

能量收集全双工中继系统中的安全波束成形研究

陈佩佩¹ 李陶深¹ 方兴² 王哲³

1 广西大学计算机与电子信息学院 南宁 530004

2 北京邮电大学电子工程学院 北京 100876

3 广西大学电气工程学院 南宁 530004

(1713303002@st.gxu.edu.cn)

摘要 针对节点具有能量收集能力的全双工中继窃听信道保密速率的优化问题,提出了一种基于信息和能量联合传输的人工噪声辅助的安全波束成形方法。该方法在满足节点传输功率和中继节点收集能量等约束条件下,通过联合优化波束成形矩阵、人工噪声协方差矩阵和功率分配因子等参数实现系统安全速率最大化(Secrecy Rate Maximization, SRM)。由于 SRM 问题是一个非凸的优化问题,为了有效解决该问题,文中采用分步优化方法将原始问题转化成两个子问题。首先,设计一种双层优化算法来优化波束成形矩阵和人工噪声协方差矩阵,其中,外层优化问题使用一维搜索方法解决,内层优化问题使用半定松弛技术解决;然后,固定波束成形矩阵和人工噪声协方差矩阵,再次使用一维搜索方法求解功率分配因子。理论推导证明了内层优化问题总是存在秩为 1 的最优解,即使用的松弛技术是紧的。仿真结果表明,所提方法能将系统安全性能提升 2~3 倍。

关键词: 能量收集;信息和能量联合传输;波束成形;人工噪声;全双工;物理层安全

中图分类号 TP391

Study on Secure Beamforming for Full-duplex Energy Harvesting Relaying System

CHEN Pei-pei¹, LI Tao-shen¹, FANG Xing² and WANG Zhe³

1 School of Computer and Electronic Information, Guangxi University, Nanning 530004, China

2 College of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

3 College of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China

Abstract The optimization of secrecy rate is studied in the full-duplex relay-eavesdropper channel in which the nodes harvest energy. For guaranteeing the secure communications, an artificial noise aided secure beamforming design is proposed under simultaneous wireless information and power transfer method. An optimization problem is considered aiming to maximize the secrecy rate (SRM) of the system by jointly optimizing the beamforming matrix, artificial noise covariance matrix and the power splitting ratio at the relay subject to the transmission power and energy harvesting requirement for relay. Because this problem is a non-convex secrecy rate maximization problem, the objective problem is decoupled into two subproblems. First, this paper recasts this SRM as a two-level optimization problem to optimize the beamforming matrix and artificial noise covariance matrix. The outer optimization problem is solved by one-dimensional search, and the inner optimization problem is solved by semidefinite relaxation technique. Then, it fixes the value of beamforming matrix and artificial noise covariance matrix, and once again uses the one-dimensional search to solve the power splitting ratio. Theoretical derivation proves that there always exists a rank-one optimal solution for the SDR problem, the relaxation technique adopted is tight. The simulation results show that the proposed method can effectively improve the security performance of the system by 2 to 3 times.

Keywords Energy harvesting, Simultaneous wireless information and power transfer, Beamforming, Artificial noise, Full-duplex, Physical layer security

1 引言

无线通信的广播特性使得信息很容易被窃听者窃取,这导致无线网络的安全问题尤为重要^[1]。近年来,如何在物理

层上提高信息传输的安全性得到了越来越多学者的关注和研究。中继节点不仅能够有效扩大网络传输范围,提高空间多样性,而且能够提升无线网络物理层的安全性^[2]。随着自干扰(Self-Interference, SI)消除技术的发展,中继采用全双工工

收稿日期:2019-05-21 返修日期:2019-09-06 本文已加入开放科学计划(OSID),请扫描上方二维码获取补充信息。

基金项目:国家自然科学基金(61762010)

This work was supported by the National Natural Science Foundation of China (61762010).

通信作者:李陶深(tshli@gxu.edu.cn)

作方式成为可能,全双工中继能够同时收发信息,提高了信息传输效率,满足了5G网络对用户数据业务高速增长的需求^[3-4]。中继协作加干扰技术得到了诸多研究机构和学者的关注。文献[5]首次将基于物理层安全的人工噪声(Artificial Noise, AN)辅助设计与中继网络相结合,实验表明该方法在很大程度上提高了物理层的安全性。文献[6]针对放大转发(Amplify and Forward, AF)多中继网络提出一种具有鲁棒性的合作波束成形和人工噪声联合优化的方法,实验表明在同时存在多个窃听者的情况下,该方法极大地提高了系统的安全性。文献[7]研究了具有一个全双工基站和多个半双工移动用户的安全传输系统,其采用半松弛技术使安全速率最大。文献[8]在全双工(Full-Duplex, FD)双向中继系统中,联合优化秩为2的波束成形器和AN协方差矩阵来提高系统的总安全速率。但上述文献均是在传统网络中进行研究,没有考虑能量受限网络中能量收集的问题,网络的生存时间没有得到提高。

未来5G网络的大规模使用将导致无线网络能耗的快速增长,从而严重制约能量受限网络的寿命^[9]。新兴的能量收集技术能从周围环境中收集能量,延长了系统的生存时间,但是这种方式严重依赖周围环境且稳定性差。一种从射频(radio frequency, RF)信号中捕获能量的技术引起了研究者浓厚的兴趣。RF信号能够同时传递信息和能量,由此产生了信息和能量联合传输(Simultaneous Wireless Information and Power Transfer, SWIPT)^[10]。文献[11]在全双工解码转发(Decode-and-Forward, DF)无线供电的中继系统中,应用功率分裂技术将信息和能量同时存储到多天线中继系统中。文献[12]在能量收集系统中,联合优化功分因子和能量转移策略来提高系统安全速率。文献[13]在无线供电的非再生多中继系统中优化安全波束成形,其中多天线中继可以从射频信号中收集能量。但上述文献并没有考虑无线通信的安全问题。文献[14]研究了一种基于AF中继协作网中的通信问题,中继来自源节点的RF信号供电。基于两种不同的能量收集策略,即基于功率分流(Power Splitting, PS)的中继协议和时间切换(Time Switching, TS)的中继协议,其分别考虑了PS系数和TS系数的情况,提出了在中继传输功率约束下最大化保密速率的方法。文献[15]进一步阐述了为避免无线网络信息被窃听节点窃取,通过联合优化安全波束成形和传输功率分配来提高系统的安全性能,而并没有考虑剩余自干扰的影响。文献[16]在FD无线供电的中继网络中提出了一种两阶段协议,实现了自我能量回收(self-energy recycling)和不间断传输信息。文献[17]在信息和能量联合传输的AF中继网络中设计了安全波束成形,但在中继处没有收集能量。

本文针对存在多个窃听节点的能量收集全双工中继系统,提出一种基于信息和能量联合传输的人工噪声辅助的安全波束成形方法,该方法在满足节点传输功率和中继节点收集能量等约束条件下,通过联合优化波束成形矩阵、人工噪声协方差矩阵和功率分配因子等参数实现系统安全速率最大化。

2 系统模型和问题描述

2.1 系统模型

一个两跳且具有能量收集能力的中继网络,由一个源节点 S 、一个AF中继节点 R 、一个目的节点 D 和 K 个窃听节点 E_k 组成,如图1所示。除了中继节点配备有 M 根接收天线和 N 根发射天线外,其余节点均配备单天线。 S 至 R 的信道向量为 \mathbf{h}_{SR} ; R 至 D 和 E_k 的信道向量分别为 \mathbf{h}_{RD} 、 \mathbf{h}_{RE_k} , R 的自干扰信道为 $\mathbf{H}_{RR} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 。本文假设 S 和 D 由于信道质量差等原因,无法直接通信。在单位时隙 T ,源节点 S 将信息发送到中继节点 R ,与此同时,中继节点 R 将接收到的信息转发到目的节点,窃听节点同时窃取中继转发的保密信息。假设该系统所有信道都是块衰落信道,即信道状态在一个时隙内基本保持不变,而从一个时隙到另一个时隙会发生改变,且所有节点的信道状态信息都是已知的。

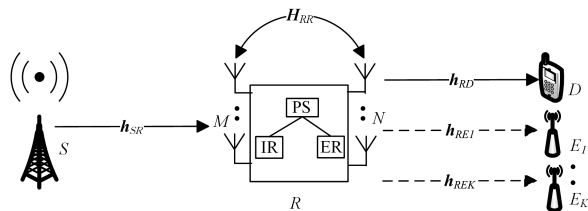


图1 能量受限的全双工中继系统

Fig. 1 Full-duplex relaying system with energy-constrained

整个网络工作在全双工模式第 n 个时隙,中继接收到的信号为:

$$\mathbf{y}_R[n] = \mathbf{h}_{SR}x_S[n] + \mathbf{H}_{RR}\mathbf{x}_R[n] + \mathbf{n}_R[n] \quad (1)$$

其中, $x_S[n]$ 表示源节点 S 发送的保密信息,且 $\mathbf{E}\{|x_S[n]|^2\} = P_S$, $\mathbf{E}(\cdot)$ 表示数学期望; $\mathbf{x}_R[n]$ 表示中继节点的发送信号; $\mathbf{n}_R[n]$ 表示在中继节点处产生的加性高斯白噪声,它的分布服从 $\mathbf{n}_R[n] \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_N)$,即均值为0、协方差矩阵为 \mathbf{I}_N , \mathbf{I}_N 表示 N 阶单位矩阵。中继节点采用PS方式将接收到的信号 $\mathbf{y}_R[n]$ 分成两部分,一部分用于将传输信息存储在IR中;另一部分作为能量收集信号存储在ER中。 $\rho \in (0, 1)$ 为功率分配因子,即信息传输部分占中继节点接收信号的比率。中继节点将接收到的信号分为:

$$\mathbf{y}_R^{\text{IR}}[n] = \sqrt{\rho}(\mathbf{h}_{SR}x_S[n] + \mathbf{H}_{RR}\mathbf{x}_R[n] + \mathbf{n}_R[n]) \quad (2)$$

$$\mathbf{y}_R^{\text{EH}}[n] = \sqrt{1-\rho}(\mathbf{h}_{SR}x_S[n] + \mathbf{H}_{RR}\mathbf{x}_R[n] + \mathbf{n}_R[n]) \quad (3)$$

忽略噪声后,中继节点 R 收集到的能量为:

$$E_R = \beta T(1-\rho)(P_S \|\mathbf{h}_{SR}\|^2 + P_R \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2) \quad (4)$$

其中, β 表示能量转换效率; P_R 表示中继节点 R 的发射功率; $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的Frobenius范数。

中继节点采用AF工作方式,在转发信号时发射人工噪声,用来干扰窃听节点。采用破零技术消除自干扰后,中继节点 R 的发送信号为:

$$\mathbf{x}_R[n] = \sqrt{\rho}\mathbf{W}(\mathbf{h}_{SR}x_S[n-\tau] + \mathbf{H}_{RR}\tilde{\mathbf{x}}_R[n-\tau] + \mathbf{n}_R[n-\tau]) + \mathbf{z}[n] \quad (5)$$

其中, $\mathbf{W} \in \mathbb{N} \times M$ 为中继节点的波束成形矩阵; $\tilde{\mathbf{x}}_R[n-\tau]$ 为中继节点的剩余自干扰信号; $\tau > 0$ 为中继信号处理时延, τ 的极值可忽略不计; $\mathbf{z}[n]$ 为中继发射的人工噪声,它的分布服从

$\mathbf{z}[n] \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{\Sigma})$, 即均值为 0、协方差矩阵为 $\mathbf{\Sigma} \geq 0$ 。此时, 中继节点 R 的发射功率可以表示为 $P_R = \text{Tr}(\mathbb{E}(|\mathbf{x}_R[n]|^2))$, 即:

$$P_R = \rho(P_S \|\mathbf{W}\mathbf{h}_{SR}\|_2^2 + \text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\mathbf{Q}_R\mathbf{H}_{RR}^H\mathbf{W}^H) + \|\mathbf{W}\|_F^2) + \text{Tr}(\mathbf{\Sigma}) \quad (6)$$

其中, $\text{Tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹; $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置; \mathbf{Q}_R 表示 $\tilde{\mathbf{x}}_R[n-\tau]$ 的协方差矩阵, 且满足 $\mathbf{Q}_R \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{SI}^2 \mathbf{I}_M)^{[17]}$, \mathbf{I}_M 表示 M 阶单位矩阵。于是, 式(6)可以转化为:

$$P_R = \rho(P_B \|\mathbf{W}\mathbf{h}_{BR}\|_2^2 + \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_2^2 + \|\mathbf{W}\|_F^2) + \text{Tr}(\mathbf{\Sigma}) \quad (7)$$

接下来, 将式(7)代入式(4)得到:

$$E_R = \beta T(1-\rho)(P_S \|\mathbf{h}_{SR}\|_2^2 + \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 (\rho(P_S \|\mathbf{W}\mathbf{h}_{SR}\|_2^2 + \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_2^2 + \|\mathbf{W}\|_F^2) + \text{Tr}(\mathbf{\Sigma}))) \quad (8)$$

基于以上系统的建立, 目的节点 D 和窃听节点 E_k 收到的信号分别为:

$$y_D[n] = \sqrt{\rho} \mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{W} (\mathbf{h}_{SR} x_S[n-\tau] + \mathbf{H}_{RR} \tilde{\mathbf{x}}_R[n-\tau]) + \mathbf{n}_R[n-\tau] + \mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{z}[n] + n_D[n] \quad (9)$$

$$y_{E_k}[n] = \sqrt{\rho} \mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{W} (\mathbf{h}_{SR} x_S[n-\tau] + \mathbf{H}_{RR} \tilde{\mathbf{x}}_R[n-\tau]) + \mathbf{n}_R[n-\tau] + \mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{z}[n] + n_{E_k}[n] \quad (10)$$

其中, $\mathbf{h}_{RD} \in \mathbb{C}^N$ 和 $\mathbf{h}_{RE_k} \in \mathbb{C}^N$ 分别为中继节点到目的节点和第 k 个窃听节点的信道向量; $n_D[n] \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 和 $n_{E_k}[n] \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 分别为目的节点和第 k 个窃听节点引入的加性高斯白噪声。由此, 得到目的节点 D 和第 k 个窃听节点的

$$R_S^* = \max_{\mathbf{w}, \mathbf{\Sigma} \geq 0} \log\left(\frac{\rho P_S |\mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{W} \mathbf{h}_{SR}|^2}{1 + \rho \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{W} \mathbf{H}_{RR}\| + \rho \|\mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{W}\| + \mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{h}_{RD}}\right) - \log\left(\frac{1}{\tau}\right)$$

$$\text{s. t. } \frac{\rho P_S |\mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{W} \mathbf{h}_{SR}|^2}{1 + \rho \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{W} \mathbf{H}_{RR}\| + \rho \|\mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{W}\| + \mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{h}_{RE_k}} \leq \frac{1}{\tau}, \forall k \in K$$

$$\rho(P_S \|\mathbf{W}\mathbf{h}_{SR}\|_2^2 + \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_2^2 + \|\mathbf{W}\|_F^2) + \text{Tr}(\mathbf{\Sigma}) \leq \beta(1-\rho)(P_S \|\mathbf{h}_{SR}\|_2^2 + \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 (\rho(P_S \|\mathbf{W}\mathbf{h}_{SR}\|_2^2 + \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_2^2 + \|\mathbf{W}\|_F^2) + \text{Tr}(\mathbf{\Sigma}))) \beta(1-\rho)(P_S \|\mathbf{h}_{SR}\|_2^2 + \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 (\rho(P_S \|\mathbf{W}\mathbf{h}_{SR}\|_2^2 + \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{W}\mathbf{H}_{RR}\|_2^2 + \|\mathbf{W}\|_F^2) + \text{Tr}(\mathbf{\Sigma}))) \geq E_{\min} \quad (14)$$

根据恒等式 $\text{Tr}(\mathbf{B}^H \mathbf{C} \mathbf{D} \mathbf{E}) = \text{vec}(\mathbf{B})^H (\mathbf{E}^T \otimes \mathbf{C}) \text{vec}(\mathbf{D})$, 式(14)可以等效转化为:

$$R_S^* = \max_{\mathbf{w}, \mathbf{\Sigma} \geq 0} \log\left(1 + \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{A}_1 \mathbf{w}}{1 + \mathbf{w}^H \mathbf{A}_2 \mathbf{w} + \mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{h}_{RD}}\right) - \log\left(\frac{1}{\tau}\right)$$

$$\text{s. t. } \log\left(1 + \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{B}_{1,k} \mathbf{w}}{1 + \mathbf{w}^H \mathbf{B}_{2,k} \mathbf{w} + \mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{h}_{RE_k}}\right) \leq \log\left(\frac{1}{\tau}\right), \forall k \in K$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{C} \mathbf{w} + \text{Tr}(\mathbf{\Sigma}) \leq D + \mathbf{w}^H \mathbf{E} \mathbf{w} + F \text{Tr}(\mathbf{\Sigma})$$

$$D + \mathbf{w}^H \mathbf{E} \mathbf{w} + F \text{Tr}(\mathbf{\Sigma}) \geq E_{\min} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{w} = \text{vec}(\mathbf{W})$, $\text{vec}(\cdot)$ 表示矩阵的列向量化操作。

$$\mathbf{A}_1 = \rho P_S ((\mathbf{h}_{SR}^* \mathbf{h}_{SR}^T) \otimes (\mathbf{h}_{RD} \mathbf{h}_{RD}^H))$$

$$\mathbf{A}_2 = \rho \sigma_{SI}^2 ((\mathbf{H}_{RR}^* \mathbf{H}_{RR}^T) \otimes (\mathbf{h}_{RD} \mathbf{h}_{RD}^H)) + \rho (\mathbf{h}_{RD} \mathbf{h}_{RD}^H) \otimes \mathbf{I}_N;$$

$$\mathbf{B}_{1,k} = \rho P_S ((\mathbf{h}_{SR}^* \mathbf{h}_{SR}^T) \otimes (\mathbf{h}_{RE_k} \mathbf{h}_{RE_k}^H))$$

$$\mathbf{B}_{2,k} = \rho \sigma_{SI}^2 ((\mathbf{H}_{RR}^* \mathbf{H}_{RR}^T) \otimes (\mathbf{h}_{RE_k} \mathbf{h}_{RE_k}^H)) + \rho (\mathbf{h}_{RE_k} \mathbf{h}_{RE_k}^H) \otimes \mathbf{I}_N$$

$$\mathbf{C} = \rho(P_S \mathbf{h}_{SR}^* \mathbf{h}_{SR}^T + \sigma_{SI}^2 \mathbf{H}_{RR}^* \mathbf{H}_{RR}^T + \mathbf{I}_N) \otimes \mathbf{I}_M$$

$$D = \beta(1-\rho) P_S \|\mathbf{h}_{SR}\|_2^2$$

$$F = \beta(1-\rho) \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2$$

$$E = \beta(1-\rho) \|\mathbf{H}_{RR}\|_F^2 \rho(P_S \mathbf{h}_{SR}^* \mathbf{h}_{SR}^T + \sigma_{SI}^2 \mathbf{H}_{RR}^* \mathbf{H}_{RR}^T + \mathbf{I}_N) \otimes \mathbf{I}_M$$

3 波束成形矩阵、人工噪声协方差矩阵和功率分配因子的联合优化

在式(14)中, 存在目标函数和约束项相互耦合的现象, 导

信干噪比分别为:

$$\gamma_B = \frac{\rho P_S |\mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{W} \mathbf{h}_{SR}|^2}{1 + \rho \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{W} \mathbf{H}_{RR}\| + \rho \|\mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{W}\| + \mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{h}_{RD}} \quad (11)$$

$$\gamma_{E_k} = \frac{\rho P_S |\mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{W} \mathbf{h}_{SR}|^2}{1 + \rho \sigma_{SI}^2 \|\mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{W} \mathbf{H}_{RR}\| + \rho \|\mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{W}\| + \mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{h}_{RE_k}} \quad (12)$$

2.2 问题描述

本文目标是在中继收集能量和节点传输功率的共同约束下, 通过对波束成形矩阵、人工噪声协方差矩阵和功率分配因子等参数的联合优化来实现能量受限全双工中继系统保密速率的最大化。因此, 上述问题的数学模型可写为:

$$R_S = \max_{\mathbf{w}, \mathbf{\Sigma} \geq 0, \rho} \min_{k \in K} [\log(1 + \gamma_B) - \log(1 + \gamma_{E_k})]^+$$

$$\text{s. t. } P_R \leq P_{\max}$$

$$E_R \geq E_{\min}$$

$$0 < \rho < 1 \quad (13)$$

其中, $P_{\max} = E_R/T$ 为中继节点最大的发射功率。由于中继节点的功率全部来自于收集到的射频信号的能量, 因此传递信号所需的功率不能大于中继节点收集到的最大发射功率, 即 $P_R \leq P_{\max}$ 。在中继节点处应该设置一个能量阈值, 才能保证信号被安全地传输到目的节点, 也就是说, 中继节点收集的能量不能小于设置的最小能量阈值, 即 $E_R \geq E_{\min}$ 。

假设 $T=1$, 把式(7)、式(11)、式(12)代入式(13), 引入松弛变量 τ , 得到:

致式(14)是一个很难直接求解的非凸问题。因此, 本文采用分布优化方案对此非凸问题进行求解。首先, 固定 ρ 以优化波束成形向量 \mathbf{W} 和 AN 协方差矩阵 $\mathbf{\Sigma}$; 其次, 根据得到的 \mathbf{W} 和 $\mathbf{\Sigma}$ 优化 ρ 。

3.1 优化 \mathbf{W} 和 $\mathbf{\Sigma}$

根据文献[6]的思想, 本文把式(15)转化为双层优化问题。其外层是一个单变量的优化问题, 可以采用一维搜索方法求解; 内层是一个半定规划问题, 可以采用内点法求解。外层单变量优化问题转化为:

$$R_S^* = \max_{\tau} \log(1 + \nu(\tau)) - \log\left(\frac{1}{\tau}\right) \quad (16)$$

$$\text{s. t. } \tau_{\min} \leq \tau \leq 1$$

给定 τ , 内层优化问题为:

$$\nu(\tau) = \max_{\mathbf{w}, \mathbf{\Sigma} \geq 0} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{A}_1 \mathbf{w}}{1 + \mathbf{w}^H \mathbf{A}_2 \mathbf{w} + \mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{h}_{RD}}$$

$$\text{s. t. } 1 + \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{B}_{1,k} \mathbf{w}}{1 + \mathbf{w}^H \mathbf{B}_{2,k} \mathbf{w} + \mathbf{h}_{RE_k}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{h}_{RE_k}} \leq \frac{1}{\tau}, \forall k \in K \quad (17)$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{C} \mathbf{w} + \text{Tr}(\mathbf{\Sigma}) \leq D + \mathbf{w}^H \mathbf{E} \mathbf{w} + F \text{Tr}(\mathbf{\Sigma})$$

$$D + \mathbf{w}^H \mathbf{E} \mathbf{w} + F \text{Tr}(\mathbf{\Sigma}) \geq E_{\min}$$

τ_{\min} 可通过 $R_S^* \geq 0$ 得到, 当 $R_S^* \geq 0$ 时, $\nu(\tau) \geq \frac{1}{\tau}$, 得到:

$$\begin{aligned} \tau &\geq \frac{1 + \mathbf{w}^H \mathbf{A}_2 \mathbf{w} + \mathbf{h}_{RD}^H \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{h}_{RD}}{1 + \mathbf{w}^H (\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2) \mathbf{w} + \mathbf{h}_{RD}^H \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{h}_{RD}} \\ &\geq \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{A}_2 \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2) \mathbf{w}} \\ &\geq \tau_{\min} ((\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{A}_2) \\ &\triangleq \tau_{\min} \end{aligned} \quad (18)$$

观察到外层式(16)是一个单变量的优化问题,可以通过一维搜索寻找最优的 τ 。与此同时,式(17)仍然是非凸的,下面采用 SDR^[19] 来解决优化式(17)。

根据文献[17-18]的思想,定义 $\bar{\mathbf{W}} = \mathbf{w}\mathbf{w}^H$, $\mathbf{G}_{OD} = \mathbf{h}_{RD} \mathbf{h}_{RD}^H$ 和 $\mathbf{G}_{O,k} = \mathbf{h}_{RE_k} \mathbf{h}_{RE_k}^H$, 去掉秩为 1 的非凸限制,得到式(17)的松弛问题:

$$\begin{aligned} v_{\text{relax}}(\tau) &= \max_{\bar{\mathbf{W}} \succeq 0, \boldsymbol{\Sigma} \succeq 0} \frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_1 \bar{\mathbf{W}})}{1 + \text{Tr}(\mathbf{A}_2 \bar{\mathbf{W}}) + \text{Tr}(\mathbf{G}_{OD} \boldsymbol{\Sigma})} \\ \text{s. t. } & \text{Tr}((\mathbf{B}_{1,k} - \alpha \mathbf{B}_{2,k}) \bar{\mathbf{W}}) - \alpha \text{Tr}(\mathbf{G}_{O,k} \boldsymbol{\Sigma}) \leq \alpha, \forall k \in K \quad (19) \\ & \text{Tr}(\mathbf{C} \bar{\mathbf{W}} + \boldsymbol{\Sigma}) \leq D + \text{Tr}(\mathbf{E} \bar{\mathbf{W}}) + F \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}) \\ & D + \text{Tr}(\mathbf{E} \bar{\mathbf{W}}) + F \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}) \geq E_{\min} \end{aligned}$$

其中, $\alpha = (1/\tau) - 1$ 。利用 Charnes-Cooper 变换,把式(19)转化为一个凸的 SDP 问题^[20]。具体地,引入松弛变量 $\mu \geq 0$, 然后做变量替换,令 $\bar{\mathbf{W}} = \frac{\mathbf{K}}{\mu}$, $\boldsymbol{\Sigma} = \frac{\mathbf{J}}{\mu}$, 式(19)可重写为:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{K}, \mathbf{J}, \mu} & \text{Tr}(\mathbf{A}_1 \mathbf{K}) \\ \text{s. t. } & \mu + \text{Tr}(\mathbf{A}_2 \mathbf{K}) + \text{Tr}(\mathbf{G}_{OD} \mathbf{J}) = 1 \\ & \text{Tr}((\mathbf{B}_{1,k} - \alpha \mathbf{B}_{2,k}) \mathbf{K}) - \alpha \text{Tr}(\mathbf{G}_{O,k} \mathbf{J}) \leq \mu \alpha, \forall k \in K \quad (20) \\ & \text{Tr}(\mathbf{C} \mathbf{K} + \mathbf{J}) \leq \mu D + \text{Tr}(\mathbf{E} \mathbf{K}) + F \text{Tr}(\mathbf{J}) \\ & \mu D + \text{Tr}(\mathbf{E} \bar{\mathbf{W}}) + F \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}) \geq \mu E_{\min} \\ & \mathbf{K} \succeq 0, \mathbf{J} \succeq 0, \mu \geq 0 \end{aligned}$$

此时,式(20)是一个凸的 SDP 问题,可以非常高效地利用 CVX^[21] 得到最优解。得到式(20)的最优解后,继而可以通过关系式 $\bar{\mathbf{W}} = \frac{\mathbf{K}}{\mu}$ 和 $\boldsymbol{\Sigma} = \frac{\mathbf{J}}{\mu}$ 得到式(19)的最优解 $\bar{\mathbf{W}}$ 和 $\boldsymbol{\Sigma}$ 。

然而,在将式(17)转化为式(19)时,丢弃了式(17)中非凸的 $\text{Rank}(\bar{\mathbf{W}}) = 1$ 的限制,扩大了可行解的范围,所以式(19)的解可能不是原始非凸式(17)的解。为解决这一疑问,考虑下面功率最小化问题:

$$\begin{aligned} \min_{\bar{\mathbf{W}} \succeq 0, \boldsymbol{\Sigma} \succeq 0} & \text{Tr}(\mathbf{C} \bar{\mathbf{W}}) \quad (21a) \\ \text{s. t. } & \text{Tr}((\mathbf{B}_{1,k} - \alpha \mathbf{B}_{2,k}) \bar{\mathbf{W}}) - \alpha \text{Tr}(\mathbf{G}_{O,k} \boldsymbol{\Sigma}) \leq \alpha, \forall k \in K \quad (21b) \\ & \text{Tr}(\mathbf{C} \bar{\mathbf{W}} + \boldsymbol{\Sigma}) \leq D + \text{Tr}(\mathbf{E} \bar{\mathbf{W}}) + F \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}) \quad (21c) \\ & D + \text{Tr}(\mathbf{E} \bar{\mathbf{W}}) + F \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}) \geq E_{\min} \quad (21d) \\ & \text{Tr}((\mathbf{A}_1 - v_{\text{relax}}(\tau) \mathbf{A}_2) \bar{\mathbf{W}}) - v_{\text{relax}}(\tau) \text{Tr}(\mathbf{G}_{OD} \boldsymbol{\Sigma}) \geq v_{\text{relax}}(\tau) \quad (21e) \end{aligned}$$

其中, $v_{\text{relax}}(\tau)$ 是式(19)的最优目标值,它在式(21)中被看作已知常数,根据 $\frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_1 \bar{\mathbf{W}})}{1 + \text{Tr}(\mathbf{A}_2 \bar{\mathbf{W}}) + \text{Tr}(\mathbf{G}_{OD} \boldsymbol{\Sigma})} \geq v_{\text{relax}}(\tau)$ 得到式(21e)。

引理 1 式(21)的最优解也是式(19)的最优解。证明过程如下。

通过观察式(21)和式(19)的约束条件,发现式(21)的最

优解 $(\bar{\mathbf{W}}^*, \boldsymbol{\Sigma}^*)$, 同时也是式(19)的可行解。因此:

$$v_{\text{relax}}(\tau) \geq \frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_1 \bar{\mathbf{W}}^*)}{1 + \text{Tr}(\mathbf{A}_2 \bar{\mathbf{W}}^*) + \text{Tr}(\mathbf{G}_{OD} \boldsymbol{\Sigma}^*)} \quad (22)$$

其中, $\bar{\mathbf{W}}^*$ 是式(21)的最优解。根据约束公式(21d)可以得到:

$$v_{\text{relax}}(\tau) \leq \frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_1 \bar{\mathbf{W}}^*)}{1 + \text{Tr}(\mathbf{A}_2 \bar{\mathbf{W}}^*) + \text{Tr}(\mathbf{G}_{OD} \boldsymbol{\Sigma}^*)} \quad (23)$$

根据式(23)和(24)得到:

$$v_{\text{relax}}(\tau) = \frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_1 \bar{\mathbf{W}}^*)}{1 + \text{Tr}(\mathbf{A}_2 \bar{\mathbf{W}}^*) + \text{Tr}(\mathbf{G}_{OD} \boldsymbol{\Sigma}^*)} \quad (24)$$

所以, $(\bar{\mathbf{W}}^*, \boldsymbol{\Sigma}^*)$ 同时也是式(19)的最优解。

命题 1 如果该系统存在正的安全速率,那么可以推出式(19)总是存在最优解 $(\bar{\mathbf{W}}^*, \boldsymbol{\Sigma}^*)$, 满足 $\text{rank}(\bar{\mathbf{W}}^*) = 1$ 的要求。因此,式(19)是式(17)的紧松弛问题,且总是可根据式(21)得到最优解。

3.2 求解算法描述

根据以上分析,回到双层优化问题式(16)和式(17),给定 τ , 通过求解式(20)得到内层优化式(19)的最优目标值 $v(\tau)$, 进而可求得外层优化式(16)的最优目标值。对该双层优化问题进行求解的详细步骤如算法 1 所示。

算法 1 双层优化问题求解算法

初始化 $a = (\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{A}_2$, $b = 1$, 设置一维搜索精度 ζ ;

1. $l = a + 0.382(b - a)$, $u = a + 0.618(b - a)$, 求优化式(20)的解, 得到 $\phi_l = \phi(1/l - 1)$, $\phi_u = \phi(1/u - 1)$, 然后用 ϕ_l 和 ϕ_u 分别代替 $v(\tau)$, 计算式(20)分别得到 $R(l)$ 和 $R(u)$;
2. while $(b - a) > \zeta$
3. if $(R(l) < R(u))$ then
 - a. $l = u$, $\phi_l = \phi_u$, $u = a + 0.618(b - a)$, 求优化式(20)的解, 得到 $\phi_u = \phi(1/u - 1)$, 然后用 ϕ_u 代替 $v(\tau)$, 最后计算式(16)的最优目标值, 得到 R_u ;
4. else
5. $b = u$, $u = l$, $\phi_u = \phi_l$, $l = a + 0.382(b - a)$, 求解优化式(20), 得到 $\phi_l = \phi(1/l - 1)$, 然后用 ϕ_l 代替 $v(\tau)$, 最后计算式(16)的最优目标值, 得到 R_l ;
6. end if
7. end while
8. $\tau = (a + b)/2$, 把 $\alpha = (1/\tau) - 1$ 代入式(20)进行求解, 得到最优的目标值 $\phi(\alpha)$ 和最优解 $(\bar{\mathbf{W}}^*, \boldsymbol{\Sigma}^*)$, 然后用 $\phi(\alpha)$ 代替 $v(\tau)$, 最后计算式(16), 得到最优目标函数值 R_s^* 。
9. if $\text{rank}(\bar{\mathbf{W}}^*) \geq 2$
10. 求式(21)的解, 得到最优解 $(\bar{\mathbf{W}}, \boldsymbol{\Sigma})$;
11. end if
12. 分解矩阵 $\bar{\mathbf{W}} = \mathbf{w}\mathbf{w}^H$, 得到 $\mathbf{W}^* = \text{vec}^{-1}(\mathbf{w})$;
13. 输出最优解 $(\mathbf{W}^*, \boldsymbol{\Sigma}^*)$ 和最优的目标值 R_s^* 。

3.3 功率分配因子优化

经算法 1 得到了最优解 $(\mathbf{W}^*, \boldsymbol{\Sigma}^*)$, 因此, 重写式(16)为:

$$\begin{aligned} R_s^* &= \max_{\rho} \log\left(1 + \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{A}_1 \mathbf{w}}{1 + \mathbf{w}^H \mathbf{A}_2 \mathbf{w} + \mathbf{h}_{RD}^H \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{h}_{RD}}\right) - \\ & \log\left(1 + \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{B}_{1,k} \mathbf{w}}{1 + \mathbf{w}^H \mathbf{B}_{2,k} \mathbf{w} + \mathbf{h}_{RE_k}^H \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{h}_{RE_k}}\right) \\ \text{s. t. } & 0 < \rho < 1 \end{aligned} \quad (25)$$

将得到的 \mathbf{W}^* 和 $\boldsymbol{\Sigma}^*$ 代入式(22), 然后采用一维搜索方法易得到最优的 ρ^* 。

4 仿真实验结果及分析

本文采用蒙特卡略实验方法对所提出方法的安全性进行仿真验证。具体地,将人工噪声方法和无人工噪声方法在全双工和半双工两种工作方式下进行比较。

若没有特殊说明,仿真实验参数设置如下:源节点 A 发射功率 $P_A=10\text{dB}$;中继节点发射和接收天线 $M=N=3$;能量转换效率 $\eta=80\%$;窃听节点个数 $K=3$, $\sigma_{S_i}^2=1\text{mW}$, $T=1\text{s}$ 。所有信道向量都设置为瑞利衰落信道,所有仿真结果都是 1000 次随机信道得到实验结果的平均值。

图 2 比较了有无人工噪声在全双工和半双工两种工作方式下,源节点功率变化时不同方法的安全速率。可以看出,随着源节点发射功率的增加,4 种方法的安全速率均增加。当 $P_A=35\text{dB}$ 时,本文所提方法比全双工无人工噪声方法、半双工无人工噪声方法分别高出 0.1399dBm 和 0.6653dBm ,这说明人工噪声在显著降低窃听信道质量的同时不会对合法信道造成影响。在源节点发射功率较小时,人工噪声方法和无人工噪声方法的性能相近,但人工噪声方法略优于无人工噪声方法,这表明源节点发射功率较小时,应让中继的大部分功率用于数据的转发,才能提高系统的安全速率。从整体上看,全双工方案的安全性能明显优于半双工方案,并且随着源节点的发射功率的增加,全双工的优势也逐渐增大。

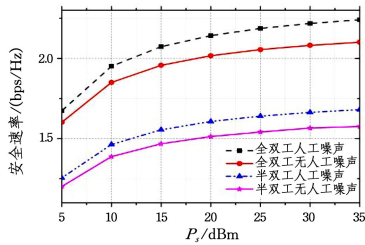


图 2 源节点功率变化时不同方法的安全速率

Fig. 2 Secrecy rates of different methods versus power of source

图 3 比较了有无人工噪声在全双工和半双工两种工作方式下,中继节点所需能量变化时不同方法的安全速率。

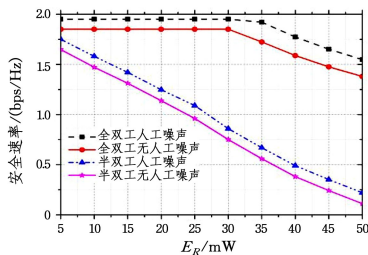


图 3 中继节点所需能量变化时不同方法的安全速率

Fig. 3 Secrecy rates of different methods versus energy needed of relay

以看出,当 $E_R \leq 30\text{mW}$ 时,在全双工工作方式下,无人工噪声两种方法的安全速率均没有变化,但本文提出的方法的性能优于全双工无人工噪声方法。其原因在于,采用全双工工作方式,中继不仅可以从源节点收集能量还可以从自干扰信号中收集能量。中继节点转发数据所需的能量较小,不会对目的节点的信噪比造成影响。当 $E_R \geq 30\text{mW}$ 时,4 种方法的安全速率均下降,但全双工工作方式系统的安全速率微

弱下降而半双工工作方式下安全速率急速下降。这是因为中继节点收集的能量较多使中继转发信号的功率较低,降低了目的节点的信噪比,从而降低了系统的安全速率。在全双工工作方式下,中继在整个传输时隙都能收集能量,而半双工工作方式下中继只有一半的时隙收集能量。同时,全双工可以从自干扰信号中收集能量,对中继收集能量产生了有利的影响。

图 4 比较出了中继节点天线数量不同情况下的 4 种方法的安全性能。可以看出,在相同的参数条件下,本文提出的全双工人工噪声方法系统的安全性能最好。随着天线数量的增加,4 种方法的安全性能均不断增强,这表明当天线数目越来越多时,中继节点的空间自由度也越来越大,于是可根据窃听节点的信道信息,有针对性地有效降低窃听信道的信道质量。应用大规模天线阵列有利于中继收集能量,使得中继节点传输功率增大。

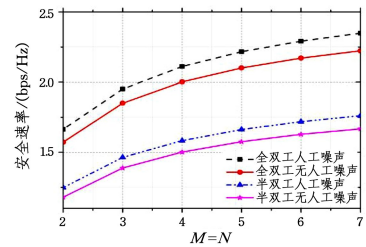


图 4 中继节点天线数量对安全速率的影响

Fig. 4 Effect of number of antenna on secrecy rate

图 5 是在不同窃听节点个数情况下 4 种方法安全性能的比较。可以看出,随着窃听节点数量的增加,4 种方法的安全性能均有所下降,但是本文所提的全双工人工噪声方法的安全性能始终优于其他 3 种方法。其中,无论半双工工作方式还是全双工工作方式,无人工噪声方法的性能下降得很快,这说明人工噪声可以有效提高系统的安全性。在窃听节点较多时,根据人工噪声进行有针对性的干扰,可使合法接收端的性能得到提高,同时降低窃听节点信道的质量从而降低窃听能力,提高了系统的安全性能。

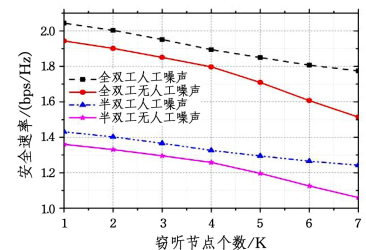


图 5 窃听节点的个数对安全速率的影响

Fig. 5 Secrecy rate versus number of eavesdropper

图 6 给出了有无人工噪声在全双工和半双工两种工作方式下,中继功率变化时不同方法的安全速率。可以看出,随着中继发射功率的增加,4 种方法的安全速率均增加,这说明中继节点收集到的能量越多,越有助于提高系统的安全性能。根据仿真结果可得,人工噪声在显著降低窃听信道质量的同时,不会对合法信道造成影响。在中继的功率较小时,人工噪声方法和无人工噪声方法的性能相近,但人工噪声方法略优于无人工噪声方法。从整体上看,全双工方案的安全性能明显优于半双工方案,并随着中继功率的增加其优势逐渐增大。

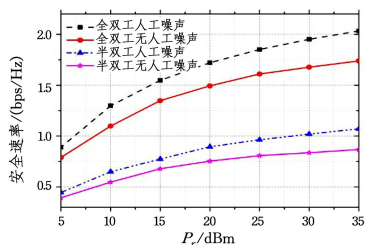


图6 中继功率变化时不同方法的安全速率

Fig. 6 Secrecy rate versus power of relay

结束语 本文研究了在能量收集的全双工中继系统中,存在多个窃听节点情况下的安全传输问题。在节点传输功率和中继收集能量的约束条件下,本文联合优化波束成形向量、人工噪声协方差矩阵和功率分配因子,使系统的安全速率最大。本文采用分层优化方法、双层优化方法、一维搜索方法和半定松弛技术处理该非凸优化问题,求解了安全速率最大化问题。同时证明了松弛问题总存在秩为1的最优解,也就是半定松弛是紧的。数值仿真实验的结果表明,本文所提方法的安全性能明显优于无噪声方法,同时证明了全双工工作方式在性能上比传统半双工工作方式有明显提高。

参考文献

- [1] ZOU Y L, ZHU J, WANG X B, et al. A survey on wireless security: Technical challenges, recent advances, and future trends [C]//Proceedings of IEEE. 2016:1-39.
- [2] KRIKIDIS I, THOMPSON J S, MCLAUGHLIN S. Relay selection for secure cooperative networks with jamming [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(10): 5003-5011.
- [3] LIU G, YU F R, JI H, et al. In-Band Full-Duplex Relaying: A Survey, Research Issues and Challenges [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 17(2): 500-524.
- [4] ZHANG Z S, KEPING L, VASILAKOS A V, et al. Full-Duplex Wireless Communications: Challenges, Solutions, and Future Research Directions [C]//Proceedings of the IEEE. 2016: 1369-1409.
- [5] RIIHONEN T, WERNER S, WICHMAN R. Mitigation of Loopback Self-Interference in Full-Duplex MIMO Relays [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(12): 5983-5993.
- [6] LI Q, YANG Y, MA W K, et al. Robust Cooperative Beamforming and Artificial Noise Design for Physical-Layer Secrecy in AF Multi-Antenna Multi-Relay Networks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(1): 206-220.
- [7] SUN Y, NG D W K, ZHU J, et al. Multi-Objective Optimization for Robust Power Efficient and Secure Full-Duplex Wireless Communication Systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(8): 5511-5526.
- [8] LI Q, HAN D. Sum secrecy rate maximization for full-duplex two-way relay networks [C]//2016 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). IEEE, 2016, 10(8): 1359-1374.
- [9] ULUKUS S, YENER A, ERKIP E. Energy Harvesting Wireless Communications: A Review of Recent Advances [J]. IEEE Jour-

nal. on Selected Areas in Communications, 2015, 33(3): 360-381.

- [10] LU X, WANG P, NIYATO D, et al. Wireless Networks With RF Energy Harvesting: A Contemporary Survey [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(2): 757-789.
- [11] ÖZLEM T D, TUNCER T E. Robust Optimum and Near-Optimum Beamformers for Decode-and-Forward Full-Duplex Multi-Antenna Relay With Self-Energy Recycling [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(3): 1566-1580.
- [12] 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. IEEE, 2014.
- [13] ZHAO M, WANG X, FENG S. Joint Power Splitting and Secure Beamforming Design in the Multiple Non-regenerative Wireless-powered Relay Networks [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(9): 1540-1543.
- [14] LI B, FEI Z, CHEN H. Robust Artificial Noise-Aided Secure Beamforming in Wireless-Powered Non-Regenerative Relay Networks [J]. IEEE Access, 2016, 4: 7921-7928.
- [15] JIANG L, TIAN H, QIN C, et al. Secure Beamforming in Wireless-Powered Cooperative Cognitive Radio Networks [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(3): 522-525.
- [16] ZENG Y, ZHANG R. Full-Duplex Wireless-Powered Relay With Self-Energy Recycling [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 4(2): 201-204.
- [17] FENG Y, YANG Z, ZHU W P, et al. Robust Cooperative Secure Beamforming for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer in Amplify-and-Forward Relay Networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(3): 2354-2366.
- [18] ZHANG L J, JIN L, LIU L, et al. Artificial noise aided secure beamforming for multi-antenna relay systems [J]. Journal on Communications, 2014, 35(11): 81-88.
- [19] LUO Z Q, MA W K, SO M C, et al. Semidefinite Relaxation of Quadratic Optimization Problems [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2010, 27(3): 20-34.
- [20] ROSTAMPOOR J, RAZAVIZADEH S M, LEE I. Energy Efficient Precoding Design for SWIPT in MIMO Two-Way Relay Networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(9): 7888-7896.
- [21] GRANT M, BOYD S. Matlab software for disciplined convex programming, CVX, Austin, TX, USA [OL]. <http://cvxr.com/cvx>.



CHEN Pei-pei, born in 1993, postgraduate. Her research interests include energy harvest wireless network and physical layer.



LI Tao-shen, born in 1957, Ph.D, professor. His research interests include computer network, network computing and information security.