

能量收集系统中基于能量协同和 协同干扰的保密传输方案

雷维嘉, 江 雪, 左莉杰, 谢显中

(重庆邮电大学移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘 要: 研究节点具备能量收集能力的中继窃听信道保密速率的优化问题, 提出一种基于人工噪声协同干扰和节点间能量协同的物理层安全传输策略. 各节点采用储能-发送模式工作, 即先收集能量, 再用于数据传输. 中继节点采用放大转发方式, 目的节点发送人工噪声进行协同干扰. 由于中继节点所需功耗较高, 目的节点将用于发送干扰之外的剩余能量转移给中继节点. 给出以最大化保密速率为目标函数, 优化能量吸收时间比例系数和干扰功率分配因子的两步优化算法. 仿真结果表明人工噪声和能量协同的引入能有效提高系统的保密传输速率.

关键词: 保密速率; 能量收集; 能量协同; 协同干扰; 物理层安全

中图分类号: TN918.91 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)01-0067-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.01.010

A Secure Transmission Scheme for Wireless Energy Harvesting Systems via Energy Cooperation and Cooperative Jamming

LEI Wei-jia, JIANG Xue, ZUO Li-jie, XIE Xian-zhong

(Chongqing Key Lab of Mobile Communications Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: The optimization of secrecy rate is studied in the wireless relay-eavesdropper channel in which the nodes harvest energy. An enhanced physical layer security communication scheme is proposed based on artificial noise-aided cooperative jamming and energy cooperation. All nodes follow the save-then-transmit protocol. The nodes harvest energy first, which is then used to transmit the data. The relay is operated as an amplify-and-forward relay, and the destination sends intended jamming noise to protect information. Since the relay requires more energy, surplus energy is transferred from the destination to the relay to increase the available power of the relay. A two-step optimization algorithm to maximize the secrecy rate is derived through the optimization of the energy-saving time ratio and the jamming power allocation scaling factor. The simulation results prove that the proposed energy cooperation scheme can effectively improve secrecy rate.

Key words: secrecy rate; energy harvesting; energy cooperation; cooperative jamming; physical layer security

1 引言

无线通信系统中信号传输的开放性使得信息安全问题十分突出. 随着计算机技术的发展, 仅依靠计算复杂度来保证信息安全的高层加密方法面临巨大的挑战. 近年来学术界开始研究如何在物理层上提高信息传输的安全性. Wyner 首先提出了窃听信道模型^[1], 指出合法用户信道要优于窃听信道, 才能获得可用的安全容量. 利用多天线、协同中继、协同干扰等技术可突破

信道条件的制约, 提高系统保密速率. 协同中继技术通过用户协同可提高传输性能, 增加通信距离. 协同干扰 (Cooperative Jamming, CJ) 技术^[2]是由合法接收者或者友好辅助者发送特定的人工噪声 (Artificial Noise, AN), 使窃听信道的噪声水平高于主信道. 将协同中继和协同干扰技术相结合可有效提高安全性能^[3-5]. 文献[3]针对两跳放大转发 (Amplify and Forward, AF) 中继窃听信道提出两种协同干扰策略, 分别由源和中继引入干扰信号, 并以最大化保密速率为目标优化消息信号和

收稿日期: 2015-04-23; 修回日期: 2016-02-26; 责任编辑: 梅志强

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61471076, No. 61271259, No. 61301123); 重庆市基础与前沿研究计划 (No. cstc2015jcyjA40047); 长江学者和创新团队发展计划 (No. IRT1299); 重庆市科委重点实验室专项经费

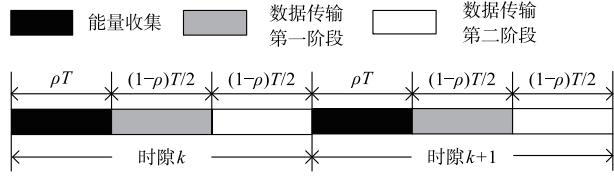


图2 储能-发送模式下中继传输模型

率和可转移的能量. 因此需要一个最优的 ρ 均衡数据发送速率和发送时间, 以获得最大的信息传输速率.

各节点在第一个过程 ρT 时长内收集的能量为

$$E_i = v_i \rho T, i \in \{s, r, d\} \quad (1)$$

其中, v_s, v_r, v_d 分别代表源、中继和目的节点的能量吸收速率, 即单位时间内吸收的能量, 单位为 J/s. 在第二个过程 $(1-\rho)T$ 时长内各节点可持续发送信号的最大功率为

$$P_i = \frac{v_i \rho}{1-\rho}, i \in \{s, r, d\} \quad (2)$$

在数据传输过程中, 设 x 为源节点发送的消息信号, z 为目的节点发送的干扰, 均满足功率约束 $E[|x|^2] = E[|z|^2] = 1$, 这里“E”表示期望运算; 源节点和中继节点发送信号的功率分别为 P_s, P_r , 目的节点发送干扰信号的功率为 P_d ; 信道系数 h_{sr}, h_{rd} 和 h_{re} 为独立同分布的随机变量, 满足零均值的复高斯分布, 且具有互易性; n_r, n_d, n_e 分别是中继节点在第一阶段、目的节点和窃听节点在第二阶段接收到的噪声, 均是均值为零、方差为 σ^2 的复高斯噪声; g 是中继增益, 满足功率约束条件 $E[|gy_r|^2] = P_r$.

在第一阶段, 中继节点接收到的信号为

$$y_r = \sqrt{P_s} h_{sr} x + \sqrt{P_d} h_{rd} z + n_r \quad (3)$$

在第二阶段, 中继节点采用 AF 方式转发信号, 目的节点接收到的信号为

$$y_d = h_{rd} g y_r + n_d = h_{rd} g \sqrt{P_s} h_{sr} x + h_{rd} g \sqrt{P_d} h_{rd} z + h_{rd} g n_r + n_d \quad (4)$$

其中, 人工噪声部分可用干扰抵消技术消除, 故又可写为

$$y_d = h_{rd} g \sqrt{P_s} h_{sr} x + h_{rd} g n_r + n_d \quad (5)$$

窃听节点接收到的信号为

$$y_e = h_{re} g \sqrt{P_s} h_{sr} x + h_{re} g \sqrt{P_d} h_{rd} z + h_{re} g n_r + n_e \quad (6)$$

目的节点发送的干扰信号功率 P_d 越大, 干扰对窃听者造成的破坏就越大, 但在满足一定功率约束的条件下, 中继转发的信号中消息信号部分功率比重就越小, 目的节点的接收信噪比就越低. 因此 P_d 不一定是越大越好, 也需要进行优化. 考虑干扰功率可变, 其上限为 P_d , 实际的干扰功率为 αP_d , α 为干扰功率分配因子, $0 \leq \alpha \leq 1$, 相应式(3)、(4)、(6)中的 P_d 都改为 αP_d . 另一方面, 由于中继转发的信号中包含消息信号和干扰, 为

保证其中消息信号的功率足够, 中继的发送功率较大. 为此引入能量协同, 目的节点将用于发送干扰之外的剩余能量转移给中继节点, 增加中继节点的可用能量, 提高其发送功率. 假设 η 为能量转移效率, 中继节点在获得目的节点转移的能量后, 最大发射功率可增加 $\eta(1-\alpha)P_d$, 此时满足功率约束的中继转发增益 g 为

$$g = \sqrt{\frac{P_r + \eta(1-\alpha)P_d}{|h_{sr}|^2 P_s + \alpha |h_{rd}|^2 P_d + \sigma^2}} \quad (7)$$

而目的节点和窃听节点的接收信噪比分别为

$$\gamma_d = \frac{\gamma_{rd} \gamma_{sr} + \eta(1-\alpha) \gamma_{dr} \gamma_{sr}}{(\eta(1-\alpha) + \alpha) \gamma_{dr} + \gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1} \quad (8)$$

$\gamma_e =$

$$\frac{\gamma_{re} \gamma_{sr} + \eta(1-\alpha) \gamma_{er} \gamma_{sr}}{\alpha \gamma_{dr} (\gamma_{re} + \eta(1-\alpha) \gamma_{er} + 1) + \eta(1-\alpha) \gamma_{er} + \gamma_{re} + \gamma_{sr} + 1} \quad (9)$$

其中 $\gamma_{sr} = \frac{|h_{sr}|^2 v_s \rho}{(1-\rho) \sigma^2}$, $\gamma_{rd} = \frac{|h_{rd}|^2 v_r \rho}{(1-\rho) \sigma^2}$, $\gamma_{dr} = \frac{|h_{rd}|^2 v_d \rho}{(1-\rho) \sigma^2}$,

$\gamma_{re} = \frac{|h_{re}|^2 v_r \rho}{(1-\rho) \sigma^2}$, $\gamma_{er} = \frac{|h_{re}|^2 v_d \rho}{(1-\rho) \sigma^2}$. 可实现保密速率为

$$R_s(\rho, \alpha) = [C_d - C_e]^+ = \frac{(1-\rho)}{2} \cdot [\log_2(1 + \gamma_d) - \log_2(1 + \gamma_e)]^+ \quad (10)$$

这里 $[\cdot]^+ = \max(0, \cdot)$, 表示若 $C_d < C_e$ 时, 保密速率为 0. R_s 单位为 bit/s/Hz. 式(10)中的因子“ $(1-\rho)$ ”表示只在一个时隙内的第二个过程才传输数据, “ $1/2$ ”表示由于是两跳传输, s 或 r 发送时只使用一半的信道.

将式(8)和(9)带入(10)中, 可得

$$R_s(\rho, \alpha) = \frac{(1-\rho)}{2} \cdot \left[\log_2 \left(\frac{1 + \frac{\gamma_{rd} \gamma_{sr} + \eta(1-\alpha) \gamma_{dr} \gamma_{sr}}{(\eta(1-\alpha) + \alpha) \gamma_{dr} + \gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1}}{1 + \frac{\gamma_{re} \gamma_{sr} + \eta(1-\alpha) \gamma_{er} \gamma_{sr}}{\alpha \gamma_{dr} (\gamma_{re} + \eta(1-\alpha) \gamma_{er} + 1) + \eta(1-\alpha) \gamma_{er} + \gamma_{re} + \gamma_{sr} + 1}} \right) \right]^+ \quad (11)$$

3 能量吸收时间比例和干扰功率分配因子的优化

由式(11)可知, 保密速率与 ρ, α 有关, 但不是它们的单调函数, 可通过优化它们的取值获得最大保密速率. 由于无法同时获得使保密最大化的最优 ρ, α 值, 因此采用分步优化的方法来求解, 先通过优化 s-r 间的速率得到能量吸收时间比例 ρ , 再根据式(11)求出优化的干扰功率分配因子 α :

$$\max_{\rho} R_{sr}(\rho) \quad (12)$$

$$\text{s. t. } \gamma_d > \gamma_e, 0 < \rho < 1$$

$$\begin{aligned} \max_{\alpha} R_s(\alpha) \\ \text{s. t. } \gamma_d > \gamma_e, 0 \leq \alpha \leq 1 \end{aligned} \quad (13)$$

其中, R_{sr} 为源节点到中继节点的传输速率.

3.1 最优能量吸收时间比例

因 $\frac{dR_s(\rho)}{d\rho} = 0$ 是 ρ 的高次方程, 很难获得 ρ 的解析解, 故采用一种次优的方法. 由于目的节点的能量需求最小, 中继节点可获得目的节点转移的能量, 因此能量约束对源节点发送速率的影响最大. 为简化分析, 只由 s-r 间的传输速率最大化来确定能量吸收时间比例 ρ , 即式(12); 然后再优化目的节点的干扰功率分配因子 α , 即式(13). 源节点到中继节点的传输速率为

$$\begin{aligned} R_{sr}(\rho) &= \frac{(1-\rho)}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_s |h_{sr}|^2}{\sigma^2} \right) \\ &= \frac{(1-\rho)}{2} \log_2 \left(1 + \frac{v_s \rho |h_{sr}|^2}{(1-\rho)\sigma^2} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

$R_{sr}(\rho)$ 的一阶导数为

$$\begin{aligned} \frac{dR_{sr}(\rho)}{d\rho} &= -\frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{v_s \rho |h_{sr}|^2}{(1-\rho)\sigma^2} \right) \\ &\quad + \frac{1}{2 \ln 2} \cdot \frac{v_s |h_{sr}|^2}{(v_s |h_{sr}|^2 - \sigma^2)\rho + \sigma^2} \end{aligned} \quad (15)$$

$R_{sr}(\rho)$ 的二阶导数为

$$\frac{d^2 R_{sr}(\rho)}{d\rho^2} = \frac{1}{2 \ln 2} \cdot \frac{-v_s^2 |h_{sr}|^4}{(1-\rho)((v_s |h_{sr}|^2 - \sigma^2)\rho + \sigma^2)^2} \quad (16)$$

易知在 $0 < \rho < 1$ 时, $\frac{d^2 R_{sr}(\rho)}{d\rho^2} < 0$ 成立, 因此 $f(\rho)$ 是上凸

函数. 令 $\frac{dR_{sr}(\rho)}{d\rho} = 0$ 并推导得到

$$\begin{aligned} \ln \left(\frac{(v_s |h_{sr}|^2 - \sigma^2)(1-\rho)}{(v_s |h_{sr}|^2 - \sigma^2)\rho + \sigma^2} \right) \\ = - \left(\frac{(v_s |h_{sr}|^2 - \sigma^2)(1-\rho)}{(v_s |h_{sr}|^2 - \sigma^2)\rho + \sigma^2} \right) + \ln \left(\frac{v_s |h_{sr}|^2 - \sigma^2}{\sigma^2} \right) - 1 \end{aligned} \quad (17)$$

由此推出最优能量吸收时间比例 ρ^* 为

$$\rho^* = \frac{\frac{v_s |h_{sr}|^2 - \sigma^2}{\sigma^2} - W \left(\frac{v_s |h_{sr}|^2 - \sigma^2}{e \sigma^2} \right)}{\left(\frac{v_s |h_{sr}|^2 - \sigma^2}{\sigma^2} \right) \left(W \left(\frac{v_s |h_{sr}|^2 - \sigma^2}{e \sigma^2} \right) + 1 \right)} \quad (18)$$

式中, $W(\cdot)$ 为 Lambert W 函数.

3.2 最优干扰功率分配因子

在得到 ρ 的优化值后, 再进行 α 的优化. 要获得正的保密速率, 即 $R_s(\rho, \alpha) \geq 0$, 要求 $\gamma_d \geq \gamma_e$. 若求解得到的最优值 α^* 不满足上述条件, 即 $\gamma_d < \gamma_e$, 则 R_s 为负, 说明协同干扰不能改善保密速率, 因此没有必要分配干

扰功率, 直接令 $\alpha^* = 0$. 若求得的 α^* 使得 $\gamma_d \geq \gamma_e$, 即

$$g(\alpha^*) = \gamma_d - \gamma_e \geq 0 \quad (19)$$

则 R_s 为正, 表示在 $[0, 1]$ 间存在使保密速率最大的 α 的解.

$g(\alpha)$ 的二阶导数为

$$\begin{aligned} \frac{d^2 g(\alpha)}{d\alpha^2} &= 2\eta [\gamma_{er} \gamma_{sr} \gamma_{dr} (1 - 2\gamma_{rd} + \alpha \gamma_{rd} - \eta) \\ &\quad + \gamma_{dr}^2 \gamma_{sr} (\eta - 1) + 2\gamma_{dr}^2 \gamma_{sr} \gamma_{er} \eta (\alpha - 1)] \end{aligned} \quad (20)$$

在 $0 < \eta < 1, 0 \leq \alpha \leq 1$ 时, γ_{rd} 足够大就有 $\frac{d^2 g(\alpha)}{d\alpha^2} < 0$ 成立, $g(\alpha)$ 是上凸函数, 存在最优的 α^* .

式(11)关于 α 的一阶导数 $\frac{dR_s(\alpha)}{d\alpha}$ 的分子为

$$\begin{aligned} &((a_1 - a_2)(-a_4 \alpha^2 + a_5 \alpha + D) - (a_5 - 2a_4 \alpha) \\ &\quad \cdot (A + B - \alpha(a_1 - a_2)))(B + a_2 \alpha) \\ &\quad \cdot (-a_4 \alpha^2 + (a_5 - a_3)\alpha + C + D) \\ &\quad + (a_2(-a_4 \alpha^2 + (a_5 - a_3)\alpha + C + D) \\ &\quad - (B + a_2 \alpha)(a_3 - a_5 + 2a_4 \alpha)) \\ &\quad \cdot (A + B - \alpha(a_1 - a_2))(-a_4 \alpha^2 + a_5 \alpha + D) \end{aligned} \quad (21)$$

其中:

$$\begin{aligned} a_1 &= \eta \gamma_{dr} \gamma_{sr}, a_2 = (1 - \eta) \gamma_{dr}, a_3 = \eta \gamma_{er} \gamma_{sr}, \\ a_4 &= \eta \gamma_{dr} \gamma_{er}, a_5 = \gamma_{dr} \gamma_{re} + \eta \gamma_{dr} \gamma_{er} - \eta \gamma_{er} + \gamma_{dr}, \\ A &= \gamma_{rd} \gamma_{sr} + \eta \gamma_{dr} \gamma_{sr}, B = \gamma_{rd} + \gamma_{sr} + \eta \gamma_{dr} + 1, \\ C &= \gamma_{re} \gamma_{sr} + \eta \gamma_{er} \gamma_{sr}, D = \gamma_{re} + \eta \gamma_{er} + \gamma_{sr} + 1. \end{aligned}$$

当最优的 $\alpha^* \in [0, 1]$ 时, $\frac{dR_s(\alpha)}{d\alpha} = 0$ 的解就是式

(21) 为 0 的解, 也即最优的 α^* . 但这是关于 α 的高次方程, 一般很难获得解析解, 可以在 ρ 给定的条件下, 利用数值方法求出 α_{opt} . 当得到的 $\alpha_{opt} > 1$ 时, 令 $\alpha^* = 1$, 表示此时目的节点应以全功率发送干扰噪声; 当得到的 $\alpha_{opt} < 0$ 时, 令 $\alpha^* = 0$, 表示此时不发送干扰噪声更好.

综合以上分析, 在给定的信道条件下, 最大化保密速率的最优干扰功率分配方案为

$$\alpha^* = \begin{cases} \min(\alpha_{opt}^+, 1), & \gamma_d \geq \gamma_e \\ 0, & \gamma_d < \gamma_e \end{cases} \quad (22)$$

这里 $\alpha_{opt}^+ = \max(0, \alpha_{opt})$, 表示若 $\alpha_{opt} < 0$ 时, 则取为零.

在保密速率的优化过程中, 先通过求解式(18)得到 ρ^* 后, 代入式(21), 求出其为 0 的解 α^* . 求解 α^* 时, 因 $\alpha \in [0, 1]$, 取值范围有限, 可采用一维搜索方法完成. 而如果采用二维线性搜索算法则需要同时搜索 ρ^* 和 α^* , 其搜索计算量是本文方案的平方, 因此本文方案的计算复杂度明显更低.

4 仿真结果

本节仿真中, 设噪声功率 σ^2 为 1W, 能量转移效率为 $\eta = 0.8$.

4.1 与二维线性搜索结果的比较

图 3 是用二维线性搜索法得到的在不同的 ρ 和 α 下可实现保密速率 R_s 的变化图,搜索步长为 0.01. 仿真中,随机产生的信道系数为 $|h_{sr}| = 0.8$ 、 $|h_{rd}| = 1.6$ 、 $|h_{re}| = 0.9$,各节点的能量吸收速率分别为 $v_s = 121.5$ J/s、 $v_r = 90.8$ J/s、 $v_d = 72.8$ J/s. 可见 R_s 是关于 ρ 和 α 的连续函数,且是一个凸函数,当 $\rho = 0.31$ 、 $\alpha = 0.79$ 时, R_s 取得最大值 1.5467 bit/s/Hz. 而按照 3.1 节和 3.2 节中的优化过程得到的 ρ 和 α 的最优值为 $\rho^* = 0.29$ 、 $\alpha^* = 0.79$,获得的 R_s 为 1.5455 bit/s/Hz. 本文优化的结果与二维线性搜索的结果十分接近.

图 4 为能量吸收速率变化时,本文优化算法与二维线性搜索算法得到的 ρ^* 、 α^* 、 R_s 的相对差值的仿真结果,所有节点的能量吸收速率相同,信道条件与图 3 相同. 可以看到,本文优化算法得到的结果与二维线性搜索算法非常接近. 其中,本文算法的 ρ^* 是通过优化 R_s 得到,与二维搜索相比有少许偏差,但得到的保密速率基本一致.

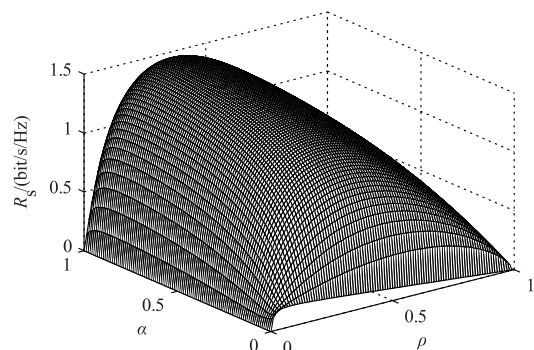


图3 保密速率与能量吸收时间比例、干扰功率分配因子的关系

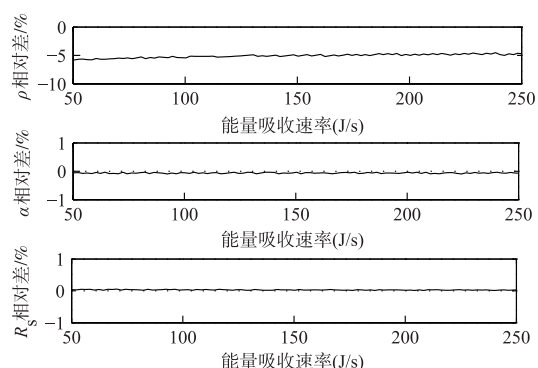
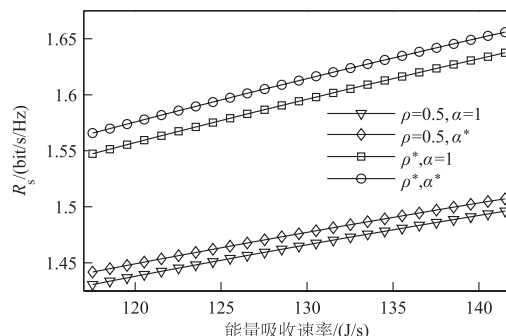


图4 两种算法优化结果的相对差值

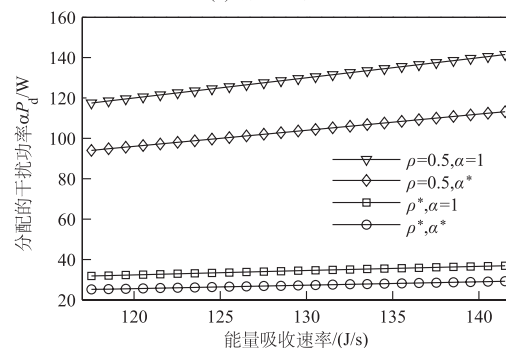
4.2 与非完全优先方案的性能比较

为验证 ρ 和 α 值均优化后性能改善的效果,将 α 和 ρ 同时优化的方案与另外三种不同 α 和 ρ 取值方案进行对比:(1) $\rho = 0.5$, $\alpha = 1$; (2) $\rho = 0.5$, α^* ; (3) ρ^* , $\alpha = 1$. 图 5(a)和(b)是当 $|h_{sr}| = 0.8$ 、 $|h_{rd}| = 1.6$ 、 $|h_{re}| = 1.4$ 时 4 种方案 R_s 和分配的干扰功率 αP_d 的仿真结果. 仿真

中,三节点的能量吸收速率相同. 仿真结果显示,同时优化 ρ 和 α 的方案保密速率改善明显,且所需分配的干扰功率最小. 另外随着能量吸收速率的增加,所有传输方案的保密速率和分配的干扰功率都在提高. 这是因为能量吸收速率增加,一方面源节点可在更短时间内获得更多的能量,使第二过程有更多的时间、更大的功率用于数据传输,另一方面目的节点可用能量增加,可分配的干扰功率和可转移的能量增大,有利于改善保密速率.



(a) 保密速率



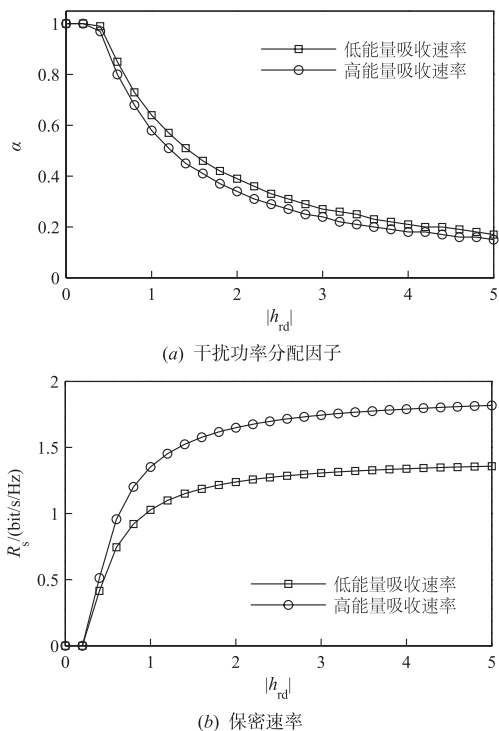
(b) 分配的干扰功率

图5 优化方案的性能比较

4.3 干扰功率分配因子与信道条件的关系

设 $|h_{sr}| = 0.8$ 、 $|h_{re}| = 0.9$, $|h_{rd}|$ 在 0.1 ~ 5 之间变化,各节点的能量吸收速率分别为 $v_s = 65.7$ J/s、 $v_r = 74.7$ J/s、 $v_d = 92.2$ J/s,对 α 和 R_s 随 $|h_{rd}|$ 的变化情况进行了仿真,仿真结果如图 6 所示.

仿真结果显示,当中继节点与目的节点间的信道较差时,目的节点应该分配较多的功率发送干扰,甚至应将全部功率用于发送干扰,以保证中继转发的信号中有足够强度的人工噪声保护消息信号. 而当中继节点与目的节点间的信道性能改善时,目的节点应适当转移部分能量给中继节点,提高中继的发送功率,相应存在最优的分配因子 α^* . 随着 r 到 d 的信道条件相对 r 到 e 的信道条件变得更好时, α^* 逐渐减小,最终会趋于 0,说明相对合法信道,窃听信道的性能很差时,应减小发送干扰的功率,而将更多目的节点的能量转移给中继节点,提高中继到目的节点间的传输速率. 随着 r 到 d

图6 干扰功率分配因子、保密速率与信道系数 $|h_{rd}|$ 的关系

的信道条件越来越好,保密速率也在提高。

将各节点的能量吸收速率均提高 100J/s,再次对 α^* 和 R_s 随 $|h_{rd}|$ 的变化情况进行仿真,结果显示能量吸收速率增大可带来保密速率的提高,但 α^* 的变化趋势基本一致,说明影响 α^* 的是 $|h_{re}|$ 和 $|h_{rd}|$ 的相对大小。

4.4 人工噪声和能量协同的效果

图 7 为优化了能量吸收比例 ρ 的储能-发送两跳系统,分别采用人工噪声加能量协同(图中标记为“AN + EC”)、有人工噪声无能量协同(图中标记为“仅 AN”)、无人工噪声也无能量协同(图中标记为“无 AN 和 EC”)三种方案时保密速率的仿真结果。仿真中 $|h_{sr}| = 0.8$ 、 $|h_{rd}| = 1.6$ 、 $|h_{re}| = 0.9$,三节点的能量吸收速率相同。仿真结果表明,协同干扰可提高保密速率,而能量协同的引入进一步优化了能量的分配和使用,系统性能更优。随着能量吸收速率的增加,三种方案的性能差距越来越明显,能量协同的作用更加突出。

5 总结

本文研究了具有能量收集能力的 AF 单向两跳中继传输系统的保密速率优化问题,设计了基于人工噪声协同干扰和能量协同的安全传输方案。系统中各单天线节点采用储能-发送工作模式,即先收集能量,然后再进行数据的收发。为提高安全传输性能,在第一跳源节点发送消息的同时,目的节点发送人工噪声,中继在第二跳转发的是包含人工噪声的信号,降低了窃听节

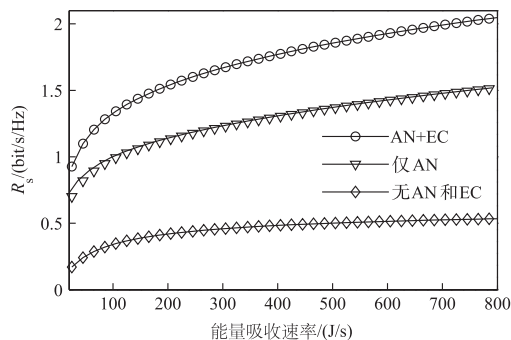


图7 人工噪声干扰和能量协同对保密速率的改善情况

点的接收信噪比,而目的节点可以消除干扰,提高了目的节点相对于窃听节点的接收性能。由于中继节点转发的信号中包含消息信号和噪声,功耗较高,目的节点将除用于发送人工噪声之外的剩余能量转移给中继节点,以提高中继节点的发送功率。该安全传输方案中存在两个影响系统保密传输速率的参数,即系统能量收集阶段与数据发送阶段的时间分配比例系数 ρ 和目的端干扰功率分配因子 α 。由于难以同时求出最优 ρ 和 α 的解析解,给出了一种两步优化方案,即先通过解析求解的方式得到 ρ^* ,再采用数值计算或线性搜索的方式得到 α^* 。与二维线性搜索算法比较的仿真结果显示本文算法的结果准确,而搜索计算量仅为前者的平方根。相比较仅优化人工噪声的方案,在引入能量协同后,系统的保密速率有明显的提高。

参考文献

- [1] Wyner A. The wire-tap channel[J]. Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1355 - 1387.
- [2] Cepheli O, Kurt G K. Analysis on the effects of artificial noise on physical layer security[A]. Proceedings of IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference[C]. Piscataway: IEEE Press, 2013. 1 - 4.
- [3] Fang D, Yang N, Elkashlan M, et al. Cooperative jamming protocols in two hop amplify-and-forward wiretap channels [A]. Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Communications [C]. Piscataway: IEEE Press, 2013. 2188 - 2192.
- [4] Park K H, Wang T, Alouini M S. On the jamming power allocation for secure amplify-and-forward relaying via cooperative jamming[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(9): 1741 - 1750.
- [5] 赵耀环, 谢梦非, 尚勇. 物理层安全中的最优中继选择及协同干扰策略[J]. 电子学报, 2015, 43(4): 791 - 794.
Zhao Y H, Xie M F, Shang Y. Cooperative jamming with optimal relay selection and power allocation for physical layer security[J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(4): 791 - 794. (in Chinese)

- [6] Yin S, Zhang E, Li J, et al. Throughput optimization for self-powered wireless communications with variable energy harvesting rate [A]. Proceedings of 2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference [C]. Piscataway: IEEE Press, 2013. 830 – 835.
- [7] Huang C, Zhang R, Cui S. Throughput maximization for the Gaussian relay channel with energy harvesting constraints [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(8): 1469 – 1479.
- [8] Gurakan B, Ozel O, Yang J, et al. Energy cooperation in energy harvesting two-way communications [A]. Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Communications [C]. Piscataway: IEEE Press, 2013. 3126 – 3130.
- [9] 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.
- [10] Tutuncuoglu K, Yener A. Cooperative energy harvesting communications with relaying and energy sharing [A]. Proceedings of IEEE Information Theory Workshop [C]. Piscataway: IEEE Press, 2013. 1 – 5.
- [11] Mukherjee A, Huang J. Deploying multi-antenna energy-harvesting cooperative jammers in the MIMO wiretap channel [A]. Proceedings of 2012 IEEE 46th Asilomar Conference Record on Signals, Systems and Computers [C]. Piscataway: IEEE Press, 2012. 1886 – 1890.
- [12] Li Q, Ma W K, So A M C. Robust artificial noise-aided transmit optimization for achieving secrecy and energy harvesting [A]. Proceedings of 2014 IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing [C]. Piscataway: IEEE Press, 2014. 4799 – 2893.
- [13] Xing H, Liu L, Zhang R. Secrecy wireless information and power transfer in fading wiretap channel [A]. Proceedings of 2014 IEEE International Conference on Communications [C]. Piscataway: IEEE Press, 2014. 5402 – 5407.

作者简介



雷维嘉 男, 1969 年出生, 云南元谋人. 教授、博士. 现主要从事无线通信传输技术的研究.
E-mail: leiwj@cqupt.edu.cn



江雪 女, 1988 年出生, 四川冕宁人, 硕士研究生. 现主要从事物理层安全技术的研究.
E-mail: 15215041148@163.com

左莉杰 女, 1989 年出生, 河南驻马店人, 硕士研究生, 现主要从事物理层安全技术的研究.
E-mail: zuolijie1111@163.com

谢显中 男, 1966 年出生, 四川通江人, 教授、博士, 现主要从事无线和移动通信技术的研究.
E-mail: xiexzh@cqupt.edu.cn