dl}}$
- 11) if $\text{opt}_{\text{temp}} > \text{opt}_{\text{max}}$
- 12) 更新 $\text{opt}_{\text{max}} = \text{opt}_{\text{temp}}$, $\gamma_{\text{opt}} = \gamma_{\text{temp}}$
- 13) end if
- 14) $\gamma_{\text{temp}} = \gamma_{\text{temp}} + \Delta\gamma$
- 15) end for

4.4 复杂度分析

本节分析本文安全传输方案的复杂度, 选择文献[25-26]中 ZFBM 算法作为对比方案。考虑到不同用户的硬件电路存在差异 (a 、 b 、 M 不同), 针对不同用户可设置不同的切换门限, 其计算复杂度可表示为 $O(\Psi)$; 而 ZFBM 算法的计算复杂度可表示为 $O(\Psi M_r^2)$ ($M_r \geq \Psi$) 或 $O(\Psi^2 M_r)$ ($\Psi \geq M_r$)。综合来看, 虽然本文所提方案的全局 flop 数(一个 flop 表示一次实数乘法或加法运算)相比于传统策略下

的 ZFBM 方案有所提升,但方案整体的计算复杂度仍维持在同一量级。

5 仿真分析

本节针对所提传输方案的性能进行数值分析与仿真验证。假设信道衰落系数 $\alpha = 4$, 周期 $T_{\text{ch}} = 1$, 所有 RC 的发射功率 $P_r = 20\text{W}$ 、天线数 $M_r = 10$ 、服务用户数 $\Psi = 6$, 目标速率与目标安全速率分别为 $R_c = 2 \text{ bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$ 、 $R_s = 0.6 \text{ bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$, RC、ECU 以及 PE 的密度分别为 $\lambda_u = \frac{\Psi}{100^2 m^2 \pi}$ 、 $\lambda_e = \frac{1}{5^2 m^2 \pi}$, NLM 中 RF-to-DC 电路参数为 $M = 62 \text{ mW}$ 、 $a=80$ 、 $b=0.062$ [18]。

NLM 与 LM($\eta=0.7$)下的能量转换关系如图 3 所示。由图 3 可知, NLM 在合理性上有明显提升,体现在以下两方面: 1) 由于能量采集电路的敏感门限较高, 当输入功率较小时(图中低效率区域), NLM 的转换效率也非常低但维持缓慢增长, 敏感门限($P_m = 30 \text{ mW}$)附近的转换效率连续变化, 这相比于 LM 下由 $\eta = 0$ 到 $\eta = 0.7$ 的阶跃式跳变, 更加符合系统的实际表现; 2) 考虑到接收端硬件配置简单、处理能力有限, 一般无法承载过高的输出功率, 因此 NLM 对 RF-to-DC 电路设置输出功率限制。当输入功率较大时(图中输出功率饱和区), 转换功率逐渐趋于饱和并无限接近于 $P_{\text{max}} = 62 \text{ mW}$, 这避免了 LM 下转换功率可随输入功率无限增长的不合理情形。

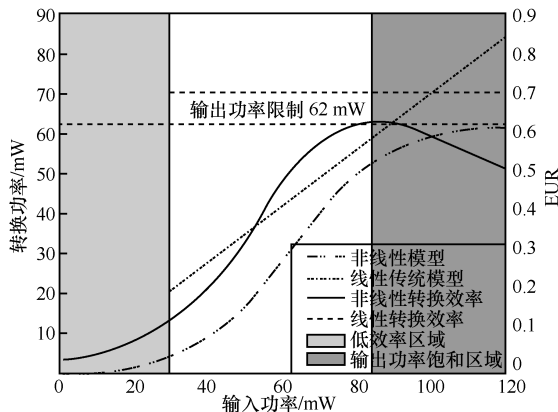


图 3 非线性/线性能量转换曲线

另外, NLM 中的转换效率 (CE, conversion efficiency) 随输入功率动态变化: 输入功率较低时, CE 也维持在极低的范围内, 大部分能量未被有效利用; 随着输入功率的增长, CE 同步提升; 而当输入功率超出一定范围, 输出进入饱和区, 输入功

率的增长对能量收益的提升作用越发有限, CE 转而出现下降的趋势, 这对于能量资源是得不偿失的。这种动态的 CE 相比于 LM 中的恒定 CE 更值得关注。而本文在关注 CE 的同时, 考虑路径损耗对能量效率的影响, 将 EUR 作为 WPT 的效率指标, 这与绿色通信的理念是契合的。

切换门限对 WPT 稳定性和效率的影响如图 4 所示。由图 4 可知, EOP 随门限单调递减、EUR 随门限单调递增, 与 4.3 节单调性分析结果一致。其中 EOP 在 $\gamma_u < -5 \text{ dB}$ 时稳定于 1, 这是因为切换门限较低时, 传能时长 T_p 较短, 导致满足能量需求 E_c 所需的最低蓄电功率 $\frac{E_c}{T_p}$ 高于 RF-to-DC 电路的输出功率限制 P_{max} , 则能量中断的概率趋于 1; 随着切换门限的增加, EOP 快速下降, 而当 $\gamma_u \geq 0.8 \text{ dB}$ 时, EOP 降至 0, 这是因为切换门限较高时, 传输能量的时间较长, 仅接收的干扰与噪声功率就可采集到高于 E_c 的能量, 则能量中断的概率趋于 0。

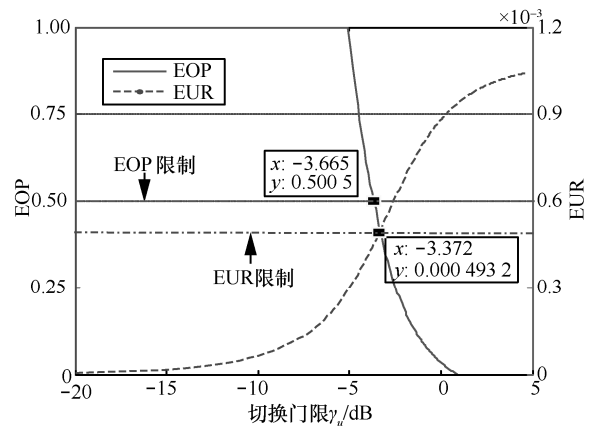


图 4 切换门限对能量传输性能的影响

切换门限对 WIT 性能的影响如图 5 所示, 图中“-nc”后缀曲线表示窃听器独立窃听,“-c”后缀曲线表示联合窃听。结合 STP 的定义, 为了更加直观地对比分析, 图 5 给出 COP、SOP 的互补概率曲线, 即 CCOP 与 CSOP。由图 5 可知, CCOP 与 CSOP 随门限单调递增, 与 4.3 节 COP、SOP 分析结果一致。这是因为增加切换门限提升了 WIT 的平均信道质量, 提升了信息传输质量(包括可靠性与安全性)。但切换门限约束着 WIT 的发生概率, 且 $p_{\text{it}} = 1 - \mathbb{P}_{\text{SINR}_{u,0}}(\gamma_u)$ 随门限的增加单调递减。根据 STP 定义可知, ASR 和 ITD 会同时影响 STP, 但切换门限对 ASR 和 ITD 的影响是此

消彼长的博弈关系，因此 STP 随着切换门限的变化呈现出非单调变化的趋势。又由于当 $\gamma_u \rightarrow \infty$ 时， $p_{it} \rightarrow 0$ 导致 $\xi \rightarrow 0$ ，因此 STP 先增加后减少，即存在一个最优的切换门限可使 STP 取得最大值。

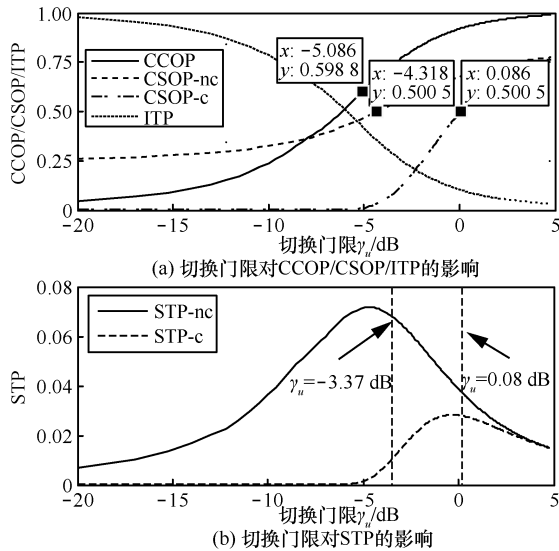


图 5 切换门限对信息传输性能的影响

另外，可以发现当窃听者联合窃听时，可达 STP 下降明显，但最大 STP 时的切换门限则显著提高。这是由于面临的窃听威胁越强，提升信道质量来保证安全传输的需求越高，从而达到 ASR 与 ITD 的最优折中。

最优切换门限值与窃听者密度的关系如图 6 所示。窃听者密度越高，造成的威胁越大，保证信息安全对信道资源的要求就越高，因此在各项约束充分松时 ($\tau=0, \iota=\mu=0=1$)，最优切换门限随着窃听者密度的增加而增加，其中包括窃听者独立窃听 (图 6 中“-nc”后缀曲线) 与联合窃听 (图 6 中“-c”后缀曲线) 2 种情况。而随着约束的收紧，则需要以一定的性能损失为代价来满足各项指标的要求。仿真实验中，令 $\tau=0.5 \times 10^{-3}$ ， $\iota=0.4$ ， $\mu=0=0.5$ ，则由图 6 可知，EUR、EOP、COP、SOP-nc 与 SOP-c 约束对应的最低切换门限分别为 -3.37 dB、 -3.66 dB、 -5.08 dB、 -4.31 dB (独立窃听) 和 0.08 dB (联合窃听)。因此，对于窃听者独立窃听的场景，EUR 约束最强，且由于松约束下的最优门限取值始终无法满足 EUR 的最低要求，最终切换门限即为 EUR 约束对应的最低门限 -3.37 dB (图 6 中“-nc-wc”后缀曲线)；而对于窃听者联合窃听的场景，SOP 约束最强，松约束下的门限取值在窃听者密度较低 ($\lambda_e < 0.057$) 时未能满足其要求，需将切换门限设

定在 SOP 约束对应的最低门限 0.08 dB (图 6 中“-c-wc”后缀曲线)。单项约束的松紧性影响着最终切换门限的取值，单项约束越紧，最终门限取值与松约束下最优门限的差距越大，损失的 STP 也越多。

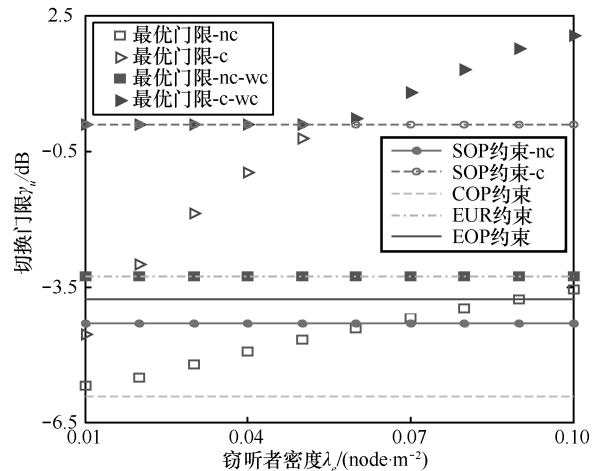


图 6 最优切换门限值与窃听者密度的关系

在独立窃听与联合窃听这 2 种场景下可达 STP 与窃听者密度的关系如图 7 所示。由图 7 可知，数值结果与仿真结果吻合，说明了推导过程的正确性。另外，与传统策略 ZF 波束传输方案相比 (图 7 中“-tr”后缀曲线)，在窃听者独立窃听 (图 7 中“-nc”后缀曲线) 与联合窃听 (图 7 中“-c”后缀曲线) 场景中，DIPS 方案均可在保证能量约束的同时有效提升系统平均 STP。其中 DIPS 方案在窃听者独立窃听时提供的的安全增益更为显著，随窃听者密度的增加而逐渐减少，这是因为随着窃听者的增强 (能力增强或密度增强)，对抗其窃听的难度也在逐渐增加。而在窃听者联合窃听场景中，当窃听者密度较低时，因 SOP 约束造成的 STP 损失非常明显 (图 7 中“-ideal”后缀曲线表示无

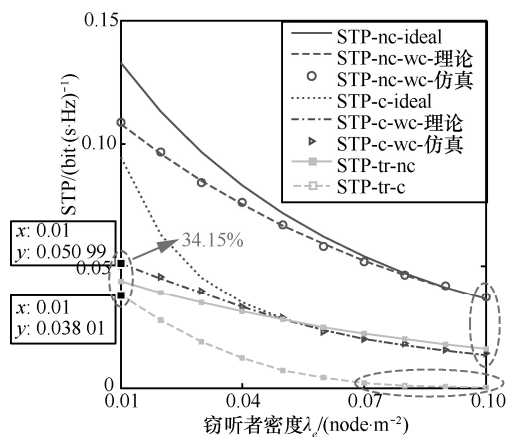


图 7 不同窃听者密度条件下，不同方案的保密吞吐量

约束条件下的 STP), 但从图 7 可知, $\lambda_e = 0.01$ 时, DIPS 方案仍可将 STP 提高 34.15% 左右。另外, 当窃听器密度增加到一定程度后, 传统策略 ZF 方案的可达 STP 非常有限, 系统几乎无法安全通信, 但 DIPS 方案 STP 仍可保持在一定水平。综上所述, 本文所提方案能够有效地提升信息传输的可靠性和安全性。

6 结束语

本文在时域切换型携能通信系统中提出一种机会安全传输方案。首先, 考虑一个多小区、多

用户、多窃听者的携能通信网络, 并假设用户采取时域切换型接收机且以非线性模型采集能量。其次, 考虑到能量传输与信息传输的差异性安全需求, 结合无线信道的时变性, 提出了基于信噪比门限的动态信息能量切换传输方案, 并综合分析能量传输和信息传输的性能。然后, 分析了切换门限对系统性能的影响, 为使系统性能最佳, 在满足能量需求, 保证可靠性、安全性的前提下, 最大化系统的保密吞吐量。最后, 仿真证明了所提方案的有效性。

附录 A 定理 1 证明

$$p_{\text{co}}(E_c, \gamma_u) = \mathbb{P}(E_e < E_c | Y = 0) =$$

$$\Pr \left\{ \frac{M[1 + \exp(ab)]}{[1 + \exp(-a(P_m - b))] \exp(ab)} - \frac{M}{\exp(ab)} < \frac{E_c}{T_p}, Y = 0 \right\} = \frac{\Pr \left\{ P_{\text{in}} < b - \frac{1}{a} \ln \left[\frac{M[1 + \exp(ab)]}{\left[\frac{E_c}{T_p} + \frac{M}{\exp(ab)} \right] \exp(ab)} - 1 \right], Y = 0 \right\}}{\Pr(Y = 0)} \quad (21)$$

将式(21)中 $b - \frac{1}{a} \ln \left[\frac{M[1 + \exp(ab)]}{\left[\frac{E_c}{T_p} + \frac{M}{\exp(ab)} \right] \exp(ab)} - 1 \right]$ 记作 $\Xi \frac{E_c}{T_p}$, 则有

$$p_{\text{co}}(E_c, \gamma_u) = \frac{\Pr \left[(1 - \gamma) \left(P_r \|\mathbf{h}_{u,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0}\|^2 \|x_{u,r_0}\|^{-\alpha} + \sum_{r_i \in \phi_r \setminus r_0} P_r \|\mathbf{g}_{u,r_i}\|^2 \|x_{u,r_i}\|^{-\alpha} + \delta^2 \right) < \Xi \left(\frac{E_c}{T_p} \right) \right]}{\mathbb{P}(Y = 0)} = \frac{\mathbb{E}(\mathbf{I}_{u,r} + \delta^2) \left[(1 - \gamma) \text{SINR}_{u,r_0} \right] > \frac{E_c}{T_p}}{1 - \frac{\mathbb{E}(\mathbf{I}_{u,r})}{\mathbb{P}(Y = 0)}} = 1 - \frac{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u) - \mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}} \left[\frac{\Xi \frac{E_c}{T_p}}{\mathbb{E}(\mathbf{I}_{u,r}) + 1} \right]}{\mathbb{F}_{\text{SINR}_{u,r_0}}(\gamma_u)} \quad (22)$$

将式(22)中 $\mathbb{E}(\mathbf{I}_{u,r})$ 记作 inter_u , 则有

$$\text{inter}_u = \mathbb{E}_{\phi_r, \mathbf{h}_{u,r_i}} \left[\sum_{r_i \in \phi_r \setminus r_0} P_r \|\mathbf{g}_{u,r_i}\|^2 \|x_{u,r_i}\|^{-\alpha} \right] = \sum_{r_i \in \phi_r \setminus r_0} \sum_{k=0}^{\psi-1} \int_0^{\infty} \frac{1}{k!} \left(\frac{\|x_{u,r_i}\|^{-\alpha} t}{P_r} \right)^k \exp \left(-\frac{\|x_{u,r_i}\|^{-\alpha} t}{P_r} \right) dt = \frac{2\pi\lambda_r \psi P_r \kappa^{2-\alpha}}{\alpha - 2} \quad (23)$$

证毕。

附录 B 定理 5 证明

$$\mathbb{F}_{\text{SINR}_{E,r_0}^{\text{non-col}}}(\theta) = \Pr \left(\max_{e_i \in \phi_e} \frac{P_r \|\mathbf{h}_{e_i,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0}\|^2 \|y_{e_i,r_0}\|^{-\alpha}}{I_{e_i,r_0} + I_{e_i,r} + \delta^2} \leq \theta, Y = 1 \right) \Pr(Y = 1)^{-1} = \mathbb{E}_{\phi_e} \left[\prod_{e_i \in \phi_e} \left[1 - \exp \left(-\frac{\theta \mathbb{E}(I_{e_i,r_0} + I_{e_i,r} + \delta^2) \|y_{e_i,r_0}\|^{-\alpha}}{P_r} \right) \right] \right] \stackrel{(a)}{=} \exp \left\{ -2\pi\lambda_e \int_0^{\infty} \exp \left(-\frac{\theta \mathbb{E}(I_{e_i,r_0} + I_{e_i,r} + \delta^2) \tau^\alpha}{P_r} \right) \tau d\tau \right\} = \exp \left\{ -\pi\lambda_e \frac{2}{\alpha} \left(\frac{P_r}{\theta \mathbb{E}(I_{e_i,r_0} + I_{e_i,r} + \delta^2)} \right)^\alpha \int_0^{\infty} \exp(-t) t^{\frac{2}{\alpha}-1} dt \right\} \quad (24)$$

其中, 由 PPP 的概率生成函数 (PGF, probability generating functional) 可得(a)处等号成立。

式 (24) 中 $\mathbb{E}(I_{e_i,r_0} + I_{e_i,r} + \delta^2)$ 可进一步分解为 $\mathbb{E}(I_{e_i,r_0}) + \mathbb{E}(I_{e_i,r}) + \mathbb{E}(\delta^2)$ 且有 $\mathbb{E}(\delta^2) = 1$, 若将 $\mathbb{E}(I_{e_i,r_0})$ 、 $\mathbb{E}(I_{e_i,r})$ 记作 intra_e 和 inter_e , 则可分别表示为

$$\text{intra}_e = P_r \mathbb{E} \left(\left\| \mathbf{g}_{e_i,r_0} \right\|^2 \right) \mathbb{E} \left(\left\| \mathbf{y}_{e_i,r_0} \right\|^{-\alpha} \right) = P_r (\Psi - 1) 2\pi \lambda_e \int_0^\infty \varepsilon^{1-\alpha} \exp(-\lambda_e \pi \varepsilon^2) d\varepsilon \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \text{inter}_e &= \mathbb{E}_{\phi_r, h_{u,r}} \left[\sum_{r_i \in \phi_r \setminus v_0} P_r \left\| \mathbf{g}_{e_i,r_i} \right\|^2 \left\| \mathbf{y}_{e_i,r_i} \right\|^{-\alpha} \right] = \\ &= \sum_{r_i \in \phi_r \setminus v_0} \sum_{k=0}^{\psi-1} \int_0^\infty \frac{1}{k!} \left(\frac{\left\| \mathbf{y}_{e_i,r_i} \right\|^\alpha t}{P_r} \right)^k \exp \left(-\frac{\left\| \mathbf{y}_{e_i,r_i} \right\|^\alpha t}{P_r} \right) dt = \\ &= 2\pi \lambda_r \int_\varphi^\infty \Psi P_r \varepsilon^{-\alpha} \varepsilon d\varepsilon = \frac{2\pi \lambda_r \Psi P_r \varphi^{2-\alpha}}{\alpha - 2} \quad (26) \end{aligned}$$

附录 C 定理 6 证明

当 PE 联合窃听时, 其接收 SNR 的拉普拉斯变换可表示为

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_{\text{SINR}_{E,r_0}^{\text{col}}}(s) &= \mathbb{E} \left[\exp \left(-\frac{P_r s}{\delta^2} \sum_{e_i \in \phi_e} \left\| \mathbf{h}_{e_i,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0} \right\|^2 \left\| \mathbf{y}_{e_i,r_0} \right\|^{-\alpha} \right) \right]^{(b)} = \\ &= \exp \left\{ -2\pi \lambda_e \int_{\mathbb{R}^2} \mathbb{E}_g \left[1 - \exp \left(-\frac{P_r s}{\delta^2} \left\| \mathbf{h}_{e_i,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0} \right\|^2 y^{-\alpha} \right) \right] y dy \right\}^{(c)} = \\ &= \exp \left\{ -\pi \lambda_e \mathbb{E}_g \left[\left(\frac{P_r}{\delta^2} \left\| \mathbf{h}_{e_i,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0} \right\|^2 \right)^{\frac{2}{\alpha}} \right] \Gamma \left(1 - \frac{2}{\alpha} \right) s^{\frac{2}{\alpha}} \right\}^{(d)} = \\ &= \exp \left\{ -\pi \lambda_e \left(\frac{P_r}{\delta^2} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \Gamma \left(1 + \frac{2}{\alpha} \right) \Gamma \left(1 - \frac{2}{\alpha} \right) s^{\frac{2}{\alpha}} \right\}^{\alpha=4} = \\ &= \exp \left(-\frac{\pi^2 \lambda_e}{2} \sqrt{\frac{s P_r}{\delta^2}} \right) \quad (27) \end{aligned}$$

其中, 由 PPP 的 PGF 可得(b)处等号成立, 由信道衰落与 PPP 分布相互独立可得(c)处等号成立, 由 $\left\| \mathbf{h}_{e_i,r_0} \mathbf{s}_{u,r_0} \right\|^2 \sim \exp(1)$ 与 Gamma 函数的性质得到^[27](d)处等号成立。

在此基础上, 通过拉普拉斯变换可得 $\text{SINR}_{E,r_0}^{\text{col}}$ 的 PDF, 表示为

$$f_{Y_{E,r_0}}(y) = \frac{\pi^{\frac{3}{2}} \lambda_e y^{\frac{3}{2}}}{4 \sqrt{\frac{\delta^2}{P_r}}} \exp \left(-\frac{P_r \pi^4 \lambda_e^2}{16 \delta^2 y} \right) \quad (28)$$

再对式(28)积分即为 $\text{SINR}_{E,r_0}^{\text{col}}$ 的 CDF, 如式(11)所示。

证毕。

参考文献:

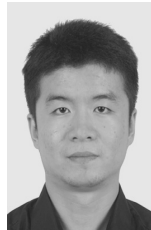
- [1] VARSHNEY L R. Transporting information and energy simultaneously[C]//IEEE International Symposium on Information Theory. 2008: 1612-1616.
- [2] ZHANG R, HO C K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(5):1989-2001.
- [3] ZHOU X, ZHANG R, HO C K. Wireless information and power transfer: architecture design and rate-energy tradeoff [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(11):4754-4767.
- [4] CHEN Y, JI X, HUANG K, et al. Artificial noise-assisted physical layer security in D2D-enabled cellular networks [J]. Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking, 2017 (178): 1-15.
- [5] LI X, JIANG T, CUI S, et al. Cooperative communications based on rateless network coding in distributed MIMO systems [coordinated and distributed MIMO][J]. IEEE Wireless Communications, 2010, 17(3):60-67.
- [6] ZOU Y L. Physical-layer security for spectrum sharing systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(2): 1319- 1329.
- [7] DENG Y, WANG L, WONG K K, et al. Safeguarding massive MIMO aided HetNets using physical layer security[C]//International Conference on Wireless Communications & Signal Processing. 2015: 1-5.
- [8] LIU L, ZHANG R, CHUA K C. Secrecy wireless information and power transfer with MISO beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(7):1850-1863.
- [9] CHU Z, ZHU Z, JOHNSTON M, et al. Simultaneous wireless information power transfer for MISO secrecy channel[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 65(9):6913-6925.
- [10] WU W, WANG B. Robust downlink beamforming design for multiuser mimo communication system with SWIPT[C]//IEEE International Conference on Communications. 2015:4751-4756.
- [11] SHI Q, XU W, WU J, et al. Secure beamforming for MIMO broadcasting with wireless information and power transfer[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(5):2841-2853.
- [12] PAN G, LEI H, DENG Y, et al. On secrecy outage of MISO SWIPT systems in the presence of imperfect CSI[C]//European Signal Processing Conference. 2016: 818-822.
- [13] LI B, FEI Z. Probabilistic-constrained robust secure transmission for energy harvesting over MISO channels[J]. Science China Information Sciences, 2018, 61(2):022303.
- [14] LI Q, MA W K, SO M C. Robust artificial noise-aided transmit optimization for achieving secrecy and energy harvesting[C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 2014: 1596-1600.
- [15] TIAN M, HUANG X, ZHANG Q, et al. Robust AN-aided secure transmission scheme in MISO channels with simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(6):723-727.

- [16] ZHU Z, CHU Z, WANG Z, et al. Joint optimization of AN-aided beamforming and power splitting designs for MISO secrecy channel with SWIPT[C]//IEEE International Conference on Communications. 2016: 1-6.
- [17] XIONG K, FAN P, LETAIEF K B. Time-switching based SWIPT for network-coded two-way relay transmission with data rate fairness[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 2015:5535-5539.
- [18] BOSHKOVSKA E, NG D W K, ZLATANOV N, et al. Practical non-linear energy harvesting model and resource allocation for SWIPT systems[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(12):2082-2085.
- [19] BOSHKOVSKA E, MORSI R, NG D W K, et al. Power allocation and scheduling for SWIPT systems with non-linear energy harvesting model[C]//IEEE International Conference on Communications. 2016:1-6.
- [20] DHILLON H S, KOUNTOURIS M, ANDREWS J G. Downlink MIMO HetNets: modeling, ordering results and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013,12(10): 5208-5222.
- [21] QI X, HUANG K, ZHONG Z. MU-MIMO aided secure transmission in cognitive downlink heterogeneous cellular networks[C]// International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications. 2016:1-6.
- [22] GUPTA A K, DHILLON H S, VISHWANATH S, et al. Downlink coverage probability in MIMO HetNets with flexible cell selection[C]//Global Communications Conference. 2015:683-687.
- [23] CHEN Y, JI X, HUANG K, et al. Opportunistic access control for enhancing security in D2D-enabled cellular networks[J]. Science China Information Sciences, 2018, 61(4): 1-12.
- [24] XU X, HE B, YANG W, et al. Secure transmission design for cognitive radio networks with poisson distributed eavesdroppers[J]. IEEE Transactions on Information Forensics & Security, 2015, 11(2): 373-387.
- [25] KUO C C, TSAI S H, TADJPOUR L, et al. Precoding techniques for digital communication systems[M]. Springer Publishing Company, 2008.
- [26] ZHANG J, LIU G. Channel estimation error on performance of zero force beamforming based multiuser SDMA in downlink[C]// International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. 2006:1-4.
- [27] GERACI G, SINGH S, ANDREWS J G, et al. Secrecy rates in broadcast channels with confidential messages and external eavesdroppers[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015,13(5): 2931-2943.

[作者简介]



马克明（1985- ），男，甘肃庆阳人，国家数字交换系统工程技术研究中心助理研究员，主要研究方向为无线通信、移动通信网络、信息安全等。



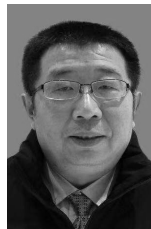
陈亚军（1988- ），男，河南商丘人，博士，国家数字交换系统工程技术研究中心助理研究员，主要研究方向为物理层安全、D2D 通信技术、无线定位技术等。



胡鑫（1993- ），男，陕西西安人，国家数字交换系统工程技术中心硕士生，主要研究方向为无线携能通信技术、物理层安全等。



黄开枝（1973- ），女，安徽滁州人，博士，国家数字交换系统工程技术中心教授、博士生导师，主要研究方向为移动通信网络、物理层安全等。



季新生（1968- ），男，江苏南通人，博士，国家数字交换系统工程技术中心教授、博士生导师，主要研究方向为移动通信网络、拟态安全等。