

## 多天线中继系统中人工噪声辅助的安全波束成形

张立健, 金梁, 刘璐, 罗文宇

(国家数字交换系统工程技术研究中心, 河南 郑州 450002)

**摘 要:** 针对放大转发中继系统中转发信息易被窃听者截获的问题, 提出了在中继节点处采用人工噪声辅助的安全波束成形方法。该方法以系统的安全速率最大化 (SRM, secrecy rate maximization) 为目标, 在中继节点的总功率和单个天线功率受限情况下, 联合设计最优的中继波束成形矩阵和人工噪声协方差矩阵。由于该 SRM 问题非凸, 设计了双层优化算法, 其中采用一维搜索解决外层优化问题, 采用半定松弛及内点法解决内层优化问题。理论推导证明, 内层优化问题总存在秩为 1 的最优解, 即所采用的松弛技术是紧的。仿真结果表明所提的方法可以显著提高系统的安全性。

**关键词:** 放大转发; 人工噪声; 波束成形; 安全速率最大化; 半定规划

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)11-0081-08

## Artificial noise aided secure beamforming for multi-antenna relay systems

ZHANG Li-jian, JIN Liang, LIU Lu, LUO Wen-yu

(China National Digital Switching System Engineering and Technological R&D Center, Zhengzhou 450002, China)

**Abstract:** In the amplify-and-forward (AF) relay systems, the confidential information forwarded by the relay can be intercepted by the eavesdroppers. For guaranteeing the secure communications, an artificial noise aided secure beamforming method is proposed. The goal is to maximize the secrecy rate of the system by jointly designing the beamforming matrix and the artificial noise (AN) covariance matrix at the relay subject to the total power and the per-antenna power constraints. This non-convex secrecy rate maximization (SRM) problem can be recast as a two-level optimization problem. The outer part can be solved by performing a one-dimensional search, and the inner part can be handled by the semidefinite relaxation (SDR) technique and interior-point methods. It is shown that there always exists a rank-one optimal solution for the SDR problem, i.e., the relaxation is tight to the original problem. Simulation results demonstrate that the proposed method can improve the security performance of the system significantly.

**Key words:** amplify-and-forward; artificial noise; beamforming; secrecy rate maximization; semidefinite programming

### 1 引言

无线通信的广播特性为窃听者提供了可乘之机, 因此基于无线衰落信道的安全通信显得尤为重要。近年来, 基于信息论的物理层安全技术得到了诸多研究机构和学者关注。物理层安全的本质就是利用无线信道的物理层特性保证无线信息传输的

安全性, 在保证合法用户可靠接收信息的同时, 窃听者获得有用信息几乎为零。

中继系统中, 各通信节点之间通过协作既可以增强通信系统的物理层安全, 也可以克服信道损耗带来的负面影响, 扩大通信覆盖范围。因此, 中继网络的安全传输问题已成为一个研究热点。目前, 研究人员已经提出了各种增强物理层安全

收稿日期: 2014-07-23; 修回日期: 2014-10-22

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61171108, 61379006, 61401510); 国家高技术研究发展计划 (“863” 计划) 基金资助项目 (2014AA01A701)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (61171108, 61379006, 61401510); The National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2014AA01A701)

的协作传输方法<sup>[1~10]</sup>。这些方法中，依据中继节点的作用，可划分为以下 3 类：1) 作为单纯的接收转发节点<sup>[1~4]</sup>，用于提高合法信道的信道容量；2) 作为干扰节点<sup>[5]</sup>，对窃听者进行干扰，降低窃听信道容量；3) 同时转发信息和发送人工噪声<sup>[6~10]</sup>，提高合法信道容量的同时，降低窃听信道的容量。

单天线中继系统的物理层安全已经得到广泛的研究<sup>[4,9,10]</sup>，然而针对多天线中继的系统的研究还十分有限。基于解码转发 (DF, decode-and-forward) 协议，文献[7,8,11,12]研究了多天线中继系统的安全传输问题。相对于 DF 协议，基于放大转发 (AF, amplify-and-forward) 协议的信息传输实现复杂度和设备成本比较低。但是基于 AF 协议的方法设计要复杂得多，这是因为中继节点对信号放大转发的同时，也对加性噪声也进行放大转发。文献[1]从服务质量 (QoS, quality of service) 角度，以系统总功率最小化为目标，联合设计了源及中继的波束成形向量 (矩阵)。文献[2]基于统计误差和确定误差模型，提出了次优秩为 1、匹配转发和迫零波束成形方法。文献[3]研究了安全的无线携能 (SWIPT, simultaneous wireless information and power transfer) 问题，以最大化安全速率为目标，设计了最优的中继波束成形矩阵。文献[6]引入了干扰对齐的思想，使多个节点发送的噪声在目的节点处处于同一噪声子空间，减少对目的节点的干扰。但是，该方法只分析了系统的遍历安全和中断安全速率，并未对其进行优化。以上基于 AF 协议的方法仅适用于存在一个窃听者的情况，且没有考虑单个天线功率受限的问题。更为重要的是，多数文献中的中继仅用于数据的转发，并没有同时采用人工噪声对窃听者进行干扰，从而提高系统的安全速率。

本文考虑多天线 AF 中继网络中，存在多个窃听者时的安全速率最大化问题 (SRM, secrecy rate maximization)。为了保证信息传输的安全性，多天线中继节点在进行放大转发的同时，发送人工噪声，对窃听者进行干扰。在中继节点总功率和单个天线功率受限情况下，通过联合设计中继波束成形矩阵和人工噪声协方差矩阵，最大化系统的安全速率。该 SRM 问题是非凸的，可以转换为一个等效的双层优化问题。其中，外层优化为一个单变量优化问题，通过一维线性搜索的方法寻找最优解。利用半定松弛技术<sup>[13]</sup> (SDR, semidefinite relaxation)，可将内层优化问题转化为一个凸的半定规划问题

(SDP, semidefinite program)，采用内点法<sup>[14]</sup>进行求解。发现内层优化问题总是存在秩为 1 的最优解，即通过半定松弛方法得到的半定规划问题是紧的。

## 2 系统模型与问题描述

### 2.1 系统模型

本文考虑的多天线 AF 中继通信系统包括一个源节点、一个目的节点、一个中继节点和  $K$  个窃听节点，如图 1 所示。除中继节点配备有  $N$  ( $N \geq 2$ ) 个天线外，其他所有节点均配备单天线。假设由于信道质量很差的原因，源节点到目的节点和窃听节点之间无法直接通信。必须经过中继节点转发，目的节点和窃听节点才能接收到源节点发送的信号。该通信系统模型对应于如下应用场景：目的节点和所有的窃听节点均属于同一通信系统，区别仅在于各自定制了不同的业务。当其中一个节点接收服务时，应确保未定制该业务的其他用户无法获得有用信息。所以，可以认为目的节点及窃听节点的信道状态信息是已知的。

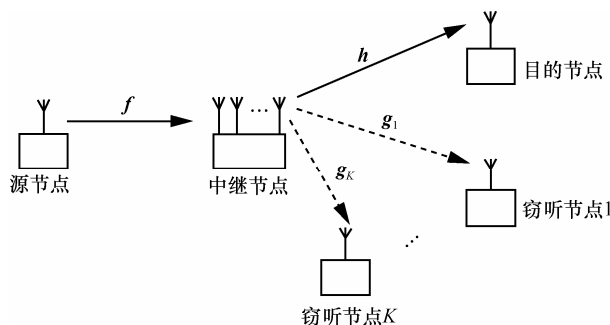


图 1 系统模型

整个网络工作于时分双工模式，因此数据传输包括 2 个阶段。在第一阶段，源节点发送保密信息给中继节点。该中继节点接收到的信号为

$$y_r = fx + n_r \tag{1}$$

其中， $f \in \mathbb{C}^N$  为源节点到中继节点的信道向量； $x$  为源节点发送的保密信息， $E\{|x|^2\} = P_s$ ； $n_r$  为均值为 0，协方差矩阵为  $I_N$  的加性复高斯噪声，即  $n_r \sim \mathcal{CN}(0, I_N)$ ，其中， $I_N$  表示  $N \times N$  单位矩阵。

在第二个传输阶段，中继节点将接收到的信号乘以一个波束成形矩阵后，转发给目的节点。与此同时，发送人工噪声，用于对窃听者进行干扰。因此，中继节点的发送信号可以表示为  $x_r = Ay_r + v$ 。这里， $A \in \mathbb{C}^{N \times N}$  为中继节点的波束成形矩阵；

$\mathbf{v} \sim \mathcal{CN}(0, \boldsymbol{\Sigma})$  为人工噪声向量,  $\boldsymbol{\Sigma} \succeq 0$  为人工噪声协方差矩阵。因此, 目的节点和窃听节点接收的信号分别为

$$\mathbf{y}_b = \mathbf{h}^H \mathbf{A} \mathbf{f} \mathbf{x} + \mathbf{h}^H \mathbf{A} \mathbf{n}_r + \mathbf{h}^H \mathbf{v} + n_b \quad (2)$$

$$\mathbf{y}_{e,k} = \mathbf{g}_{e,k}^H \mathbf{A} \mathbf{f} \mathbf{x} + \mathbf{g}_{e,k}^H \mathbf{A} \mathbf{n}_r + \mathbf{g}_{e,k}^H \mathbf{v} + n_{e,k}, \quad \forall k \in \mathcal{K} \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^N$  和  $\mathbf{g}_{e,k} \in \mathbb{C}^N$ ,  $\forall k \in \mathcal{K}$ ,  $\mathcal{K} \triangleq \{1, \dots, K\}$ , 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;  $n_b \sim \mathcal{CN}(0, 1)$  和  $n_{e,k} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$  分别为目的节点和第  $k$  个窃听节点处的加性高斯噪声。

根据式 (2), 可以得到目的节点的信干噪比 (SINR, signal-to-interference-plus-noise ratio) 为

$$\text{SINR}_b = \frac{P_s \mathbf{h}^H \mathbf{A} \mathbf{f} \mathbf{f}^H \mathbf{A}^H \mathbf{h}}{1 + \mathbf{h}^H \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{h} + \mathbf{h}^H \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{h}} \quad (4)$$

类似地, 第  $k$  个窃听节点的 SINR 为

$$\text{SINR}_{e,k} = \frac{P_s \mathbf{g}_k^H \mathbf{A} \mathbf{f} \mathbf{f}^H \mathbf{A}^H \mathbf{g}_k}{1 + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{g}_k + \mathbf{g}_k^H \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{g}_k} \quad (5)$$

假设信道向量  $\mathbf{f}$ , 加性高斯噪声向量  $\mathbf{n}_r$  及人工噪声向量  $\mathbf{v}$  相互独立, 根据上述信号模型, 中继节点的发送功率及单个天线发送的功率分别为

$$\begin{aligned} P_R &= \text{Tr}(\mathbf{E}\{\mathbf{x}_r \mathbf{x}_r^H\}) \\ &= P_s \text{Tr}(\mathbf{A} \mathbf{f} \mathbf{f}^H \mathbf{A}^H) + \text{Tr}(\mathbf{A} \mathbf{A}^H) + \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}) \end{aligned} \quad (6a)$$

$$\begin{aligned} P_n &= \mathbf{E}\{\mathbf{x}_r \mathbf{x}_r^H\}_{n,n} \\ &= P_s \text{Tr}(\mathbf{E}_n \mathbf{A} \mathbf{f} \mathbf{f}^H \mathbf{A}^H) + \text{Tr}(\mathbf{E}_n \mathbf{A} \mathbf{A}^H) + \text{Tr}(\mathbf{E}_n \boldsymbol{\Sigma}), \quad \forall n \in \mathcal{N} \end{aligned} \quad (6b)$$

其中,  $\mathcal{N} \triangleq \{1, \dots, N\}$ ;  $\mathbf{E}_n = \mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^T$ ,  $\mathbf{e}_n$  表示维数为  $N$ , 第  $n$  个元素为 1, 其余元素为 0 的单位列向量。

## 2.2 问题描述

根据文献[9], 系统可达的安全速率表示为

$$R_s = \min_{k \in \mathcal{K}} \left( \frac{1}{2} \text{lb}(1 + \text{SINR}_b) - \frac{1}{2} \text{lb}(1 + \text{SINR}_{e,k}) \right) \quad (7)$$

其中, 乘以因子 1/2 是因为整个信息的传递需要 2 个阶段。

本文的目的在于, 根据全局信道状态信息, 在中继节点总功率及单个天线功率受限时, 设计最优的波束成形矩阵及人工噪声协方差矩阵, 从而最大化系统的安全速率。根据文献[9], 该 SRM 问题可以表述为

$$R_s^* = \max_{\mathbf{A}, \boldsymbol{\Sigma} \succeq 0} \min_{k \in \mathcal{K}} \left( \frac{1}{2} \text{lb}(1 + \text{SINR}_b) - \frac{1}{2} \text{lb}(1 + \text{SINR}_{e,k}) \right)$$

$$\text{s.t. } P_R \leq P_{\max}, P_n \leq \rho_n, \quad \forall n \in \mathcal{N} \quad (8)$$

其中,  $P_{\max}$  为中继节点的最大发送功率;  $\rho_n$  为中继节点的第  $n$  个天线的发送功率上限。该问题为非凸的优化问题, 无法直接对其求解。在下一部分, 将该问题转换为易于处理的形式, 对其进行求解。

## 3 人工噪声辅助的发送设计

为了对 SRM 问题(式(8))进行求解, 首先引入辅助变量  $\tau$ , 并将式(4)~式(6)代入式(8)中, 可以得到

$$\begin{aligned} R_s^* &= \max_{\mathbf{A}, \boldsymbol{\Sigma} \succeq 0} \frac{1}{2} \text{lb}\left(1 + \frac{P_s \mathbf{h}^H \mathbf{A} \mathbf{f} \mathbf{f}^H \mathbf{A}^H \mathbf{h}}{1 + \mathbf{h}^H \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{h} + \mathbf{h}^H \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{h}}\right) - \frac{1}{2} \text{lb}\left(\frac{1}{\tau}\right) \\ \text{s.t. } & 1 + \frac{P_s \mathbf{g}_k^H \mathbf{A} \mathbf{f} \mathbf{f}^H \mathbf{A}^H \mathbf{g}_k}{1 + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{g}_k + \mathbf{g}_k^H \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{g}_k} \leq \frac{1}{\tau}, \quad \forall k \in \mathcal{K} \\ & P_s \text{Tr}(\mathbf{A} \mathbf{f} \mathbf{f}^H \mathbf{A}^H) + \text{Tr}(\mathbf{A} \mathbf{A}^H) + \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}) \leq P_{\max} \\ & P_s \text{Tr}(\mathbf{E}_n \mathbf{A} \mathbf{f} \mathbf{f}^H \mathbf{A}^H) + \text{Tr}(\mathbf{E}_n \mathbf{A} \mathbf{A}^H) + \text{Tr}(\mathbf{E}_n \boldsymbol{\Sigma}) \leq \rho_n, \quad \forall n \in \mathcal{N} \end{aligned} \quad (9)$$

根据矩阵恒等式  $\text{Tr}(\mathbf{B}^H \mathbf{C} \mathbf{D} \mathbf{E}) = \text{vec}(\mathbf{B})^H (\mathbf{E}^T \otimes \mathbf{C}) \text{vec}(\mathbf{D})$  及  $\text{Tr}(\mathbf{B} \mathbf{C}) = \text{Tr}(\mathbf{C} \mathbf{B})$ , 式 (9) 可以等效地转化为

$$R_s^* = \max_{\mathbf{a}, \boldsymbol{\Sigma} \succeq 0} \frac{1}{2} \text{lb}\left(1 + \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{B}_1 \mathbf{a}}{1 + \mathbf{h}^H \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{h} + \mathbf{a}^H \mathbf{B}_2 \mathbf{a}}\right) - \frac{1}{2} \text{lb}\left(\frac{1}{\tau}\right) \quad (10a)$$

$$\text{s.t. } \text{lb}\left(1 + \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{C}_{1,k} \mathbf{a}}{1 + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{g}_k + \mathbf{a}^H \mathbf{C}_{2,k} \mathbf{a}}\right) \leq \text{lb}\left(\frac{1}{\tau}\right), \quad \forall k \in \mathcal{K} \quad (10b)$$

$$\mathbf{a}^H \mathbf{D}_1 \mathbf{a} + \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}) \leq P_{\max} \quad (10c)$$

$$\mathbf{a}^H \mathbf{D}_{2,n} \mathbf{a} + \text{Tr}(\mathbf{E}_n \boldsymbol{\Sigma}) \leq \rho_n, \quad \forall n \in \mathcal{N} \quad (10d)$$

其中,  $\mathbf{a} = \text{vec}(\mathbf{A})$ ,  $\text{vec}(\cdot)$  表示矩阵的列向量化操作;  $\mathbf{B}_1 = P_s ((\mathbf{f}^* \mathbf{f}^T) \otimes (\mathbf{h} \mathbf{h}^H))$ ;  $\mathbf{B}_2 = \mathbf{I}_N \otimes (\mathbf{h} \mathbf{h}^H)$ ;  $\mathbf{C}_{1,k} = P_s (\mathbf{f}^* \mathbf{f}^T) \otimes (\mathbf{g}_k \mathbf{g}_k^H)$ ;  $\mathbf{C}_{2,k} = \mathbf{I}_N \otimes (\mathbf{g}_k \mathbf{g}_k^H)$ ;  $\mathbf{D}_1 = (P_s \mathbf{f}^* \mathbf{f}^T + \mathbf{I}_N) \otimes \mathbf{I}_N$ ;  $\mathbf{D}_{2,n} = (P_s \mathbf{f}^* \mathbf{f}^T + \mathbf{I}_N) \otimes \mathbf{E}_n$ 。问题(10)是一个复杂的优化问题, 目前还没有一个可行的算法获得其全局最优解。本文将采用双层优化的思想, 求解其局部最优解。

### 3.1 双层优化问题表述

采用文献[9,15]的思想, 问题(10)可以转换为一个双层优化问题。其外层优化为一个单变量优化问题, 可以通过一维搜索进行求解; 内层优化为一个凸的半定规划问题, 可以采用内点法进行求解。其中, 外层的单变量优化问题为

$$R_s^* = \max_{\beta} \frac{1}{2} \text{lb}(1 + \varphi(\tau)) - \frac{1}{2} \text{lb}\left(\frac{1}{\tau}\right) \quad (11)$$

s.t.  $\tau_{\min} \leq \tau \leq \tau_{\max}$

其中,  $\tau_{\min}$  和  $\tau_{\max}$  分别为单变量  $\tau$  的下界和上界;  $\varphi(\tau)$  为  $\tau$  给定时下面内层优化问题的最优目标值

$$\varphi(\tau) = \max_{a, \Sigma \geq 0} \frac{a^H B_1 a}{1 + h^H \Sigma h + a^H B_2 a}$$

s.t.  $1 + \frac{a^H C_{1,k} a}{1 + g_k^H \Sigma g_k + a^H C_{2,k} a} \leq \frac{1}{\tau}, \forall k \in \mathcal{K}$

$a^H D_1 a + \text{Tr}(\Sigma) \leq P_{\max}$

$a^H D_{2,n} a + \text{Tr}(E_n \Sigma) \leq \rho_n, \forall n \in \mathcal{N}$

(12)

确定外层优化问题(式(11))中的一维变量变化范围。由式(10b)可知,  $\tau \leq 1$ , 即  $\tau_{\max} = 1$ 。根据式(10a)可知, 要获得正的安全速率, 必须满足

$$\tau \geq \left(1 + \frac{a^H B_1 a}{1 + h^H \Sigma h + a^H B_2 a}\right)^{-1} \geq (1 + \gamma)^{-1} \quad (13)$$

因此, 只要求出目的节点的  $SINR_b$  最大值  $\gamma$ , 就可以确定  $\tau$  的下界  $\tau_{\min}$ 。极限情况下, 不考虑窃听问题, 将所有功率用于发送信息, 可以达到最大的  $SINR$ 。因此, 可通过下面的优化问题获得最大值  $\gamma$

$$\gamma = \max_a \frac{a^H B_1 a}{1 + a^H B_2 a}$$

s.t.  $a^H D_1 a \leq P_{\max}$

(14)

可以验证, 式(14)取得最优值时, 约束条件的等式成立, 即有  $a^H D_1 a = P_{\max}$ 。因此, 式(13)等价于下面的广义 Rayleigh 熵问题

$$\gamma = \max_a \frac{a^H B_1 a}{a^H (D_1 / P_{\max} + B_2) a} \quad (15)$$

根据文献 [16], 式 (15) 的最优目标值  $\gamma = P_s u^H (D_1 / P_{\max} + B_2)^{-1} u$ ,  $u = (f^* \otimes h)$ 。所以,  $\tau_{\min} = (1 + P_s u^H (D_1 / P_{\max} + B_2)^{-1} u)^{-1}$ 。

观察式(11)和式(12)可知, 在  $\tau$  给定时, 只要能确定式(12)的最优目标值, 就可以通过一维搜索的方法获得式(11)的最优目标值。因此, 双层优化问题求解的关键在于对内层优化问题式(12)的求解。

### 3.2 内层优化问题的求解

下面来看内层优化问题。在  $\tau$  给定时, 式(12)

是一个二次型限制的分数优化问题, 无法直接获得其最优解。定义  $\bar{A} = aa^H$ ,  $\text{Rank}(\bar{A}) = 1$ 。采用半定松弛技术<sup>[13]</sup>(SDR, semidefinite relaxation), 去掉非凸的  $\text{Rank}(\bar{A}) = 1$  限制, 可以得到式(12)的松弛问题

$$\mu(\alpha) = \max_{A \geq 0, \Sigma \geq 0} \frac{\text{Tr}(B_1 \bar{A})}{1 + \text{Tr}(\Sigma h h^H) + \text{Tr}(B_2 \bar{A})}$$

s.t.  $\text{Tr}((C_{1,k} - \alpha C_{2,k}) \bar{A}) - \alpha \text{Tr}(\Sigma g_k g_k^H) \leq \alpha, \forall k \in \mathcal{K}$

$\text{Tr}(D_1 \bar{A}) + \text{Tr}(\Sigma) \leq P_{\max}$

$\text{Tr}(D_{2,n} \bar{A}) + \text{Tr}(E_n \Sigma) \leq \rho_n, \forall n \in \mathcal{N}$

(16)

其中,  $\alpha = 1/\tau - 1$ 。式(16)中的目标函数为分数形式, 可以采用二分法对其求解。这里采用一种更高效的方法, 即采用 Charnes-Cooper 变换<sup>[17]</sup>。具体讲, 令  $\bar{A} = W/\eta$ ,  $\Sigma = S/\eta$ ,  $\eta > 0$ 。则式(16)可以等价地转化为

$$\max_{W \geq 0, S \geq 0} \text{Tr}(B_1 W) \quad (17a)$$

$$\text{s.t. } \eta + \text{Tr}(S h h^H) + \text{Tr}(B_2 W) = 1 \quad (17b)$$

$$\text{Tr}((C_{1,k} - \alpha C_{2,k}) W) - \alpha \text{Tr}(S g_k g_k^H) \leq \alpha \eta, \forall k \in \mathcal{K} \quad (17c)$$

$$\text{Tr}(D_1 W) + \text{Tr}(S) \leq P_{\max} \eta \quad (17d)$$

$$\text{Tr}(D_{2,n} W) + \text{Tr}(E_n S) \leq \rho_n \eta, \forall n \in \mathcal{N} \quad (17e)$$

$$\eta \geq 0 \quad (17f)$$

问题(17)中, 约束条件  $\eta \geq 0$  代替了  $\eta > 0$ 。事实上这并不影响优化问题的可行解范围, 因为如果  $\eta = 0$ , 则根据式(17d),  $W = S = 0$ , 此时无法满足限制条件式(17b)。问题(17)是一个凸的半定规划问题, 可以使用标准的优化软件包, 如 CVX<sup>[18]</sup>进行求解。

至此, 内层优化问题得到解决。获得问题(17)的最优解  $(W^*, S^*, \eta^*)$  后, 可以通过关系式  $\bar{A}^* = W^* / \eta^*$ ,  $\Sigma^* = S^* / \eta^*$ , 得到式(16)的最优解。注意到, 在将问题式(12)转化为式(16)时, 应用了半定松弛技术, 即丢弃了非凸的  $\text{Rank}(\bar{A}) = 1$  限制, 扩大了可行解的范围。现在的一个疑问是, 所采用的松弛操作是否为紧松弛, 也就是说, 式(16)的最优解是否满足  $\text{Rank}(W^*) = 1$  的要求。为解决这一疑问, 考虑下面的功率最小化问题

$$\min_{A \geq 0, \Sigma \geq 0} \text{Tr}(D_1 \bar{A}) \quad (18a)$$

$$\text{s.t. } \text{Tr}((\mathbf{C}_{1,k} - \alpha \mathbf{C}_{2,k}) \bar{\mathbf{A}}) - \alpha \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma} \mathbf{g}_k \mathbf{g}_k^H) \leq \alpha, \forall k \in \mathcal{K} \quad (18b)$$

$$\text{Tr}(\mathbf{D}_1 \bar{\mathbf{A}}) + \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}) \leq P_{\max} \quad (18c)$$

$$\text{Tr}(\mathbf{D}_{2,n} \bar{\mathbf{A}}) + \text{Tr}(\mathbf{E}_n \boldsymbol{\Sigma}) \leq \rho_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (18d)$$

$$\text{Tr}((\mathbf{B}_1 - \mu_\beta \mathbf{B}_2) \bar{\mathbf{A}}) - \mu_\beta \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma} \mathbf{h} \mathbf{h}^H) \geq \mu_\beta \quad (18e)$$

其中, 式(18e)是根据  $\frac{\text{Tr}(\mathbf{B}_1 \bar{\mathbf{A}})}{1 + \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma} \mathbf{h} \mathbf{h}^H) + \text{Tr}(\mathbf{B}_2 \bar{\mathbf{A}})} \geq \mu_\beta$  得到的;  $\mu_\beta$  为式(16)和问题(17)的最优目标值。需要指出的是, 本文考虑的功率最小化问题与文献[9]和文献[15]考虑的功率最小化问题是不同的。如果考虑文献[9]和文献[15]中的总功率最小化问题, 无法获得我们预期的结论。

**命题 1** 如果系统存在正的安全速率, 则问题(16)总存在最优解  $(\bar{\mathbf{A}}^*, \boldsymbol{\Sigma}^*)$ , 满足  $\text{Rank}(\bar{\mathbf{A}}^*) = 1$  的要求。因此, 式(16)是式(12)的紧松弛问题。并且该最优解总是可以通过问题(18)获得。

命题 1 的具体证明过程在附录中给出。

### 3.3 求解算法描述

回到双层优化问题式(11)和式(12)。可以看到, 对于任意给定的  $\tau \in [\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ , 可以通过求解问题(17), 确定内层优化式(12)的最优目标值  $\varphi(\tau)$ 。进而, 可以对外层优化式(11)进行求解。由于式(11)的变量区间长度小于 1, 所以存在许多无需求导的一维优化方法用于搜索式(11)的最优解。例如, 均匀采样法(uniform sampling)可以在计算精度与计算复杂度之间进行折中处理, 而复杂度较低的黄金分割法(golden-section search)至少可以保证一个局部最优解。本文基于黄金分割法, 对双层优化问题进行求解, 见算法 1, 其中,  $\text{vec}^{-1}(\bullet)$  为  $\text{vec}(\bullet)$  的逆运算。

#### 算法 1 双层优化问题求解算法

初始化:  $a = (1 + P_s \mathbf{u}^H (\mathbf{D}_1 / P_{\max} + \mathbf{B}_2)^{-1} \mathbf{u})^{-1}$ ,  $\mathbf{u} = (\mathbf{f}^* \otimes \mathbf{h})$ ,  $b = 1$ , 设置一维搜索精度  $\xi$ ;

- 1)  $l = a + 0.382(b - a)$ ,  $u = a + 0.618(b - a)$ , 对优化式(17)进行求解, 得到  $\phi_l = \phi(1/l - 1)$ ,  $\phi_u = \phi(1/u - 1)$ , 用  $\phi_l$  和  $\phi_u$  代替  $\varphi(\tau)$ , 计算式(11)的目标函数值, 分别得到  $R(l)$  和  $R(u)$ ;
- 2) while  $(b - a) > \xi$
- 3) if  $(R(l) < R(u))$   
 $a = l$ ,  $l = u$ ,  $\phi_l = \phi_u$ ,  $u = a + 0.618(b - a)$ , 对优化问题(17)进行求解, 得到  $\phi_u = \phi(1/u - 1)$ , 用  $\phi_u$  代

替  $\varphi(\tau)$ , 计算式(11)的目标函数值, 得到  $R(u)$ ;

4) else

5)  $b = u$ ,  $u = l$ ,  $\phi_u = \phi_l$ ,  $l = a + 0.382(b - a)$ , 对优化问题(17)进行求解, 得到  $\phi_l = \phi(1/l - 1)$ , 用  $\phi_l$  代替  $\varphi(\tau)$ , 计算式(11)的目标函数值, 得到  $R(l)$ ;

6) end if

7) end while

8)  $\tau = (a + b) / 2$ , 将  $\alpha = (1/\tau - 1)$  代入问题(17), 求解得到最优目标值  $\varphi(\alpha)$  和最优解  $(\mathbf{W}^*, \boldsymbol{\Sigma}^*)$ , 用  $\varphi(\alpha)$  代替  $\varphi(\tau)$ , 计算问题(11)的目标函数值  $R_s^*$ ;

9) if  $\text{Rank}(\mathbf{W}^*) \geq 2$

10) 对问题(18)进行求解, 得到最优解  $(\mathbf{W}^*, \boldsymbol{\Sigma}^*)$ ;

11) end if

12) 矩阵分解  $\bar{\mathbf{A}}^* = \mathbf{a} \mathbf{a}^H$ , 得到  $\mathbf{A}^* = \text{vec}^{-1}(\mathbf{a})$ ;

输出: 局部最优解  $(\mathbf{A}^*, \boldsymbol{\Sigma}^*)$ , 最优目标值  $R_s^*$ 。

## 4 仿真实验分析

本部分通过仿真对所提传输方法的安全性能进行验证。仿真中, 所述功率值均为相对于加性高斯噪声功率的比值。源节点信号功率  $P_s = 20$  dB, 信道随机独立生成, 且服从  $\mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_N)$  分布。假设各个天线的功率上限值相同, 即  $\rho = \rho_k = P_{\max} / N$ ,  $\forall k \in \mathcal{K}$ 。仿真结果是 1 000 次信道实现所得结果的平均值。将本文所提方法的安全性能与另外 2 种方法进行比较: 1) 无人工噪声方法, 即中继节点在转发数据时, 不发送人工噪声, 该方法的安全性能是通过设置内层优化问题(10)中的人工噪声协方差矩阵  $\boldsymbol{\Sigma} = \mathbf{0}$  得到的; 2) 全向人工噪声(isotropic AN)方法<sup>[15,19]</sup>, 该方法的思想是在中继到目的节点信道  $\mathbf{h}$  的零空间中发送人工噪声, 人工噪声功率为中继节点总功率的 50%, 剩余功率用于转发数据。根据文献[15,19], 在全向人工噪声方法中, 没有对单个天线最大发送功率进行限制时, 问题(10)具有闭形式的最优解  $(\bar{\mathbf{A}}^*, \boldsymbol{\Sigma}^*)$ 。如果问题(10)中增加了对单个天线最大发送功率限制的要求, 即式(10d), 则问题(10)的闭形式解应为  $(\zeta \bar{\mathbf{A}}^*, \zeta \boldsymbol{\Sigma}^*)$ , 其中, 扩展因子  $\zeta = \min\{1, \{\rho_n / \text{Tr}(\mathbf{D}_{2,n} \bar{\mathbf{A}}^* + \mathbf{E}_n \boldsymbol{\Sigma}^*), \forall n \in \mathcal{N}\}\}$ 。

图 2 给出了中继节点总功率变化时 3 种方法的安全性能, 仿真中,  $N = 6$ ,  $K = 3$ 。由图 2 可以看到, 随着总功率的增加, 3 种方法的安全速率均逐渐增加。整体上看, 本文方法的性能要高于其

他 2 种方法, 并随着功率的增加其优势更加明显。在 30 dB 时, 本文方法要比无人工噪声方法和全向人工噪声方法分别高出 0.8 bit/s/Hz 和 1.1 bit/s/Hz。当总功率较小时, 本文方法与无人工噪声方法的性能接近, 优于全向噪声方法。这说明总功率较少时应将大部分或全部功率用于转发数据, 才能提高系统安全性能。当总功率增加到一定程度, 如 25 dB 时, 无人工噪声方法的性能达到一个瓶颈, 并且被全向 AN 方法的性能反超。说明此时现有的发射天线自由度 (d.o.f, degree of freedom) 已不能有效抵抗窃听者的截获。而采用人工噪声, 对合法信道不产生干扰或者存在较小干扰的同时, 可以显著地降低窃听信道的质量, 从而提高系统的安全速率。

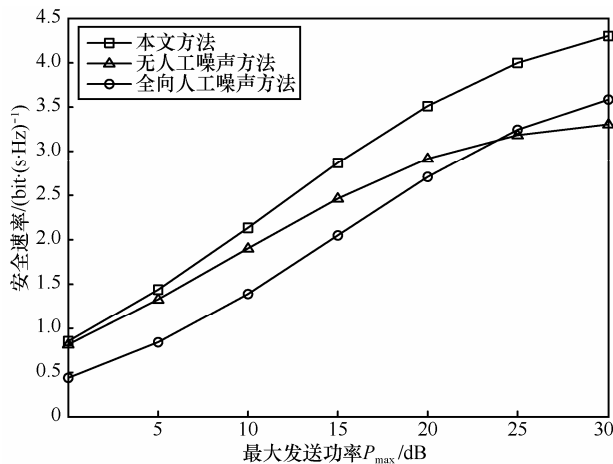


图 2 中继节点总功率变化时不同方法的安全性能

图 3 所示为  $N = 6$ ,  $P_{\max} = 20$  dB 时, 窃听节点个数  $K$  对系统安全性能的影响。可以看到, 尽管随着窃听节点个数的增加系统的安全性能均有所降低, 但是本文方法的性能仍然优于其他 2 种方法。3 种方法中, 无人工噪声方法的性能曲线变化最为陡峭, 在  $K = 6$  时, 其性能已经差于全向人工噪声方法。当  $K = 8$  时, 本文方法的安全速率要比无人工噪声方法和全向人工噪声方法分别高出 1.1 bit/s/Hz 和 0.8 bit/s/Hz。说明, 在窃听节点较多时, 人工噪声可以有效地提高系统的安全性能。本文方法和全向人工噪声方法都采用了人工噪声, 但是前者性能优于后者。这是因为本文方法应用了窃听信道状态信息, 可以有针对性的进行干扰。而全向人工噪声方法事先确定了人工噪声功率和空间分布, 尽管没有对合法信道造成干扰, 但是对窃听信道的干扰效率较低。

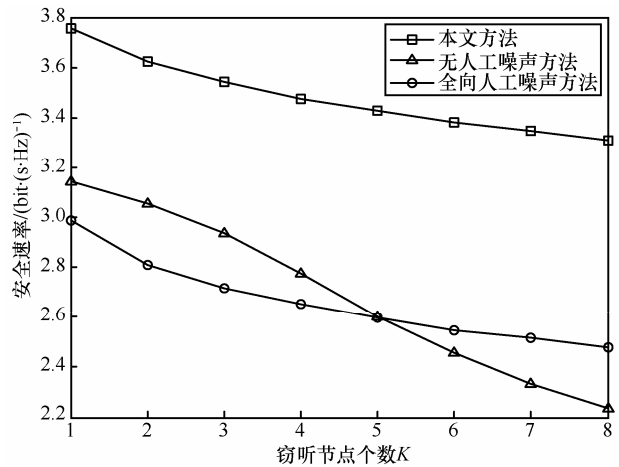


图 3 窃听节点个数对安全速率的影响

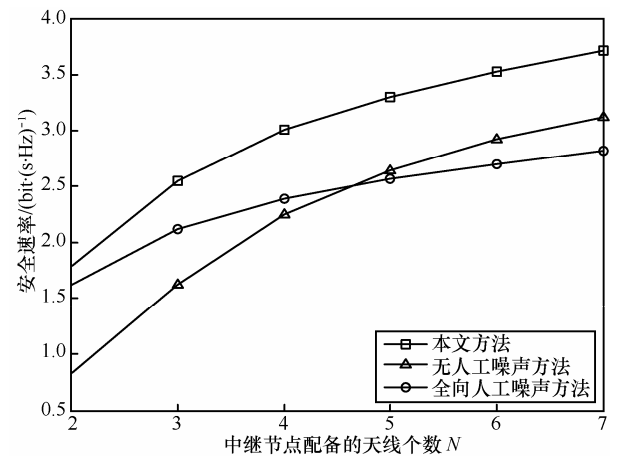


图 4 中继节点配备的天线个数对安全速率的影响

中继节点配备的天线个数对安全速率的影响如图 4 所示, 其中参数设置为  $K = 3$ ,  $P_{\max} = 20$  dB。正如所期望的情况一样, 中继节点配备的天线个数越多, 3 种方法的安全速率越大。可以看出, 在相同的参数条件下, 本文方法提供的性能明显优于另外 2 种方法。当天线个数较小 ( $N \leq 4$ ) 时全向人工噪声方法优于无人工噪声方法, 而当天线个数较大 ( $N \geq 5$ ) 时, 无人工噪声方法反而优于全向人工噪声方法。这是因为在天线个数较多时, 中继节点具备足够的空间自由度, 可以根据窃听信道信息, 有效地对抗窃听节点的窃听行为。而全向人工噪声方法没有利用窃听信道状态信息, 进行有针对性的干扰。

## 5 结束语

本文研究了 AF 多天线中继网络中, 存在多个单天线窃听者时的安全传输问题。提出了人工噪声

辅助的安全波束成形方法。在中继节点的总功率及单个天线的最大发送功率受限时，联合优化波束成形矩阵和人工噪声协方差矩阵，从而最大化系统的安全速率。采用双层优化和半定松弛的方法，对该安全速率最大化问题进行求解。并证明了，松弛的问题总是存在秩为 1 的最优解，即采用的半定松弛是紧的。仿真结果和性能分析验证了所提安全发送方法的有效性。

## 附录 命题 1 的证明

**证明** 考虑问题(18)的原因如下：1)问题(18)的最优解亦为式(16)的最优解；2)问题(18)的最优解 $(\bar{\mathbf{A}}^\circ, \boldsymbol{\Sigma}^\circ)$ ，满足 $\text{Rank}(\bar{\mathbf{A}}^\circ)=1$ 的条件。因此，式(16)总是存在秩为 1 的解，也就是说式(16)的松弛是紧的。下面分别对以上 2 个结论进行证明。

第一步，证明问题(18)的最优解亦为(16)的最优解。

通过观察式(16)和问题(18)的约束条件发现，如果 $(\bar{\mathbf{A}}^\circ, \boldsymbol{\Sigma}^\circ)$ 为优化问题(18)的最优解，则该最优解亦为式(16)的可行解。因此，可知

$$\frac{\text{Tr}(\mathbf{B}_1 \bar{\mathbf{A}}^\circ)}{1 + \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}^\circ \mathbf{h} \mathbf{h}^H) + \text{Tr}(\mathbf{B}_2 \bar{\mathbf{A}}^\circ)} \leq \mu_\beta \quad (19)$$

又因为 $(\bar{\mathbf{A}}^\circ, \boldsymbol{\Sigma}^\circ)$ 为问题(18)的最优解，则根据约束条件(18e)得到

$$\frac{\text{Tr}(\mathbf{B}_1 \bar{\mathbf{A}}^\circ)}{1 + \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}^\circ \mathbf{h} \mathbf{h}^H) + \text{Tr}(\mathbf{B}_2 \bar{\mathbf{A}}^\circ)} \geq \mu_\beta \quad (20)$$

结合式(19)和式(20)可知

$$\frac{\text{Tr}(\mathbf{B}_1 \bar{\mathbf{A}}^\circ)}{1 + \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}^\circ \mathbf{h} \mathbf{h}^H) + \text{Tr}(\mathbf{B}_2 \bar{\mathbf{A}}^\circ)} = \mu_\beta \quad (21)$$

即 $(\bar{\mathbf{A}}^\circ, \boldsymbol{\Sigma}^\circ)$ 为优化问题(16)的最优解。

第二步，证明问题(18)的最优解 $(\bar{\mathbf{A}}^\circ, \boldsymbol{\Sigma}^\circ)$ ，满足 $\text{Rank}(\bar{\mathbf{A}}^\circ)=1$ 。

问题(18)的 Lagrange 函数为

$$\begin{aligned} \mathcal{L} = & \text{Tr}(\mathbf{D}_1 \bar{\mathbf{A}}) + \sum_{k=1}^K \lambda_k (\text{Tr}(\mathbf{C}_{1,k} - \alpha \mathbf{C}_{2,k}) \bar{\mathbf{A}}) - \\ & \alpha \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma} \mathbf{g}_k \mathbf{g}_k^H) - \alpha + \theta (\text{Tr}(\mathbf{D}_1 \bar{\mathbf{A}}) + \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}) - P_{\max}) - \\ & \text{Tr}(\mathbf{Z} \bar{\mathbf{A}}) - \text{Tr}(\mathbf{M} \boldsymbol{\Sigma}) - \tau (\text{Tr}((\mathbf{B}_1 - \mu_\beta \mathbf{B}_2) \bar{\mathbf{A}}) - \\ & \mu_\beta \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma} \mathbf{h} \mathbf{h}^H) - \mu_\beta) + \sum_{n=1}^N \xi_n (\text{Tr}(\mathbf{D}_{2,n} \bar{\mathbf{A}}) + \text{Tr}(\mathbf{E}_n \boldsymbol{\Sigma}) - \rho_n) \end{aligned} \quad (22)$$

其中， $\lambda_k \geq 0, \forall k, \theta \geq 0, \xi_n \geq 0, \forall n, \tau \geq 0, \mathbf{Z} \succeq \mathbf{0}, \mathbf{M} \succeq \mathbf{0}$ ，分别为约束条件(18b)~约束条件(18e)， $\bar{\mathbf{A}} \succeq \mathbf{0}$  和  $\boldsymbol{\Sigma} \succeq \mathbf{0}$  的对偶变量。

一般来讲问题(18)满足 Slater 条件：如果问题(18)存在可行解，则可通过反证法证明存在严格可行点<sup>[15]</sup>。因此，原始问题与对偶问题之间存在强对偶性，最优解满足 KKT

(karush-kuhn-tucker)条件。与证明相关的 KKT 条件如下

$$\mathbf{Z} = (1 + \theta) \mathbf{D}_1 + \sum_{k=1}^K \lambda_k (\mathbf{C}_{1,k} - \alpha \mathbf{C}_{2,k}) - \tau (\mathbf{B}_1 - \mu_\beta \mathbf{B}_2) + \sum_{n=1}^N \xi_n \mathbf{D}_{2,n} \quad (23a)$$

$$\mathbf{M} = \theta \mathbf{I}_N - \sum_{k=1}^K \lambda_k \alpha \mathbf{g}_k \mathbf{g}_k^H - \tau \mu_\beta \mathbf{h} \mathbf{h}^H + \sum_{n=1}^N \xi_n \mathbf{E}_n \quad (23b)$$

$$\bar{\mathbf{Z}} \bar{\mathbf{A}} = \mathbf{0} \quad (23c)$$

$$\bar{\mathbf{A}} \succeq \mathbf{0} \quad (23d)$$

由式(23b)可知，单位矩阵 $\mathbf{I}_N$ 与矩阵 $\mathbf{M}$ 的直积(Kronecker积)为

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{M} = & \theta \mathbf{I}_{N^2} - \sum_{k=1}^K \lambda_k \alpha (\mathbf{I}_N \otimes (\mathbf{g}_k \mathbf{g}_k^H)) + \\ & \tau \mu_\beta (\mathbf{I}_N \otimes (\mathbf{h} \mathbf{h}^H)) + \sum_{n=1}^N \xi_n \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{E}_n \end{aligned} \quad (24)$$

根据 $\mathbf{D}_1$ 、 $\mathbf{C}_{2,k}$ 和 $\mathbf{B}_2$ 的定义，从式(23a)减去式(24)可得

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} = & (1 + \theta) P_s ((\mathbf{f}^* \mathbf{f}^T) \otimes \mathbf{I}_N) + \mathbf{I}_{N^2} + \sum_{k=1}^K \lambda_k \mathbf{C}_{1,k} - \\ & \tau \mathbf{B}_1 + \sum_{n=1}^N \xi_n P_s (\mathbf{f}^* \mathbf{f}^T) \otimes \mathbf{E}_n + \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{M} \end{aligned} \quad (25)$$

将式(25)两端同时右乘矩阵 $\bar{\mathbf{A}}$ ，并应用式(23c)，可得 $\tau \mathbf{B}_1 \bar{\mathbf{A}} =$

$$\frac{((1 + \theta) P_s ((\mathbf{f}^* \mathbf{f}^T) \otimes \mathbf{I}_N) + \mathbf{I}_{N^2} + \sum_{k=1}^K \lambda_k \mathbf{C}_{1,k} + \sum_{n=1}^N \xi_n P_s (\mathbf{f}^* \mathbf{f}^T) \otimes \mathbf{E}_n + \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{M}) \bar{\mathbf{A}}}{\mathbf{Q}} \quad (26)$$

注意到， $\mathbf{I}_{N^2} \succ \mathbf{0}$ ，而 $\mathbf{Q}$ 中其他项均为半正定矩阵，因此 $\mathbf{Q} \succ \mathbf{0}$ 是满秩矩阵。因此

$$\text{Rank}(\bar{\mathbf{A}}) = \text{Rank}(\mathbf{Q} \bar{\mathbf{A}}) = \tau \text{Rank}(\mathbf{B}_1 \bar{\mathbf{A}}) \leq \text{Rank}(\mathbf{B}_1) = 1 \quad (27)$$

其中， $\text{Rank}(\mathbf{B}_1) = 1$ 是根据 $\text{Rank}(\mathbf{B} \otimes \mathbf{C}) = \text{Rank}(\mathbf{B}) \text{Rank}(\mathbf{C})$ 得到的。如果 $\text{Rank}(\bar{\mathbf{A}}) = 0$ ，则 $\bar{\mathbf{A}} = \mathbf{0}$ ，又因为假设存在正的安全速率，则 $\mu_\beta > 0$ ，所以约束条件(18e)无法满足，问题(18)无解。因此， $\text{Rank}(\bar{\mathbf{A}}) = 1$ 。

综合以上 2 部分的证明结果，可得命题 1。

## 参考文献：

- [1] ZHANG M, HUANG J, YU H. QoS-based source and relay secure optimization design with presence of channel uncertainty [J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(8): 1544-1547.
- [2] WANG X Y, WANG K, ZHANG X D. Secure relay beamforming with imperfect channel side information [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(5): 2140-2155.
- [3] LI Q Z, ZHANG Q, QIN J Y. Secure relay beamforming for simultaneous wireless information and power transfer in nonregenerative relay networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014,

- 63(5): 2462-2467.
- [4] YANG Y, LI Q, MA W K. Cooperative secure beamforming for AF relay networks with multiple eavesdroppers [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2013, 20(1): 35-38.
- [5] LUO S Y, LI J Y, PETROPULU A P. Uncoordinated cooperative jamming for secret communications [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2013, 8(7): 1081-1090.
- [6] DING Z G, PENG M G, CHEN H H. A general relaying transmission protocol for MIMO secrecy communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(11): 3461-3471.
- [7] VISHWAKARMA S, CHOCKALINGAM A. MIMO decode-and-forward relay beamforming for secrecy with cooperative jamming[A]. 2014 Twentieth National Conference on Communications (NCC)[C]. Kanpur, India, 2014.1-6.
- [8] TANG L, GONG X, WU J. Secure wireless communications via cooperative relaying and jamming[A]. GLOBECOM Workshops[C]. Houston, TX, 2011.849-853.
- [9] YANG Y, LI Q, MA W K. Optimal joint cooperative beamforming and artificial noise design for secrecy rate maximization in AF relay networks[A]. IEEE 14th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)[C]. Darmstadt, 2013.360-364.
- [10] WANG H M, LUO M, XIA X G. Joint cooperative beamforming and jamming to secure AF relay systems with individual power constraint and no eavesdropper's CSI[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2013, 20(1): 39-42.
- [11] HUANG J, SWINDLEHURST A L. Cooperative jamming for secure communications in MIMO relay networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(10): 4871-4884.
- [12] JILANI M, OHTSUKI T. Joint SVD-GSVD precoding technique and secrecy capacity lower bound for the MIMO relay wire-tap channel[A]. IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)[C]. Yokohama, 2012.1-5.
- [13] LUO Z Q, MA W K, SO A C. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2010, 27(3): 20-34.
- [14] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex Optimization[M]. New York: Cambridge University Press, 2004.
- [15] LI Q, MA W K. Spatially selective artificial-noise aided transmit optimization for MISO multi-eves secrecy rate maximization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(10): 2704-2717.
- [16] CHEN H, GERSHMAN A B, SHAHBAZPANAH S. Filter-and-forward distributed beamforming in relay networks with frequency selective fading[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3):1251-1262.
- [17] CHARNES A, COOPER W W. Programming with linear fractional functionals[J]. Naval Research Logistics Quarterly, 1962, 9(3): 181-186.
- [18] CVX Research I. CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 2.0[EB/OL]. <http://cvxr.com/cvxAug>, 2012.
- [19] ZHOU X Y, MCKAY M R. Secure transmission with artificial noise over fading channels: achievable rate and optimal power allocation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(8): 3831-3842.

#### 作者简介:



张立健(1980-),男,内蒙古翁牛特旗人,国家数字交换系统工程技术研究中心博士生,主要研究方向为无线物理层安全。

金梁(1969-),男,北京人,国家数字交换系统工程技术研究中心教授、博士生导师,主要研究方向为阵列信号处理、数字通信、无线物理层安全。

刘璐(1988-),男,安徽宿州人,国家数字交换系统工程技术研究中心博士生,主要研究方向为无线物理层安全。

罗文字(1982-),男,河南正阳人,博士,国家数字交换系统工程技术研究中心工程师,主要研究方向为通信信号处理、无线物理层安全。