

联合能量收集中继与全双工目的节点的安全资源分配方案

王伟^{1,2}, 李鑫睿¹, 殷柳国^{2,3}, 章国安¹, 张士兵^{1,2}

(1. 南通大学电子信息学院, 江苏 南通 226019; 2. 南通先进通信技术研究院, 江苏 南通 226019;
3. 清华大学信息科学技术学院, 北京 100084)

摘 要: 针对能量受限中继系统的无线物理层安全问题, 提出了一种基于无线信能同传的安全传输方案。该方案在节点传输功率和中继收集能量等条件共同约束下, 通过对功率分配因子和传输功率等参数的联合优化来实现系统保密速率最大化。对于提出的非凸优化问题, 首先采用分步优化方法分别优化功率分配因子和传输功率, 得到其闭式解, 然后使用收敛迭代算法求出原问题的次优解。数值仿真分析了人工噪声强度、剩余自干扰大小、节点传输功率及中继放大倍数等不同因素对系统安全性能的影响。与传统的梯度下降法相比, 所提联合优化算法在性能略好的前提下可降低时间复杂度 80%以上。

关键词: 物理层安全; 全双工节点; 无线信能同传; 资源分配; 保密速率

中图分类号: TN918

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019016

Secure resource allocation in hybrid energy-harvesting relay and full-duplex receiver

WANG Wei^{1,2}, LI Xinrui¹, YIN Liuguo^{2,3}, ZHANG Guoan¹, ZHANG Shibing^{1,2}

1. School of Electronics and Information, Nantong University, Nantong 226019, China

2. Nantong Research Institute for Advanced Communication Technologies, Nantong 226019, China

3. School of Information Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China

Abstract: Taking into account the wireless physical layer security in energy-constrained relaying systems, a secure resource allocation scheme was proposed under simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) protocol. The utility optimization problem was considered aiming to maximize the secrecy rate by jointly optimizing the power splitting (PS) ratio and the transmit powers under the constraint of the transmit powers of the nodes and the harvested energy of the relay. The objective problem, which is non-convex, was decoupled into two subproblems. One was to optimize the PS ratio, another was to optimize the transmit powers. The optimal solution of the subproblems can be obtained in the closed-form. Then, the suboptimal solution is obtained with the proposed convergent iterative algorithm. Simulation results show the effects of artificial noise signal, residual self-interference signal, transmit power of nodes, amplification factor of relay and other factors on the security performance. Compared with the traditional gradient descent algorithm, the proposed algorithm can reduce more than 80% of the computational load, while the algorithm has the slightly better performance.

Key words: physical layer security, full-duplex node, simultaneous wireless information and power transfer, resource allocation, secrecy rate

收稿日期: 2018-07-30; 修回日期: 2018-12-24

通信作者: 张士兵, zhangshb@ntu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(No.61771263, No.61871241); 江苏省“六大人才高峰”基金资助项目(No.KTHY-039); 南通市科技计划基金资助项目(No.GY22017013); 南通大学—南通智能信息技术联合研究中心开放课题基金资助项目(No.KFKT2016B02, No.KFKT2017B02)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China(No.61771263, No.61871241), The Six Categories Talent Peak of Jiangsu Province(No.KTHY-039), The Science and Technology Program of Nantong(No.GY22017013), The Open Research Fund of Nantong University-Nantong Joint Research Center for Intelligent Information Technology(No.KFKT2016B02, No.KFKT2017B02)

1 引言

随着 5G 网络即将商用，无线通信系统的能耗势必剧增。无线信能同传 (SWIPT, simultaneous wireless information and power transfer) 技术可有效解决无线通信中信息与能量同时传输这一难题，是未来无线通信的关键技术^[1-5]。然而，由于 SWIPT 系统本身具有的开放特性和广播特性，导致其信息极易被窃听者通过无线信道非法窃听。因此，SWIPT 的物理层安全传输问题逐渐引起研究者的广泛关注^[6-7]。

物理层安全技术可以有效地阻止窃听者通过非法接收获取信息^[8-14]。由此，文献[8]研究了目的节点工作在全双工模式下的单输入单输出(SISO, single input single output)SWIPT 系统，通过对时间切换系数和码字传输速率的联合优化来提升系统的保密吞吐量。在文献[8]模型的基础上，文献[9]研究了一种存在多个互不相干窃听者的全双工 SWIPT 系统，证明了功率分配因子、发送信噪比和保密信息速率对系统安全的重要性。文献[10]研究了基于全双工协作干扰源的 SWIPT 系统，通过联合优化协作干扰源和目的节点的功率分配因子来提高系统的最大保密速率。文献[11]研究了基于全双工目的节点和能量收集窃听者的多输入单输出(MISO, multiple input single output)通信系统，提出了一种联合优化信息波束成形、能量协方差以及人工噪声协方差的方法来提高系统保密性。文献[12]研究了一种基于人工噪声辅助多输入多输出(MIMO, multiple input multiple output)通信系统，通过对功率分配因子和波束成形参数联合优化来提高系统保密性。然而，文献[8-12]主要考虑的是单跳模型中物理层安全问题。在实际中，源节点有可能距离目的节点较远，无法直接进行通信。因此，研究基于 SWIPT 的中继系统更加具有现实意义^[13-15]。文献[13]针对 SWIPT 双跳中继系统，提出了分别在源节点和中继节点引入人工噪声的协同干扰方案，通过对上述 2 个节点的功率分配因子联合优化以提高系统的安全性能。在此基础上，文献[14]研究了多个中继协同干扰的 SWIPT 系统安全传输问题。但文献[13-14]中的中继节点受能量和功率的限制，利用中继发送人工噪声必然会消耗中继收集的能量，同时引入的干扰信号也会影响有用信号的放大转发。因此，文献[15]研究一种全双工目的节点的双跳中继

系统，该系统在接收信号的同时对窃听节点发送人工干扰，来提高系统保密性。然而，文献[13-15]都未考虑剩余自干扰的影响。

本文考虑了一种联合能量收集中继与全双工目的节点的 SWIPT 中继系统。其中，中继节点在功率分流模式下工作。本文的设计目标是在节点传输功率和中继收集能量等共同约束下，通过对功率分配因子和传输功率等参数的联合优化来实现系统保密速率最大化。由于此优化问题在数学上是非凸的，本文采用分步优化方法分别求得子问题的闭式解，然后利用迭代算法得到原问题的次优解。最后，通过数值仿真分析人工噪声强度、剩余自干扰大小、节点传输功率及中继放大倍数等因素对系统安全性能的影响。实验结果验证了本文所提方法的有效性。

2 系统描述及问题建模

2.1 系统模型

联合能量收集中继节点与全双工目的节点的安全传输模型如图 1 所示。源节点 S 距离目的节点 D 较远，需通过中继节点 R 把信息放大转发给目的节点 D 。而窃听节点 E 距离中继节点 R 较近，只能窃听到经过中继节点 R 的消息。其中，中继节点 R 实施功率分流处理，功率分配因子为 ρ 。假设该模型传输周期为 T ，在前 $\frac{T}{2}$ 时间段内，源节点向中继节点 R 发送信号，中继节点 R 对源节点 S 发送的信号实施信息解码和能量收集。在剩下的 $\frac{T}{2}$ 时间段内，中继节点 R 将采集到的信息放大转发给目的节点。由于目的节点 D 以全双工模式工作，在接收信号的同时，发送人工噪声干扰窃听节点 E ，来提高系统保密性。图 1 中， h_{sr} 、 h_{rd} 、 h_{de} 、 h_{re} 、 f_d 分别为源节点 S —中继节点 R 、中继节点 R —目的节点 D 、目的节点 D —窃听节点 E 、中继节点 R —窃听节点 E 的信道向量、目的节点 D 的自干扰信道向量。

基于图 1 系统设定，在 $\frac{T}{2}$ 时间内，中继节点 R 接收到的信号表示为

$$y_r = h_{sr}x_t + n_r \quad (1)$$

其中， x_t 表示源节点发送信号，其发射功率为 $P_s = \mathbb{E}(|x_t|^2)$ ， $\mathbb{E}(\cdot)$ 为取数学期望； $n_r \sim CN(0, \sigma_r^2)$ 表示中继节点 R 引入噪声功率为 σ_r^2 的噪声信号。

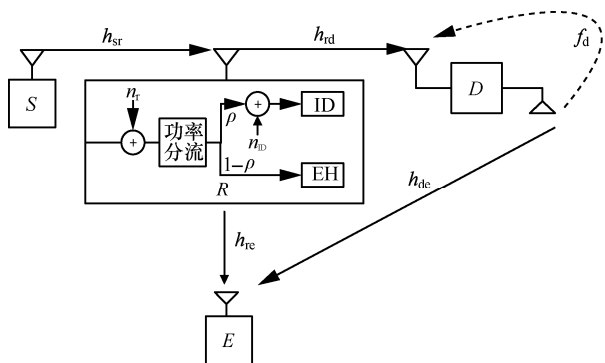


图 1 联合能量收集中继节点与全双工目的节点的安全传输模型

设定功率分配因子 $\rho \in (0,1)$ 为信息传输部分占中继接收信号的比率。因此，中继节点 R 用于信息解码的信号可表示为

$$y_r^{ID} = \sqrt{\rho}(h_{sr}x_t + n_r) + n_{ID} \quad (2)$$

其中， $n_{ID} \sim CN(0, \sigma_{ID}^2)$ 表示中继节点 R 在信息解码时引入的噪声。相应地，中继节点用于能量收集的信号可表示为

$$y_r^{EH} = \sqrt{1-\rho}(h_{sr}x_t + n_r) \quad (3)$$

则此传输周期 T 内收集的能量为

$$E_r^{EH} = \frac{T}{2}\eta(1-\rho)P_s|h_{sr}|^2 + \frac{T}{2}\eta(1-\rho)\sigma_r^2 \quad (4)$$

其中， $0 < \eta < 1$ 表示能量收集效率。

在剩余 $\frac{T}{2}$ 时间内，中继节点 R 将接收的信息放大转发给目的节点 D ，中继节点 R 的发射信号为

$$x_r = \sqrt{\beta}y_r^{ID} = \sqrt{\beta}\sqrt{\rho}(h_{sr}x_t + n_r) + \sqrt{\beta}n_{ID} \quad (5)$$

其中， β 表示放大系数且 $\beta > 0$ 。因此，中继节点 R 的传输功率为

$$P_r = E\{x_r^2\} = \beta\rho P_s|h_{sr}|^2 + \beta\rho\sigma_r^2 + \beta\sigma_{ID}^2 \quad (6)$$

由于目的节点 D 为全双工模式，接收的信号中不仅包含中继节点 R 发送的信号，还包括自干扰信号和引入的噪声信号。经过自干扰消除后，目的节点 D 接收的信号为

$$y_d = h_{rd}x_r + f_d n_{SI} + n_d = \sqrt{\beta\rho}h_{rd}h_{sr}x_t + \sqrt{\beta\rho}h_{rd}n_r + \sqrt{\beta}h_{rd}n_{ID} + f_d n_{SI} + n_d \quad (7)$$

其中， n_{SI} 为剩余自干扰信号，且满足 $n_{SI} \sim CN(0, \sigma_{SI}^2)$ [16-17]； $n_d \sim CN(0, \sigma_d^2)$ 为目的节点 D 引入的噪声。

由此得到目的节点 D 的接收信噪比和速率分

别为

$$R_{SIN,D} = \frac{\beta\rho P_s|h_{rd}h_{sr}|^2}{\beta\rho\sigma_r^2|h_{rd}|^2 + \beta\sigma_{ID}^2|h_{rd}|^2 + \sigma_{SI}^2|f_d|^2 + \sigma_d^2} \quad (8)$$

$$R_d = \frac{1}{2}\text{lb}(1 + R_{SIN,D}) \quad (9)$$

此外，窃听节点 E 接收的信号为

$$y_e = h_{re}x_r + h_{de}z_d + n_e = \sqrt{\beta\rho}h_{re}h_{sr}x_t + \sqrt{\beta\rho}h_{re}n_r + \sqrt{\beta}h_{re}n_{ID} + h_{de}z_d + n_e \quad (10)$$

其中， $z_d \sim CN(0, \sigma_{zd}^2)$ 和 $n_e \sim CN(0, \sigma_e^2)$ 分别表示人工噪声和引入的噪声。

同理，窃听节点 E 的接收信干噪比和速率可得到

$$R_{SIN,E} = \frac{\beta\rho P_s|h_{re}h_{sr}|^2}{\beta\rho\sigma_r^2|h_{re}|^2 + \beta\sigma_{ID}^2|h_{re}|^2 + \sigma_{zd}^2|h_{de}|^2 + \sigma_e^2} \quad (11)$$

$$R_e = \frac{1}{2}\text{lb}(1 + R_{SIN,E}) \quad (12)$$

2.2 问题建模

本文目标是在节点传输功率和中继收集能量共同约束的条件下，通过对功率分配因子、传输功率等参数的联合优化来实现 SWIPT 中继系统保密速率最大化。因此，上述研究问题的数学模型可写为

$$\begin{aligned} & \max_{P_s, \rho} R_d - R_e \\ & \text{约束条件为} \begin{cases} \frac{T}{2}P_r \leq E_r^{EH} \\ 0 < P_r \leq P_{\max,r} \\ 0 < P_s \leq P_{\max,s} \\ 0 < \rho < 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

其中， $P_{\max,s}$ 和 $P_{\max,r}$ 分别表示源节点和目的节点的最大传输功率。根据式(4)、式(6)、式(9)和式(12)，式(13)可以等效地表示为以下问题，如式(14)所示。

$$\begin{aligned} & \max_{P_s, \rho} \frac{1 + R_{SIN,D}}{1 + R_{SIN,E}} \\ & \text{约束条件为} \begin{cases} \frac{T}{2}\beta(\rho P_s|h_{sr}|^2 + \rho\sigma_r^2 + \sigma_{ID}^2) \leq \frac{T}{2}\eta(1-\rho)(P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2) \\ \beta\rho P_s|h_{sr}|^2 + \beta\rho\sigma_r^2 + \beta\sigma_{ID}^2 \leq P_{\max,r} \\ 0 < P_s \leq P_{\max,s} \\ 0 < \rho < 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (14)$$

3 传输功率与功率分配因子的联合优化

优化问题式(14)中, 目标函数和约束项存在优化变量的相互耦合情况, 这导致式(14)很难直接求解。因此本文采用分步优化方案^[4,5,18]来解决此非凸问题, 即通过对两子问题的最优解进行分步迭代来获得原问题的次优解。

3.1 优化源点传输功率

在固定功率分配因子 ρ 情况下式(14)可等效为以下问题, 如式(15)所示。

$$\begin{aligned} & \max_{P_s} \frac{1 + A_1 P_s}{1 + A_2 P_s} \\ & \text{约束条件为} \begin{cases} \frac{T}{2} \beta (\rho P_s |h_{sr}|^2 + \rho \sigma_r^2 + \sigma_{ID}^2) \leq \\ \frac{T}{2} \eta (1 - \rho) (P_s |h_{sr}|^2 + \sigma_r^2) \\ P_s \leq P_1 \\ 0 < P_s \leq P_{\max,s} \end{cases} \end{aligned} \quad (15)$$

其中,

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{\beta \rho |h_{rd} h_{sr}|^2}{\beta \rho \sigma_r^2 |h_{rd}|^2 + \beta \sigma_{ID}^2 |h_{rd}|^2 + \sigma_{SI}^2 |f_d|^2 + \sigma_d^2} \\ A_2 &= \frac{\beta \rho |h_{re} h_{sr}|^2}{\beta \rho \sigma_r^2 |h_{re}|^2 + \beta \sigma_{ID}^2 |h_{re}|^2 + \sigma_{z_d}^2 |h_{de}|^2 + \sigma_e^2} \\ P_1 &= \frac{P_{\max,r} - \beta \rho \sigma_r^2 - \beta \sigma_{ID}^2}{\beta \rho |h_{sr}|^2} \end{aligned}$$

定理 1 当 $\sigma_{z_d}^2 \gg \sigma_{SI}^2$ 时, 在能量受限约束下, 式(15)可获得最优解 P_s^* , 如式(16)所示。

$$P_s^* = \min \{P_1, P_{\max,s}\} \quad (16)$$

证明 令式(15)目标函数为 $f = \frac{1 + A_1 P_s}{1 + A_2 P_s}$, 则有

$$\frac{df}{dP_s} = \frac{A_1 - A_2}{(1 + A_2 P_s)^2}$$

信号经过自干扰消除后得到的(目前全双工的自干扰消除能力可以达到 100 dB), 故可得 $\sigma_{z_d}^2 \gg \sigma_{SI}^2$ 。

因此, 在随机信道和噪声相当情况下, 容易得到 $A_1 > A_2$, 即 $\frac{df}{dP_s} > 0$, 则 f 关于 P_s 单调递增。此时,

若要使目标函数 f 取值最大, 即在满足所有约束条件下, 传输功率 P_s 必定取其上界。由此, 根据式(15)中 P_s 的约束组合, 得到最优解如式(16)所示。

证毕。

3.2 优化功率分配因子

通过固定 P_s 来优化变量 ρ , 这里令 $\rho = \frac{1}{\alpha}$, 此时式(14)可等效为以下问题, 如式(17)所示。

$$\begin{aligned} & \max_{\alpha} \frac{1 + \frac{1}{k_1 + k_2 \alpha}}{1 + \frac{1}{k_3 + k_4 \alpha}} \\ & \text{约束条件为} \begin{cases} 1 < k_5 \leq \alpha < +\infty \\ k_6 \leq \alpha < +\infty \end{cases} \end{aligned} \quad (17)$$

其中,

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{\sigma_r^2 |h_{rd}|^2}{P_s |h_{rd} h_{sr}|^2} = \frac{\sigma_r^2}{P_s |h_{sr}|^2} \\ k_2 &= \frac{\beta \sigma_{ID}^2 |h_{rd}|^2 + \sigma_{z_d}^2 |f_d|^2 + \sigma_d^2}{\beta P_s |h_{rd} h_{sr}|^2} \\ k_3 &= \frac{\sigma_r^2 |h_{re}|^2}{P_s |h_{re} h_{sr}|^2} = \frac{\sigma_r^2}{P_s |h_{sr}|^2} \\ k_4 &= \frac{\beta \sigma_{ID}^2 |h_{re}|^2 + \sigma_{z_d}^2 |h_{de}|^2 + \sigma_e^2}{\beta P_s |h_{rd} h_{sr}|^2} \\ k_5 &= \frac{\beta P_s |h_{sr}|^2 + \eta P_s |h_{sr}|^2 + \beta \sigma_r^2 + \eta \sigma_r^2}{\eta P_s |h_{sr}|^2 + \eta \sigma_r^2 - \beta \sigma_{ID}^2} \\ k_6 &= \frac{\beta P_s |h_{sr}|^2 + \beta \sigma_r^2}{P_{\max,r} - \beta \sigma_{ID}^2} \end{aligned}$$

定理 2 式(17)在满足 $\sigma_{z_d}^2 \gg \sigma_{SI}^2$ 的条件下, 可获得最优解 ρ^* , 如式(18)所示。

$$\rho^* = \min \left\{ \frac{1}{k_5}, \frac{1}{k_6} \right\} \quad (18)$$

证明 因为 $k_2 > 0$, $k_4 > 0$, 所以 $k_2 k_4 > 0$ 。由此, 式(17)通过恒等变形可重新表示为

$$\max_{\alpha} \frac{(k_4 - k_2) \alpha + k_3 - k_1}{\alpha^2 + \frac{k_1 k_4 + k_2 k_3 + k_2}{k_2 k_4} \alpha + \frac{k_1 k_3 + k_1}{k_2 k_4}} \quad (19)$$

$$\text{约束条件为} \begin{cases} 1 \leq k_5 \leq \alpha < +\infty \\ k_6 \leq \alpha < +\infty \end{cases}$$

令式(19)的目标函数为

$$g = \frac{(k_4 - k_2) \alpha + k_3 - k_1}{\alpha^2 + \frac{k_1 k_4 + k_2 k_3 + k_2}{k_2 k_4} \alpha + \frac{k_1 k_3 + k_1}{k_2 k_4}}, \text{ 由定理 1}$$

可得 $\sigma_{z_d}^2 \gg \sigma_{S1}^2$ ，同理，在随机信道和噪声等效情况下，容易得 $k_4 > k_2 > 0$ 。又由于 $k_1 = k_3$ 且 $0 < k_5 \leq \alpha$ ，所以 $\frac{dg}{d\alpha} = \frac{-(k_4 - k_2)\alpha^2}{\left(\alpha^2 + \frac{k_1 k_4 + k_2 k_3 + k_2}{k_2 k_4} \alpha + \frac{k_1 k_3 + k_1}{k_2 k_4}\right)^2} < 0$ ，则 g

关于 α 单调递减。此时，若要使目标函数 g 取值最大，在满足所有约束条件下， α 必定取其下界。因此，最优解 $\alpha^* = \max\{k_5, k_6\}$ ，即 $\rho^* = \min\{\frac{1}{k_5}, \frac{1}{k_6}\}$ 。

证毕。

3.3 迭代优化算法

通过分别优化系统的传输功率 P_s 和功率分配因子 ρ 后，使用迭代算法获得问题的次优解，算法步骤如下。

步骤 1 设迭代次数初值 $l = 0$ ，迭代次数最大值为 $l_{\max} = 10000$ 次，收敛容限 $\varepsilon = 10^{-5}$ ，速率值 $R_0^l = 0$ ，速率差值 $R_f^l = 10$ 。

步骤 2 初始化 $P_s^l = P_{\max,s}$ ， $\rho^l = 0.5$ 。

步骤 3 当 $R_f^l < \varepsilon$ 和 $l > l_{\max}$ 时执行步骤 10；否则，执行步骤 4。

步骤 4 根据得到的 ρ^l ，代入式(16)，求出 P_s^{l+1} 。

步骤 5 根据得到的 P_s^{l+1} ，代入式(18)，求出 ρ^{l+1} 。

步骤 6 根据 P_s^{l+1} 和 ρ^{l+1} ，计算 $R_{\text{diff}}^{l+1} = |R_d^{l+1} - R_e^{l+1}|$ 。

步骤 7 $R_f^{l+1} = |R_0^{l+1} - R_{\text{diff}}^{l+1}|$ 。

步骤 8 $R_0^{l+1} = R_f^{l+1}$ 。

步骤 9 $l = l + 1$ ；返回步骤 3。

步骤 10 迭代结束， $P_s^* = P_s^l$ 和 $\rho^* = \rho^l$ 。

3.4 算法收敛性分析

在任意 l^{th} 次迭代中，对于式(14)，由于其 2 个子问题可分别通过 3.3 小节的步骤 4 和步骤 5 来最优求解，因此，式(14)的目标函数一定为单调非减的。这是因为如果本次迭代导致目标值最大保密速率 R_{diff}^l 减少，可以保持 ρ^{l-1} 或 P_s^{l-1} 不变。此外，由于式(14)的约束条件是有界的，所以目标值最大保密速率 R_{diff}^l 也是有界的。根据单调性和有界性^[4]，可以得出本文所提迭代算法一定是收敛的。

4 仿真验证

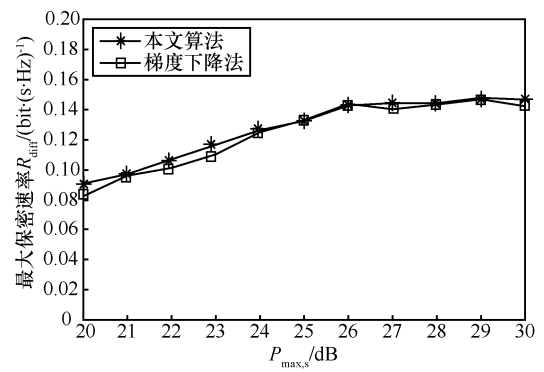
4.1 仿真参数设置

所有信道向量设置为独立同分布的瑞利衰落

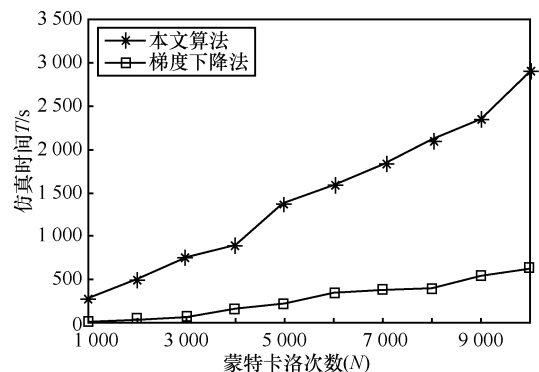
信道。除人工噪声外，所有节点的噪声功率设为相同，即 $\sigma_r^2 = \sigma_{\text{ID}}^2 = \sigma_d^2 = \sigma_e^2 = 100 \text{ mW}$ 。如果没有特殊说明， $\sigma_{S1}^2 = 100 \text{ mW}$ ， $\sigma_{z_d}^2 = 1000 \text{ mW}$ ， $\beta = 0.2$ ， $T = 1 \text{ s}$ ， $\eta = 0.8$ 。所有仿真结果均为 10 000 次蒙特卡洛仿真的平均值。

4.2 仿真结果

首先给出所提联合优化算法与传统的梯度下降算法的性能比较，其中，中继节点的最大传输功率 $P_{\max,r} = 30 \text{ dB}$ ，如图 2 所示。从图 2 (a)中可以看出，随着源点最大发射功率 $P_{\max,s}$ 的增加，2 种算法系统的最大保密速率都是先增加后趋于饱和，这主要是因为受到 $P_{\max,r}$ 的约束。与梯度下降算法相比，本文所提联合优化算法性能略好，但梯度下降算法因为受学习速率的影响，在极值点附近容易产生振荡。更为重要的是，与本文所提算法可得到子问题的闭合解相比，梯度下降法在不断更新模型参数的过程中需要更多的迭代次数，从而导致其具有更高的时间复杂度，2 种算法的时间消耗对比如图 2 (b)所示。从仿真结果可以看出，本文所提联合优化算法在性能略好的前提下可降低时间复杂度 80%以上。



(a) 算法性能比较



(b) 算法时间消耗比较

图 2 不同算法性能比较

其次，图 3 就本文所提联合优化算法与固定功率分配因子算法的性能对比进行仿真，其中，中继节点最大传输功率 $P_{\max,r} = 25 \text{ dB}$ 。从图中可得出：当 ρ 较小时，随着源点最大传输功率 $P_{\max,s}$ 的不断变大，最大保密速率也不断增加。当 ρ 较大时，由于受到 $P_{\max,r}$ 的约束，随着 $P_{\max,s}$ 的不断变大，最大保密速率先增加后趋于饱和。除此之外，当 $P_{\max,s}$ 取较小值时，随着 ρ 的增加，信息传输所占比例变大，最大保密速率也随之增加。但随着 $P_{\max,s}$ 取值不断增大，固定功率分配因子算法性能明显劣于本文联合优化算法性能，平均降低 20% 左右。这主要是因为受到 $P_{\max,r}$ 约束时，联合优化算法能充分利用 ρ 和 P_s 的自由度来实现全局最优优化处理。

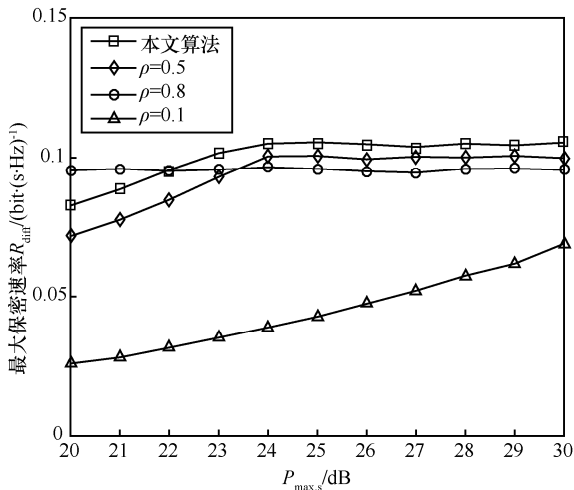


图 3 不同功率分配因子下的算法性能比较

图 4 给出了功率分配因子对系统保密性能的影响，其中，源节点最大传输功率 $P_{\max,s} = 25 \text{ dB}$ 。从图中可得，在不同中继最大传输功率限制下，随着 ρ 的增加，系统最大保密速率呈先增加后减小的趋势。这是因为随着 ρ 的增加，系统的最大保密速率会增加。但当 ρ 增加到一定值时，会受到 $P_{\max,r}$ 的约束，根据式(6)，源点传输功率则会减小，导致系统最大保密速率随之降低。此外，根据仿真结果可得，系统最大保密速率随着中继最大传输功率的增大而增大，但其极值点依次向后移动。主要原因是随着 $P_{\max,r}$ 增加， ρ 也会相应地增大。另外， $P_{\max,r} = 25 \text{ dB}$ 对应的最大保密速率极大值是 $P_{\max,r} = 15 \text{ dB}$ 对应极大值的 2~3 倍。

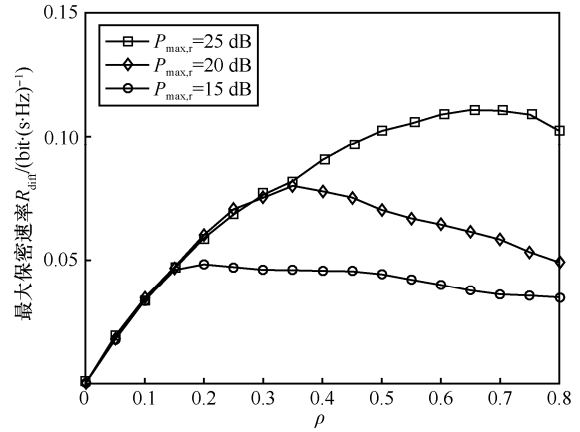


图 4 功率分配因子对算法性能的影响

图 5 考虑不同剩余自干扰对系统最大保密速率的影响，其中，中继最大传输功率 $P_{\max,r} = 30 \text{ dB}$ 。由仿真曲线图可知，随着剩余自干扰 σ_{SI}^2 从 0 mW 上升到 200 mW，系统最大保密速率只有原来的 $\frac{1}{2}$ 左右。原因是式(8)分母项包含剩余自干扰，如果 σ_{SI}^2 增加，系统最大保密速率就会随之减小。除此之外，由于受到 $P_{\max,r}$ 的约束，系统的最大保密速率先增加后饱和。因此，自干扰消除对提高系统最大保密速率极为重要。

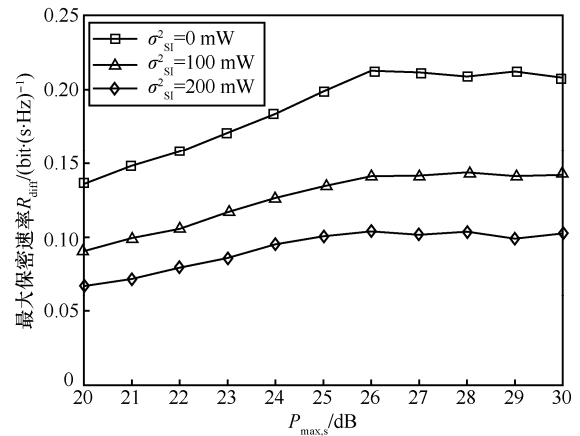


图 5 剩余自干扰对算法性能的影响

图 6 分析了不同人工噪声对系统最大保密速率的影响，其中，中继节点 R 最大传输功率 $P_{\max,r} = 25 \text{ dB}$ 。根据仿真结果可知，随着人工噪声 $\sigma_{z_d}^2$ 从 200 mW 增加到 2 000 mW，系统最大保密速率增加近 4 倍，但最终会趋向一个饱和值。这是因为式(11)的分母项包含人工噪声，随着 $\sigma_{z_d}^2$ 的增加，窃听节点 E 接收速率逐渐减少，系统最

大保密速率随之增加。然而，当 $\sigma_{z_d}^2$ 过大时，因为目的节点 D 接收速率不变，窃听节点 E 接收速率趋于 0，所以系统最大保密速率趋向于饱和值。除此之外，从图中还可以发现，由于受到 $P_{\max,r}$ 的约束， $P_{\max,s} = 30$ dB 和 $P_{\max,s} = 25$ dB 的系统最大保密速率曲线近似重合。因此，在受到 $P_{\max,r}$ 的约束条件下，一味地增加 $P_{\max,s}$ 不一定能带来系统最大保密速率的增加。

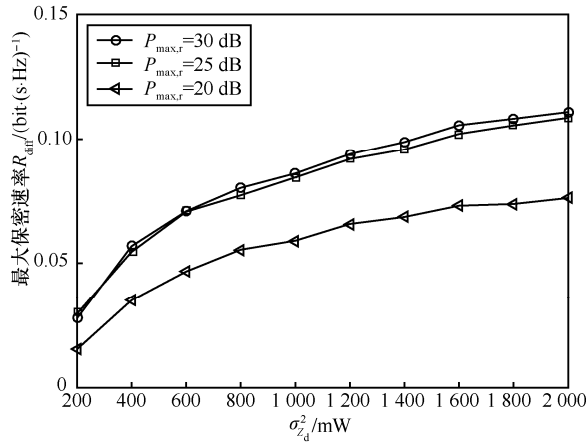


图 6 人工噪声对算法性能的影响

图 6 考虑的是在剩余自干扰固定情况下 ($\sigma_{s1}^2 = 100$ mW) 的人工噪声对系统保密特性的影响。但是在实际中，随着人工噪声的不断变大，剩余自干扰也会适当增加。因此，图 7 研究人工噪声和剩余自干扰成比例变化对系统安全传输性能的影响。这里， $\sigma_{z_d}^2 : \sigma_{s1}^2 = 10:1$ ，中继节点 R 最大传输功率 $P_{\max,r} = 30$ dB。由图 7 可知，由于受到 $P_{\max,r}$ 约束，随着源点传输功率增加，不同人工噪声下的最大保密速率也是先增加后饱和。然而，人工噪声太大或者太小都不利于提升系统安全性能。这是因为人工噪声变大，剩余自干扰也会随之变大，从而导致窃听节点 E 的信干噪比和目的节点 D 的信干噪比都变小。而人工噪声变小，剩余自干扰又会随之变小，则导致窃听节点 E 的信干噪比和目的节点 D 的信干噪比同时变大。根据图 7， $\sigma_{z_d}^2 = 1000$ mW 对应最大保密速率分别是 $\sigma_{z_d}^2 = 10000$ mW 和 $\sigma_{z_d}^2 = 100$ mW 对应的最大保密速率的 1.2 倍和 3 倍左右。因此，在人工噪声和剩余自干扰成比例变化的情况下，选择合适人工噪声有利于提高系统最大保密速率。

图 8 是不同源节点最大传输功率对系统安全传输性能影响的仿真曲线。从图 8 中可以看出，当 $P_{\max,s}$ 较小时，随着 $P_{\max,r}$ 的增加，最大保密速率基本保持不变。根据式(16)可知，如果 $P_{\max,s}$ 较小，由于不会受到 $P_{\max,r}$ 的约束，系统最大保密速率仅与 $P_{\max,s}$ 有关。当 $P_{\max,s}$ 较大时，由于受到 $P_{\max,r}$ 约束，其系统最大保密速率随着 $P_{\max,r}$ 的增大先增加后饱和。此外，从图中还可以看出， $P_{\max,s} = 30$ dB 对应最大保密速率饱和值要比 $P_{\max,s} = 20$ dB 对应的饱和值高出 2 倍左右。因此，优化算法需要根据 $P_{\max,r}$ 的大小仔细选择 $P_{\max,s}$ 。

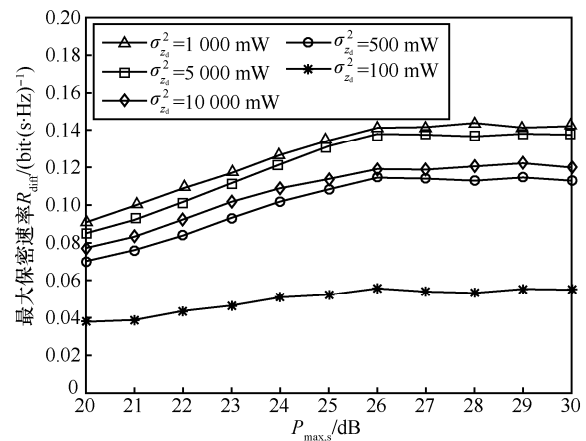


图 7 人工噪声与剩余自干扰成比例变化对算法性能的影响

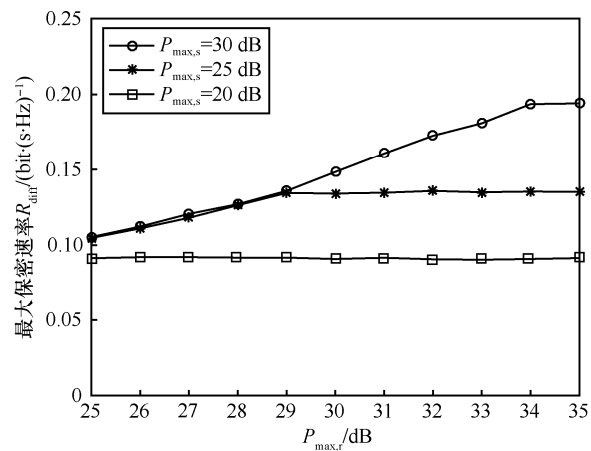


图 8 源节点最大传输功率对算法性能的影响

图 9 是不同放大倍数对系统安全性能的影响曲线图，其中功率分配因子 $\rho = 0.5$ ，源节点最大传输功率 $P_{\max,s} = 25$ dB。从图中得出，在 3 种不同中继节点传输功率约束下，系统最大保密速率都呈先增加后减小趋势。这是因为随着 β 的不断增大，

系统的最大保密速率不断增大，但当 β 增加到一定值时，会受到 $P_{\max,r}$ 的约束，根据式(6)，源点传输功率会随之减小，从而导致系统最大保密速率降低。此外，从仿真结果可以看出，随着中继节点最大传输功率增加，最大保密速率随之增大，但是其极值点依次向后移动。这是因为随着 $P_{\max,r}$ 的增加， β 值也会相应地增加。从仿真结果可以看出， $P_{\max,r} = 25$ dB 对应的最大保密速率极大值是 $P_{\max,r} = 15$ dB 对应的极大值的 2~3 倍。

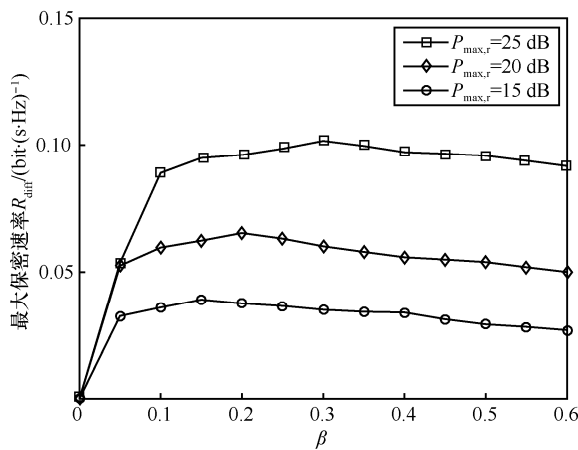


图 9 放大倍数对算法性能的影响

5 结束语

本文研究了联合能量收集中继节点与全双工目的节点的物理层安全传输问题，通过联合优化设计源节点传输功率和功率分配因子，达到系统保密速率最大化的目标。因为该非凸优化问题难以直接求解，所以本文采用分步优化方法分别求得两子问题的闭式解，然后利用收敛迭代算法得到原问题的次优解。数值仿真结果表明，与传统的梯度下降算法相比，本文所提算法在性能略好的前提下可降低时间复杂度 80% 以上。最后，研究了不同因素对系统安全通信性能的影响，能为人工噪声、功率分配因子及中继放大倍数等的有效选取提供了依据。

参考文献：

[1] 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.

[2] KRIKIDIS I, TIMOTHEOU S, NIKOLAOU S, et al. Simultaneous wireless information and power transfer in modern communication systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(11): 104-110.

[3] LU X, WANG P, NIYATO D, et al. Wireless networks with RF energy

harvesting: a contemporary survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 17(2): 757-789.

- [4] WANG W, WANG R, MEHRPOUYAN H, et al. Beamforming for simultaneous wireless information and power transfer in two-way relay channels[J]. IEEE Access, 2017(5): 9235-9250.
- [5] 王伟, 安立源, 章国安, 等. 能量受限全双工双向中继系统的波束成形设计[J]. 通信学报, 2018, 39(02): 43-52.
- WANG W, AN L Y, ZHANG G A, et al. Beamforming design for energy-constrained full-duplex two-way relay system[J]. Journal on Communications, 2018, 39(02): 43-52.
- [6] 束锋, 吴肖敏, 尤肖虎. 基于方向调制的物理层安全无线传输原理、关键技术与未来应用[J]. 中国科学:信息科学, 2017, 47(09): 1209-1225.
- SHU F, WU X M, YOU X H, et al. Directional modulation-based secure wireless transmission: basic principles, key techniques, and applications[J]. Sci Sin Inform, 2017, 47(09): 1209-1225.
- [7] LIU Y, CHEN H H, WANG L. Physical layer security for next generation wireless networks: theories, technologies, and challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(1): 347-376.
- [8] MOU W, CAI Y, YANG W, et al. Exploiting full Duplex techniques for secure communication in SWIPT system[C]// International IEEE Conference on Wireless Communications & Signal Processing. 2015: 1-6.
- [9] TANG X X, YANG W, CAI Y, et al. Security of full-duplex jamming SWIPT system with multiple non-colluding eavesdroppers[C]// IEEE International Conference on Electronics Information and Emergency Communication. 2017: 66-69.
- [10] LIU M, LIU Y. Power allocation for secure SWIPT systems with wireless-powered cooperative jamming[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(06): 1353-1356.
- [11] DENG Z Y, GAO Y, CAI C C, et al. Optimal transceiver design for SWIPT system with full-duplex receiver and energy-harvesting eavesdropper[J]. Physical Communication, 2018, 26(1): 1-8.
- [12] ZHU Z, CHU Z, WANG N, et al. Beamforming and power splitting designs for an-aided secure multi-user MIMO SWIPT systems[J]. IEEE Transactions on Information Forensics & Security, 2017, 12(12): 2861-2874.
- [13] FANG D, YANG N, ELKASHLAN M, et al. Cooperative jamming protocols in two hop amplify-and-forward wiretap channels[C]// IEEE International Conference on Communications. 2013: 2188-2192.
- [14] WANG H M, LIU F, YANG M. Joint cooperative beamforming, jamming, and power allocation to secure AF relay systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(10): 4893-4898.
- [15] 雷维嘉, 杨小燕, 林秀珍. 基于天线分组的携能中继的保密传输方案[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(8): 1849-1856.
- LEI W J, YANG X Y, LIN X Z. Secure transmission scheme based on SWIPT relay with antenna grouping[J]. Systems Engineering and Electronics, 2017, 39(8): 1849-1856.
- [16] WANG Y, SUN R, WANG X. Transceiver design to maximize the weighted sum secrecy rate in full-duplex SWIPT systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2016, 23(6): 883-887.
- [17] LI C, WANG Y, CHEN Z Y, et al. Performance analysis of the

full-duplex enabled decode-and-forward two-way relay system[C]// IEEE International Conference on Communications Workshops. 2016: 559-564.

[18] ZHOU F, LI Z, CHENG J, et al. Robust an-aided beamforming and power splitting design for secure MISO cognitive radio with SWIPT[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(4): 2450-2464.



殷柳国(1977-),男,广西贵港人,博士,清华大学教授、博士生导师,主要研究方向为空地协同通信、通信信道编码和海域宽带通信。

[作者简介]



王伟(1983-),男,江苏泗洪人,博士,南通大学副教授、硕士生导师,主要研究方向为无线携能通信、物理层安全通信和海域宽带通信。



章国安(1965-),男,江苏南通人,博士,南通大学教授、博士生导师,主要研究方向为通信信号处理、认知车载无线通信网络。



李鑫睿(1996-),男,江苏东海人,南通大学硕士生,主要研究方向为无线携能通信、物理层安全通信。



张士兵(1962-),男,江苏南通人,博士,南通大学教授、博士生导师,主要研究方向为通信信号处理、认知无线电技术与宽带数字通信。