

## 异构携能通信网络中人工噪声辅助的 顽健能量与信息传输方案

张波, 黄开枝, 钟州, 陈亚军

(国家数字交换系统工程技术研究中心, 河南 郑州 450002)

**摘 要:** 异构携能通信网络中 CSI 存在随机误差时, 为保证信息与能量传输的安全性及可靠性, 提出一种人工噪声辅助的顽健能量与信息传输方案。通过联合设计宏基站、微基站的下行信息波束矩阵及人工噪声矩阵, 使网络中其他用户信号及人工噪声能够干扰窃听器。同时提升系统能量的接收性能。考虑 CSI 随机误差, 在基站的发送功率约束、合法用户的信息接收中断约束及窃听者的信息窃听中断约束下, 以最大化系统能量接收性能为目标进行数学建模。建模后的问题是非凸的, 首先将其等效转化为一种易于处理的形式; 然后, 分别利用 Bernstein-type 不等式和 Large-deviation 不等式这 2 种方式将其中的中断概率约束转化为凸的线性矩阵不等式; 最后结合二次等式引理及递归估计算法处理秩为 1 波束成形约束的非凸性。仿真结果表明, 与对比方案相比, 所提方案具有更高的系统能量接收性能和可行解性能, 验证了其有效性和顽健性。

**关键词:** 物理层安全; 安全传输; 异构网络; 无线携能通信; 凸优化

**中图分类号:** TN918.82

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2019047

## Artificial noise-aided robust secure information and power transmission scheme in heterogeneous networks with simultaneous wireless information and power transfer

ZHANG Bo, HUANG Kaizhi, ZHONG Zhou, CHEN Yajun

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

**Abstract:** A heterogeneous network with simultaneous wireless information and power transfer under the stochastic channel state information (CSI) error was considered. In this network, to guarantee the security and reliability of information and energy transmission, an artificial noise (AN)-aided robust secure information and power transmission scheme was proposed. By jointly designing the downlink information beamforming and AN matrix of macrocell base station and femtocell base stations, the eavesdroppers were jammed and the energy receiving performance of system was improved simultaneously. The problem of maximizing the energy receiving performance was modeled under the constraints on the base station power, the outage probability of information transfer and confidential information eavesdropped. Due to the probabilistic and rank-one constraints, this problem was non-convex. To obtain the solution, the original problem was first transformed into an equivalent form, which was easy to process. Then, the Bernstein-type inequality and the Large-deviation inequality was utilized to transform the outage probability limits into convex linear matrix inequalities, respectively. Finally, the rank-one beamforming constraints were processed with quadratic equality constraint procedure. Simulation results show that the proposed scheme has higher energy receiving performance and feasible performance in comparison with compared schemes, which validates the effectiveness and the robustness of our proposed scheme.

**Key words:** physical layer security, secure transmission, heterogeneous network, simultaneous wireless information and power transfer, convex optimization

收稿日期: 2018-05-08; 修回日期: 2018-12-04

通信作者: 黄开枝, Huangkaizhi@tsinghua.org.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61871404, No.61701538, No.61601514)

**Foundation Item:** The National Natural Science Foundation of China (No.61871404, No.61701538, No.61601514)

## 1 引言

无线设备数量的增加和对数据流量需求的不断提高,促使5G向异构化方向不断演进<sup>[1]</sup>。作为一种在5G时代备受关注的网络体系结构,异构网络通过在宏基站(MBS, macrocell base station)覆盖范围内密集部署小基站为网络容量及频谱利用率的提升带来益处<sup>[2]</sup>,但也面临着各层网络间的互相干扰问题。从传统通信角度来看,这些干扰会降低通信质量,影响用户体验。近年来,随着无线携能通信技术的发展,有学者提出可将此类干扰作为无线携能通信的一种能量来源加以利用<sup>[3-4]</sup>。与传统蜂窝网络相比,这种异构携能通信网络的架构更加开放,包含的节点类型更加多样,使窃听者(EVE, eavesdropper)更容易混入到网络中对信息进行窃听。作为传统高层加密手段的补充,近年来,出现的物理层安全技术<sup>[5-6]</sup>利用无线信道的物理层特性探索解决了通信安全问题,并越来越受到业界的广泛关注。

目前,大多学者在完整信道状态信息(CSI, channel state information)的前提下,单独针对异构网络<sup>[7-8]</sup>或无线携能通信系统<sup>[9-10]</sup>中的物理层安全进行研究,很少将两者结合起来对其中的安全问题进行探讨。

然而,在实际网络中,由于量化误差、时延误差等因素的存在,发送端所获取的CSI往往存在一定误差<sup>[11-12]</sup>。业界学者一般将CSI误差划分为确定误差和随机误差,并分别发展出基于最坏情况性能优化的物理层安全设计方法和基于概率约束的统计性物理层安全设计方法。考虑存在确定CSI误差的情形,文献[13-14]在用户服务质量(QoS, quality of service)及能量接收约束下,研究了最大化最差系统安全速率的问题。针对该问题的非凸性,结合半定松弛技术(SDR, semi-definite relaxation)和递归估计近似(SCA, successive convex approximation)算法获取原始问题的近似最优解。需要指出的是,文献[13-14]中基于最坏情况性能优化的安全方法均假设CSI误差是范数有界的,这一假设可能不符合实际情况,表现在以下两方面:一方面,因CSI误差受各种实际网络因素的影响,误差存在一定随机性;另一方面,这种假设过于保守,因为最坏情况CSI误差发生的概率可能很低。

因此,考虑随机误差情形,基于概率约束的统计性安全设计方法的思想是仅保证CSI误差发生概

率充分大时的系统安全性能更加贴近实际网络。基于此思想,文献[15-17]对单层MISO (multiple-input single-output)携能通信网络中的顽健安全传输设计问题进行了探讨。在节点CSI均存在随机误差情形下,为避免保密信息泄露给能量接收用户(ER, energy receiver),文献[15]基于能量接收中断概率约束和安全速率中断概率约束研究了系统发送功率最小化问题,并提出一种低复杂度基于迭代的二阶锥求解算法。从另一侧面,在信息接收用户(IR, information receiver)、ER的信息接收、能量接收中断概率约束及ER的信息窃听中断概率约束下,文献[16-17]分别借助S-引理及Bernstein-type不等式(BTI, Bernstein-type inequality)对系统总发送功率最小化问题进行了探讨。文献[18]则研究了系统接收能量最大化的问题,提出了一种基于BTI的求解方法。文献[19]进一步考虑EVE装备多天线的场景,在安全中断概率约束和能量接收中断概率约束下,对系统发送功率最小化目标下的下行信息波束联合设计进行了研究,分别借助于BTI、S-引理、large-deviation不等式(LDI, large-deviation inequality)处理中断概率约束的非凸性。在上述基础上,文献[20]考虑IR及EVE均装备多天线情形,对单层MIMO (multiple-input multiple-output)携能通信网络中的相关问题进行了研究。借助等效变换、LDI及SCA算法通过交互式迭代获取近似最优的目标接收预编码矩阵和功率分离系数。综上可知,在随机CSI误差情形下,现有携能通信网络中的顽健安全传输研究仅考虑了单层网络或少数固定通信节点场景,缺乏针对异构携能通信网络中的相关研究;由于异构携能通信网络中节点数目众多、各层网络间干扰复杂,上述方法无法直接适用;多个EVE之间相互勾结进行联合窃听是一种更加危险的情形,上述文献并未对该情形开展相关探讨。

针对上述问题,本文提出一种人工噪声辅助的顽健能量与信息安全传输方案。考虑异构携能通信网络中CSI存在随机误差,且多个潜在EVE对保密信息进行联合窃听的情形。为保证信息传输安全及系统能量接收性能,在微基站(FBS, femtocell base stations)发送的下行通信信号中注入人工噪声,而后对MBS、FBS的下行信息波束成形矢量和人工噪声协方差矩阵进行联合设计。在MBS和FBS的总发送功率约束、IR的信息接收中断概率约束及EVE的窃听SINR中断概率约束下,该最大化系统

接收能量问题是非凸的。为求解该问题，首先将原始问题等效变换为一种易于处理的形式，然后分别利用 BTI 和 LDI 这 2 种不同方式将其中的中断概率约束转化为凸的线性矩阵不等式，最后结合二次等式引理及 SCA 算法迭代获取近似最优的人工噪声协方差矩阵及秩为 1 的信息波束成形解。仿真结果验证了该方案的有效性和顽健性。

## 2 系统模型及问题形成

图 1 为一个双层的下行异构携能通信网络，在一个 MBS 的覆盖范围内分布着  $N$  个 FBS，MBS 和每个 FBS 在相同频率资源上分别向  $M$  个宏基站用户 (MU, macrocell user)、 $K$  个微基站用户 (FU, femtocell user) 传输下行信息，MU 和 FU 视为异构携能网络中的 IR；同时，FBS 向  $B$  个 ER 进行无线能量传输，换言之，ER 可以被认为一种仅从 FBS 接收能量的 FU。其中，MBS 装备  $N_{\text{MBS}} > M$  根天线，总发送功率为  $P_{\text{MBS}}$ ；每个 FBS 装备  $N_{\text{FBS}} > K$  根天线，总发送功率为  $P_{\text{FBS}}$ ；其余节点装备单天线。然而，需要注意的是，由于宏、微小区间频率的复用及覆盖重叠，ER 能够接收到 MU 的下行信号且可能对其进行窃听，此时 ER 可以被认为网络中的潜在 EVE<sup>[13-14]</sup>。为同时保证网络中 MU 下行保密信息的安全传输及对 ER 下行能量的传输，考虑在 FBS 发送的下行信号中注入人工噪声，然后对 MBS、FBS 的下行信息波束及人工噪声进行联合设计。为便于直观地分析，在下文中将第  $n$  个 FBS、第  $m$  个 MU、FBS <sub>$n$</sub>  的第  $k$  个 FU 和第  $b$  个 ER (即 EVE) 分别简略表示为 FBS <sub>$n$</sub> 、MU <sub>$m$</sub> 、FU <sub>$nk$</sub>  和 ER <sub>$b$</sub> 。

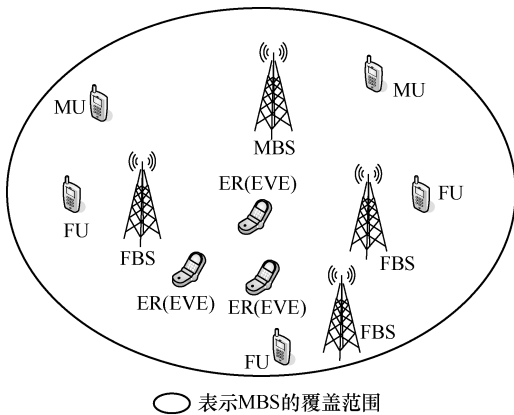


图 1 双层下行异构携能通信网络模型

不失一般性，假设 EVE 对 MU<sub>1</sub> 的下行信息进行窃听<sup>[13]</sup>，则 MU <sub>$m$</sub> 、FU <sub>$nk$</sub>  和 ER <sub>$b$</sub>  的接收信号可分

别表示为

$$y_m = h_m^H w_m s_m + h_m^H \left( \sum_{p \neq m} w_p s_p \right) + \sum_{n=1}^N h_{n,m}^H \left( \sum_{k=1}^K w_{nk} s_{nk} + z_n \right) + n_m, \quad m \in [1, M] \quad (1)$$

$$y_{nk} = h_{n,nk}^H (w_{nk} s_{nk} + z_n) + \sum_{t \neq k} h_{n,nk}^H w_{nt} + \sum_{a \neq n} \sum_{t=1}^K h_{a,nk}^H w_{at} s_{at} + \sum_{a \neq n} h_{a,nk}^H z_a + \sum_{m=1}^M h_{nk}^H w_m s_m + n_{nk}, \quad n \in [1, N], k \in [1, K] \quad (2)$$

$$y_{ER_b} = h_{ER_b}^H w_1 s_1 + h_{ER_b}^H \sum_{m=2}^M w_m s_m + \sum_{n=1}^N h_{n,ER_b}^H \left( \sum_{k=1}^K w_{nk} s_{nk} + z_n \right) + n_{ER_b}, \quad b \in [1, B] \quad (3)$$

其中， $h_m \in C^{N_M \times 1}$ 、 $h_{n,m} \in C^{N_F \times 1}$  分别表示从 MBS 和 FBS <sub>$n$</sub>  至 MU <sub>$m$</sub>  的信道矢量； $h_{l,nk} \in C^{N_F \times 1}$  ( $l = n, a$ )、 $h_{nk} \in C^{N_M \times 1}$  分别表示从 FBS <sub>$l$</sub>  至 FU <sub>$nk$</sub> 、从 MBS 至 FU <sub>$nk$</sub>  的信道矢量； $h_{ER_b} \in C^{N_M \times 1}$ 、 $h_{n,ER_b} \in C^{N_F \times 1}$  分别表示从 MBS、FBS <sub>$n$</sub>  至 ER <sub>$b$</sub>  的信道矢量。 $w_f \in C^{N_M \times 1}$  ( $f = m, p$ )、 $w_{nj} \in C^{N_F \times 1}$  ( $j = k, t$ ) 分别表示从 MBS 至 MU <sub>$f$</sub> 、FBS <sub>$n$</sub>  至 FU <sub>$nj$</sub>  的信息波束成形矢量。 $s_i$  ( $i = m, p$ )、 $s_{nj}$  ( $j = k, t$ ) 分别表示从 MBS 至 MU <sub>$i$</sub> 、从 FBS <sub>$n$</sub>  至 FU <sub>$nj$</sub>  的信息符号，且  $E\{|s_i|^2\} = E\{|s_{nj}|^2\} = 1$ 。 $z_0 \in C^{N_M \times 1}$ 、 $z_n \in C^{N_F \times 1}$  分别表示 MBS 和 FBS <sub>$n$</sub>  发送的人工噪声矢量， $z_0 \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{Z}_0)$ ， $z_n \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{Z}_n)$ ，其中  $\mathbf{Z}_0$  和  $\mathbf{Z}_n$  为相应的人工噪声协方差矩阵。 $n_m$ 、 $n_{nk}$ 、 $n_{ER_b}$  分别为 MU <sub>$m$</sub> 、FU <sub>$nk$</sub> 、ER <sub>$b$</sub>  处的热噪声。为简化分析，假设所有的热噪声均服从  $\text{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2)$ 。

根据式(1)和式(2)，可将 MU <sub>$m$</sub> 、FU <sub>$nk$</sub>  的 SINR 分别表示为

$$\text{SINR}_m = \frac{|h_m^H w_m|^2}{\sum_{p \neq m} |h_m^H w_p|^2 + \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K |h_{n,m}^H w_{nk}|^2 + \sum_{n=1}^N |h_{n,m}^H z_n|^2 + \sigma^2} \quad (4)$$

$$\text{SINR}_{nk} = \frac{|h_{n,nk}^H w_{nk}|^2}{A_{nk}} \quad (5)$$

其中，

$$A_{nk} = \sum_{t \neq k}^K \left| \mathbf{h}_{n,nk}^H \mathbf{w}_{nt} \right|^2 + \left| \mathbf{h}_{n,nk}^H \mathbf{z}_n \right|^2 + \sum_{a \neq n}^N \sum_{t=1}^K \left| \mathbf{h}_{a,nk}^H \mathbf{w}_{at} \right|^2 + \sum_{a \neq n}^N \left( \left| \mathbf{h}_{a,nk}^H \mathbf{z}_a \right|^2 \right) + \sum_{m=1}^M \left| \mathbf{h}_{nk}^H \mathbf{w}_m \right|^2 + \sigma^2 \quad (6)$$

为保证 MU<sub>1</sub> 的下行信息传输安全, 考虑一种最坏的情形:  $B$  个潜在 EVE 之间相互联合对 MU<sub>1</sub> 的下行信息进行联合窃听, 将获取的信息进行交换或合并, 并能够在一定程度上消除其他用户下行信号的干扰。此时,  $B$  个单天线 EVE 可以等效为一个有  $B$  根天线的窃听者  $E_B$ , 其 SINR 可以表示为

$$\text{SINR}_{E_B} = \frac{\sum_{b=1}^B \left| \mathbf{h}_{E_B}^H \mathbf{w}_1 \right|^2}{\xi \left( \sum_{b=1}^B \sum_{m=2}^M \left| \mathbf{h}_{E_B}^H \mathbf{w}_m \right|^2 + \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \left| \mathbf{h}_{n,E_B}^H \mathbf{w}_{nk} \right|^2 \right) + \sum_{b=1}^B \sum_{n=1}^N \left| \mathbf{h}_{n,E_B}^H \mathbf{z}_n \right|^2 + \sigma^2} \quad (7)$$

其中,  $\xi \in [0, 1]$  是对其他用户下行信号的干扰消除系数。

类似于文献[14], 本文假设 ER 可从 MBS、FBS 的下行用户信号及 FBS 的人工噪声信号中接收能量。结合式(3), ER<sub>*b*</sub> 的接收能量可表示为

$$E_{\text{harvest}}(b) = k \left( \sum_{m=1}^M \left| \mathbf{h}_{E_B}^H \mathbf{w}_m \right|^2 + \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \left| \mathbf{h}_{n,E_B}^H \mathbf{w}_{nk} \right|^2 + \sum_{n=1}^N \left( \left| \mathbf{h}_{n,E_B}^H \mathbf{z}_n \right|^2 \right) \right) \quad (8)$$

其中,  $k \in (0, 1]$ ,  $k$  是接收能量转换系数。进一步, 将系统的能量接收性能定义为各个 ER 的接收能量总和, 如式(9)所示。

$$E_{\text{system}} = \sum_{b=1}^B E_{\text{harvest}}(b) \quad (9)$$

从式(7)和式(9)可以看出, 系统能量接收性能和安全性均与 MBS、FBS 的下行信息波束及人工噪声有关, 因此可以综合考虑将系统能量接收性能和安全性进行联合设计。需要注意的是, 基站获取的 CSI 对这些参量的联合设计有着至关重要的作用。然而, 由于实际网络中信道的估计误差、时延等因素, 基站所获取的 CSI 往往存在一定的误差。因此, 为保证设计方案的顽健性, 在上述网络参量的联合设计过程中需要综合考虑 CSI 误差的影响。

本文假设基站侧获得 CSI 存在随机误差, 将式(1)~式(3)中的信道矢量统一表示为如下形式。

$$\mathbf{h} = \hat{\mathbf{h}} + \mathbf{e}, \mathbf{e} = \mathbf{Q}^{\frac{1}{2}} \mathbf{r}, \mathbf{r} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}) \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{h}$ 、 $\hat{\mathbf{h}}$ 、 $\mathbf{e}$ 、 $\mathbf{Q}$  形式分别表示实际信道矢量、基站侧获取的信道估计矢量、信道误差矢量和信道误差矢量的协方差矩阵,  $\mathbf{r}$  为对应  $\mathbf{Q}$  的列向量,  $\mathbf{I}$  为单位矩阵。限于篇幅, 此处并未给出式(1)和式(2)中相应信道矢量的具体表示形式, 具体形式可结合式(1)~式(3)及文献[16-17]得出。在 MBS 和 FBS 的总发送功率、MU 和 FU 的下行信息接收中断及  $E_B$  的窃听 SINR 中断概率的约束下, 联合设计 MBS、FBS 的下行波束成形矢量及人工噪声协方差矩阵, 最大化系统能量接收性能。令  $\mathbf{W}_m = \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^H$ 、 $\mathbf{W}_{nk} = \mathbf{w}_{nk} \mathbf{w}_{nk}^H$ , 则可将该问题表示为

$$\max_{\{\mathbf{W}_m\}, \{\mathbf{W}_{nk}\}, \{\mathbf{Z}_n\}} E_{\text{system}} \quad (11)$$

约束条件如式(12)~式(17)所示。

$$\Pr\{\text{SINR}_m \leq \gamma_m\} \leq \rho_m, m \in [1, M] \quad (12)$$

$$\Pr\{\text{SINR}_{nk} \leq \gamma_{nk}\} \leq \rho_{nk}, n \in [1, N], k \in [1, K] \quad (13)$$

$$\Pr\{\text{SINR}_{E_B} \geq \gamma_{E_B}\} \leq \rho_{E_B} \quad (14)$$

$$\sum_{m=1}^M \text{trace}(\mathbf{W}_m) + \text{trace}(\mathbf{Z}_0) \leq P_{\text{MBS}} \quad (15)$$

$$\sum_{k=1}^K \text{trace}(\mathbf{W}_{nk}) + \text{trace}(\mathbf{Z}_n) \leq P_{\text{FBS}}, n \in [1, N] \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \text{rank}(\mathbf{W}_m) &= \text{rank}(\mathbf{W}_{nk}) = 1, \\ m &\in [1, M], n \in [1, N], k \in [1, K] \end{aligned} \quad (17)$$

其中,  $\gamma_m$ 、 $\gamma_{nk}$ 、 $\gamma_{E_B}$  分别为 MU<sub>*m*</sub>、FU<sub>*nk*</sub>、 $E_B$  的 SINR 中断门限值;  $\rho_m \in (0, 0.5]$ 、 $\rho_{nk} \in (0, 0.5]$  和  $\rho_{E_B} \in (0, 0.5]$  分别为相应的中断概率门限值。可以看出, 式(12)和式(13)为网络中 MU、FU 的下行信息传输可靠性约束; 式(13)和式(14)共同保证了网络中保密信息传输的安全性, 因为根据安全速率定义可以通过调整 SINR 门限值  $\gamma_1$ 、 $\gamma_{E_B}$  满足预定的安全性能下界要求。然而, 由于概率约束式(12)~式(14)及秩为 1 的约束式(17)的存在, 该问题如式(10)所示是非凸的, 无法直接进行求解。

### 3 人工噪声辅助的顽健能量与信息安全传输设计

首先对式(11)所示的问题进行等效变换, 获取其的一种等价形式, 然后分别利用 BTI<sup>[21]</sup>和 LDI<sup>[22]</sup>对其中的中断概率约束条件进行处理, 并结合二次等式引理<sup>[23]</sup>及 SCA 算法获取人工噪声矩阵及秩为 1 的波束成形解; 最后总结求解算法的总体步骤并对

其复杂度进行分析。

### 3.1 问题等效变换

类似于文献[18,24], 引入最大化目标函数的辅助变量  $t$ , 则式(11)所示的问题可等效转变为

$$\max_{\substack{\{W_m\} \\ \{W_{nk}\}, \{Z_n\}, t}} t \quad (18)$$

约束条件如式(13)~式(17), 以及式(19)所示。

$$\Pr\left\{\sum_{b=1}^B \left(\sum_{m=1}^M \left| \mathbf{h}_{\text{ER}_b}^H \mathbf{w}_m \right|^2 + \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \left| \mathbf{h}_{n,\text{ER}_b}^H \mathbf{w}_{nk} \right|^2 + \sum_{n=1}^N \left( \left| \mathbf{h}_{n,\text{ER}_b}^H \mathbf{z}_n \right|^2 \right) \right) \leq t\right\} \leq q_E \quad (19)$$

其中,  $q_E \in (0, 0.5]$  为系统能量接收中断概率门限值。根据式(4)~式(7)及式(19), 可以看出式(12)~式(14)、式(19)具有类似的结构, 因而对其的处理上具有一定的相似性。下文将详述针对式(12)的处理过程, 针对其余式的处理可以类似得到。

观察式(12)~式(14)及式(19)形式可知, 其中含有多个用户的信道矢量及需要进行设计的信息波束及人工噪声矢量, 直接处理起来较为困难和繁琐。为简化后续处理过程, 可以借助于矩阵扩展构造等效矩阵的思想来进行简化<sup>[11]</sup>。为对式(12)进行处理, 首先构造如式(20)所示的等效表达式。

$$\begin{cases} \mathbf{h}_{Mm} = [(\hat{\mathbf{h}}_m + \mathbf{e}_m)^H, (\hat{\mathbf{h}}_{1,m} + \mathbf{e}_{1,m})^H, \dots, (\hat{\mathbf{h}}_{N,m} + \mathbf{e}_{N,m})^H]^H \\ \hat{\mathbf{h}}_{Mm} = [(\hat{\mathbf{h}}_m)^H, (\hat{\mathbf{h}}_{1,m})^H, \dots, (\hat{\mathbf{h}}_{N,m})^H]^H \\ \mathbf{e}_{Mm} = [(\mathbf{e}_m)^H, (\mathbf{e}_{1,m})^H, \dots, (\mathbf{e}_{N,m})^H]^H \\ \mathbf{A}_{Mm} = \text{diag}((W_m - \gamma_m \sum_{p \neq m}^M W_p), \\ -\gamma_m((W_{1k} + \mathbf{Z}_1), \dots, (W_{Nk} + \mathbf{Z}_N))) \end{cases} \quad (20)$$

其中,  $\text{diag}(\mathbf{A}, \mathbf{B}) = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0}_{N \times M} \\ \mathbf{0}_{M \times N} & \mathbf{B} \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{A} \in \mathbf{C}^{N \times N}$ ,

$\mathbf{B} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ 。  $\mathbf{h}_{Mm}$ 、  $\hat{\mathbf{h}}_{Mm}$  和  $\mathbf{e}_{Mm}$  分别为所构造的等效实际信道矩阵、等效估计信道矩阵和等效信道误差矩阵。结合式(20), 可将式(12)转化为

$$\Pr\{\hat{\mathbf{h}}_{Mm}^H \mathbf{A}_{Mm} \hat{\mathbf{h}}_{Mm} + 2 \text{Re}\{\mathbf{e}_{Mm}^H \mathbf{A}_{Mm} \hat{\mathbf{h}}_{Mm}\} + \mathbf{e}_{Mm}^H \mathbf{A}_{Mm} \mathbf{e}_{Mm} - \gamma_m \leq 0\} \leq \rho_m, m \in [1, M] \quad (21)$$

根据式(10)及矩阵相乘特性, 可以得出  $\mathbf{e}_{Mm}$  的以下表示形式, 如式(22)所示。

$$\mathbf{e}_{Mm} = \mathbf{Q}_{Mm} \mathbf{r}_{Mm} \quad (22)$$

其中,  $\mathbf{Q}_{Mm} = \text{diag}(\mathbf{Q}_m^{\frac{1}{2}}, \mathbf{Q}_{1,m}^{\frac{1}{2}}, \dots, \mathbf{Q}_{N,m}^{\frac{1}{2}})$ ,  $\mathbf{r}_{Mm} = [(\mathbf{r}_m)^H, (\mathbf{r}_{1,m})^H, \dots, (\mathbf{r}_{N,m})^H]^H$ 。由各信道之间独立性可知, 信道误差矢量之间也相互独立, 因此不同的  $\mathbf{r}$  之间也必定相互独立, 此时等效构造的  $\mathbf{r}_{Mm}$  的分布可以由各个  $\mathbf{r}$  分布维度直接进行扩展而来, 即由  $\mathbf{r}_m \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{N_m})$ 、  $\mathbf{r}_{n,m} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{N_{n,m}})$  可得出  $\mathbf{r}_{Mm} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{(N_m + N \times N_{n,m})})$ 。结合式(22), 可将式(21)进一步转化为以下等效形式, 如式(23)所示。

$$\Pr\{\mathbf{r}_{Mm}^H \mathbf{B}_{Mm} \mathbf{r}_{Mm} + 2 \text{Re}\{\mathbf{r}_{Mm}^H \mathbf{c}_{Mm}\} \leq d_{Mm}\} \leq \rho_m, m \in [1, M] \quad (23)$$

其中,  $\mathbf{B}_{Mm} = \mathbf{Q}_{Mm} \mathbf{A}_{Mm} \mathbf{Q}_{Mm}$ 、  $\mathbf{c}_{Mm} = \mathbf{Q}_{Mm} \mathbf{A}_{Mm} \hat{\mathbf{h}}_{Mm}$ 、  $d_{Mm} = \gamma_m \sigma^2 - \hat{\mathbf{h}}_{Mm}^H \mathbf{A}_{Mm} \hat{\mathbf{h}}_{Mm}$ 。类似地, 通过构造式(20)中的等效估计信道矩阵及等效误差矩阵, 然后分别利用矩阵分解处理等效误差矩阵对式(13)进行等效变换, 可以将其转化为以下形式

$$\Pr\{\mathbf{r}_{Fnk}^H \mathbf{B}_{Fnk} \mathbf{r}_{Fnk} + 2 \text{Re}\{\mathbf{r}_{Fnk}^H \mathbf{c}_{Fnk}\} \leq d_{Fnk}\} \leq \rho_{nk}, n \in [1, N], k \in [1, K] \quad (24)$$

其中,

$$\begin{cases} \mathbf{r}_{Fnk} = [(\mathbf{r}_{n,nk})^H, (\mathbf{r}_{nk})^H, \dots, (\mathbf{r}_{n-1,nk})^H, (\mathbf{r}_{n+1,nk})^H, \dots]^H \\ \mathbf{B}_{Fnk} = \mathbf{Q}_{Fnk} \mathbf{A}_{Fnk} \mathbf{Q}_{Fnk} \\ \mathbf{c}_{Fnk} = \mathbf{Q}_{Fnk} \mathbf{A}_{Fnk} \hat{\mathbf{h}}_{Fnk} \\ d_{Fnk} = \gamma_{nk} \sigma^2 - \hat{\mathbf{h}}_{Fnk}^H \mathbf{A}_{Fnk} \hat{\mathbf{h}}_{Fnk} \\ \mathbf{A}_{Fnk} = \text{diag}((W_{nk} - \gamma_{nk} (\sum_{t=1, t \neq k}^K W_{nt} + \mathbf{Z}_n)), (-\gamma_{nk} \sum_{m=1}^M W_m), \\ \gamma_{nk} (\dots, (W_{n-l} + \mathbf{Z}_{n-l}), (W_{n+l} + \mathbf{Z}_{n+l}), \dots)) \\ \mathbf{Q}_{Fnk} = \text{diag}[\mathbf{Q}_{n,nk}^{\frac{1}{2}}, \mathbf{Q}_{nk}^{\frac{1}{2}}, \dots, \mathbf{Q}_{n-1,nk}^{\frac{1}{2}}, \mathbf{Q}_{n+1,nk}^{\frac{1}{2}}, \dots] \\ \hat{\mathbf{h}}_{Fnk} = [(\hat{\mathbf{h}}_{n,nk})^H, (\hat{\mathbf{h}}_{nk})^H, \dots, (\hat{\mathbf{h}}_{n-1,nk})^H, (\hat{\mathbf{h}}_{n+1,nk})^H, \dots]^H \end{cases} \quad (25)$$

类似地, 可知  $\mathbf{r}_{Fnk} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{(N_m + N \times N_{n,m})})$ 。相较于式(12)和式(13), 可以看出式(14)和式(19)间具有更加相似的结构。式(14)和式(19)的处理思想与式(12)和式(13)相同, 但需要注意的是式(14)和式(19)中均具有求和的过程, 因此在进行构造等效矩阵时需要将这  $B$  个求和过程中考虑进来。因此, 类似于式(12)的处理, 可分别将式(14)和式(19)分别转化为以下形式, 如式(26)和式(27)所示。

$$\Pr\{\mathbf{r}_{\text{EEB}}^H \mathbf{B}_{\text{EEB}} \mathbf{r}_{\text{EEB}} + 2 \operatorname{Re}\{\mathbf{r}_{\text{EEB}}^H \mathbf{c}_{\text{EEB}}\} \geq d_{\text{EEB}}\} \leq \rho_{E_B} \quad (26)$$

$$\Pr\{\mathbf{r}_{\text{CEB}}^H \mathbf{B}_{\text{CEB}} \mathbf{r}_{\text{CEB}} + 2 \operatorname{Re}\{\mathbf{r}_{\text{CEB}}^H \mathbf{c}_{\text{CEB}}\} \leq d_{\text{CEB}}\} \leq q_E \quad (27)$$

其中,

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{r}_{\text{EEB}} = [(\mathbf{r}_{E_1})^H, \dots, (\mathbf{r}_{E_B})^H, (\mathbf{r}_{1,E_1})^H, \dots, (\mathbf{r}_{N,E_1})^H, (\mathbf{r}_{1,E_2})^H, \dots, (\mathbf{r}_{N,E_2})^H, \dots, (\mathbf{r}_{N,E_B})^H]^H \\ \quad \text{共 } B \text{ 项} \quad \text{共 } N \text{ 项} \quad \text{共 } N \text{ 项} \quad \text{( } B-2 \text{ ) 个 } N \text{ 项} \\ \mathbf{B}_{\text{EEB}} = \mathbf{Q}_{\text{EEB}} \mathbf{A}_{\text{EEB}} \mathbf{Q}_{\text{EEB}} \\ \mathbf{c}_{\text{EEB}} = \mathbf{Q}_{\text{EEB}} \mathbf{A}_{\text{EEB}} \hat{\mathbf{h}}_{\text{EEB}} \\ d_{\text{EEB}} = \gamma_{E_B} \sigma^2 - \hat{\mathbf{h}}_{\text{EEB}}^H \mathbf{A}_{\text{EEB}} \hat{\mathbf{h}}_{\text{EEB}} \\ \mathbf{Q}_{\text{EEB}} = \operatorname{diag}(\underbrace{\mathbf{Q}_{E_1}^2, \dots, \mathbf{Q}_{E_B}^2}_{\text{共 } B \text{ 项}}, \underbrace{\mathbf{Q}_{1,E_1}^2, \dots, \mathbf{Q}_{N,E_1}^2}_{\text{共 } N \text{ 项}}, \underbrace{\mathbf{Q}_{1,E_2}^2, \dots, \mathbf{Q}_{N,E_2}^2}_{\text{共 } N \text{ 项}}, \dots, \underbrace{\mathbf{Q}_{N,E_B}^2}_{\text{( } B-2 \text{ ) 个 } N \text{ 项}}) \\ \mathbf{A}_{\text{EEB}} = \operatorname{diag}(\underbrace{(\mathbf{W}_1 - \gamma_{E_B} (\xi \sum_{m=2}^M \mathbf{W}_m))}_{\text{表示为 } \mathbf{a}}, \dots, \underbrace{-\gamma_{E_B} (\xi \mathbf{W}_{1k} + \mathbf{Z}_1)}_{\text{表示为 } \mathbf{b}}, \dots, \underbrace{-\gamma_{E_B} (\xi \mathbf{W}_{Nk} + \mathbf{Z}_N)}_{\text{表示为 } \mathbf{b}}) \\ \hat{\mathbf{h}}_{\text{EEB}} = [(\hat{\mathbf{h}}_{E_1})^H, \dots, (\hat{\mathbf{h}}_{E_B})^H, (\hat{\mathbf{h}}_{1,E_1})^H, \dots, (\hat{\mathbf{h}}_{N,E_1})^H, (\hat{\mathbf{h}}_{1,E_2})^H, \dots, (\hat{\mathbf{h}}_{N,E_2})^H, \dots, (\hat{\mathbf{h}}_{N,E_B})^H]^H \\ \quad \text{共 } B \text{ 项} \quad \text{共 } N \text{ 项} \quad \text{共 } N \text{ 项} \quad \text{( } B-2 \text{ ) 个 } N \text{ 项} \\ \mathbf{r}_{\text{CEB}} = [(\mathbf{r}_{E_1})^H, (\mathbf{r}_{1,E_1})^H, \dots, (\mathbf{r}_{N,E_1})^H, \dots, (\mathbf{r}_{E_B})^H, (\mathbf{r}_{1,E_B})^H, \dots, (\mathbf{r}_{N,E_B})^H]^H \\ \quad \text{共 } (N+1) \text{ 项} \quad \text{共 } (B-1) \text{ 个 } (N+1) \text{ 项} \\ \mathbf{B}_{\text{CEB}} = \mathbf{Q}_{\text{CEB}} \mathbf{A}_{\text{CEB}} \mathbf{Q}_{\text{CEB}} \\ \mathbf{c}_{\text{CEB}} = \mathbf{Q}_{\text{CEB}} \mathbf{A}_{\text{CEB}} \hat{\mathbf{h}}_{\text{CEB}} \\ d_{\text{CEB}} = \frac{t}{k\sigma^2} - \hat{\mathbf{h}}_{\text{CEB}}^H \mathbf{A}_{\text{CEB}} \hat{\mathbf{h}}_{\text{CEB}} \\ \mathbf{Q}_{\text{CEB}} = \operatorname{diag}(\underbrace{\mathbf{Q}_{E_1}^2, \mathbf{Q}_{1,E_1}^2, \dots, \mathbf{Q}_{N,E_1}^2}_{\text{共 } (N+1) \text{ 项}}, \dots, \underbrace{\mathbf{Q}_{E_B}^2, \mathbf{Q}_{1,E_B}^2, \dots, \mathbf{Q}_{N,E_B}^2}_{\text{共 } (B-1) \text{ 个 } (N+1) \text{ 项}}) \\ \mathbf{A}_{\text{CEB}} = \operatorname{diag}(\underbrace{\sum_{m=1}^M \mathbf{W}_m, (\mathbf{W}_{1k} + \mathbf{Z}_1) \dots (\mathbf{W}_{Nk} + \mathbf{Z}_N)}_{\text{表示为 } \mathbf{C}}) \\ \hat{\mathbf{h}}_{\text{CEB}} = [(\hat{\mathbf{h}}_{E_1})^H, (\hat{\mathbf{h}}_{1,E_1})^H, \dots, (\hat{\mathbf{h}}_{N,E_1})^H, \dots, (\hat{\mathbf{h}}_{E_B})^H, (\hat{\mathbf{h}}_{1,E_B})^H, \dots, (\hat{\mathbf{h}}_{N,E_B})^H]^H \\ \quad \text{共 } (N+1) \text{ 项} \quad \text{共 } (B-1) \text{ 个 } (N+1) \text{ 项} \end{array} \right. \quad (28)$$

其中,  $\mathbf{r}_{\text{EEB}} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{B(N_M+N \times N_F)})$ 、 $\mathbf{r}_{\text{CEB}} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{B(N_M+N \times N_F)})$ 。此时, 式(11)所示问题等效转变为以下表示形式

$$\max_{\{\mathbf{W}_m\}, \{\mathbf{Z}_n\}, t} t \quad (30)$$

约束条件如式(15)~式(17)、式(23)~式(24), 以及式(26)~式(27)所示。

### 3.2 非凸约束的转化

由式(30)所示的问题可知式(23)、式(24)、式

(26)及式(27)仍然为中断概率约束形式, 其往往很难获取闭式表示形式, 因此式(30)所示的问题仍然是非凸的。因此, 为获取式(30)的解, 分别借助于 BTI 和 LDI 处理其中的中断概率约束条件, 将其转化为可以直接进行求解的线性矩阵不等式形式。

#### 3.2.1 基于 BTI 的保守约束

为对式(23)~式(24), 以及式(26)~式(27)进行等效转换, 引入如下引理 1。

**引理 1**<sup>[17]</sup> Bernstein-type 不等式。对于任意

$\mathbf{D} \in \mathbf{H}^N$ 、 $\mathbf{d} \in \mathbf{C}^{N \times 1}$ 、 $\mathbf{r} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_N)$  及  $\alpha \geq 0$ ，有以下不等式成立。

$$\Pr\{\mathbf{r}^H \mathbf{D} \mathbf{r} + 2 \text{Re}\{\mathbf{r}^H \mathbf{d}\} \leq \text{trace}(\mathbf{D}) - \sqrt{2\alpha(\|\text{vec}(\mathbf{D})\|^2 + 2\|\mathbf{d}\|^2)} - \alpha s^-(\mathbf{D})\} \leq e^{-\alpha} \quad (31)$$

$$\Pr\{\mathbf{r}^H \mathbf{D} \mathbf{r} + 2 \text{Re}\{\mathbf{r}^H \mathbf{d}\} \geq \text{trace}(\mathbf{D}) + \sqrt{2\alpha(\|\text{vec}(\mathbf{D})\|^2 + 2\|\mathbf{d}\|^2)} + \alpha s^+(\mathbf{D})\} \leq e^{-\alpha} \quad (32)$$

其中， $\mathbf{H}^N$  表示  $N \times N$  维厄尔米特矩阵； $s^-(\mathbf{D}) = \max\{\lambda_{\max}(-\mathbf{D}), 0\}$ ， $s^+(\mathbf{D}) = \max\{\lambda_{\max}(\mathbf{D}), 0\}$ ， $\lambda_{\max}(\mathbf{D})$  表示矩阵  $\mathbf{D}$  的最大特征值。

结合式(31)，引入辅助变量  $\lambda_{Mm} = -\ln(\rho_m)$ ，可将式(23)转化为以下形式

$$\Pr\{\mathbf{r}_{Mm}^H \mathbf{B}_{Mm} \mathbf{r}_{Mm} + 2 \text{Re}\{\mathbf{r}_{Mm}^H \mathbf{c}_{Mm}\} \leq \text{trace}(\mathbf{B}_{Mm}) - \sqrt{2\lambda_{Mm}(\|\text{vec}(\mathbf{B}_{Mm})\|^2 + 2\|\mathbf{c}_{Mm}\|^2)} - \lambda_{Mm} s^-(\mathbf{B}_{Mm})\} \leq \rho_m, m \in [1, M] \quad (33)$$

根据式(23)和式(33)可知，当以下不等式(34)成立时，式(23)一定成立。

$$d_{Mm} \leq \text{trace}(\mathbf{B}_{Mm}) - \sqrt{2\lambda_{Mm}(\|\text{vec}(\mathbf{B}_{Mm})\|^2 + 2\|\mathbf{c}_{Mm}\|^2)} - \lambda_{Mm} s^-(\mathbf{B}_{Mm}), m \in [1, M] \quad (34)$$

因此，可将式(23)转化为式(34)，换言之，在求解过程中可用式(34)替代式(23)。类似地，借助于式(31)分别对式(24)和式(27)进行处理，可分别将其转化为以下形式

$$d_{Fnk} \leq \text{trace}(\mathbf{B}_{Fnk}) - \sqrt{2\lambda_{Fnk}(\|\text{vec}(\mathbf{B}_{Fnk})\|^2 + 2\|\mathbf{c}_{Fnk}\|^2)} - \lambda_{Fnk} s^-(\mathbf{B}_{Fnk}), n \in [1, N], k \in [1, K] \quad (35)$$

$$d_{CEB} \leq \text{trace}(\mathbf{B}_{CEB}) - \sqrt{2\lambda_{CEB}(\|\text{vec}(\mathbf{B}_{CEB})\|^2 + 2\|\mathbf{c}_{CEB}\|^2)} - \lambda_{CEB} s^-(\mathbf{B}_{CEB}) \quad (36)$$

其中， $\lambda_{Fnk} = -\ln(\rho_{nk})$ 、 $\lambda_{CEB} = -\ln(q_E)$ 。

观察式(26)可以看出该式符合式(32)的形式，因此可以借助于式(32)对其进行处理。引入辅助变量  $\lambda_{CEB} = -\ln(q_E)$ ，可将式(26)转化为以下形式

$$\Pr\{\mathbf{r}_{EEB}^H \mathbf{B}_{EEB} \mathbf{r}_{EEB} + 2 \text{Re}\{\mathbf{r}_{EEB}^H \mathbf{c}_{EEB}\} \geq \text{trace}(\mathbf{B}_{EEB}) + \sqrt{2\lambda_{EEB}(\|\text{vec}(\mathbf{B}_{EEB})\|^2 + 2\|\mathbf{c}_{EEB}\|^2)} + \lambda_{EEB} s^+(\mathbf{B}_{EEB})\} \leq \rho_{E_B} \quad (37)$$

可知式(26)必定成立当以下表达式成立时

$$d_{EEB} \geq \text{trace}(\mathbf{B}_{EEB}) + \sqrt{2\lambda_{EEB}(\|\text{vec}(\mathbf{B}_{EEB})\|^2 + 2\|\mathbf{c}_{EEB}\|^2)} + \lambda_{EEB} s^+(\mathbf{B}_{EEB}) \quad (38)$$

为便于对式(34)~式(38)进行处理，引入辅助变量进一步将其等效转化为以下形式。

$$\begin{cases} \text{trace}(\mathbf{B}_{Mm}) - u_{Mm} \sqrt{2\lambda_{Mm}} - \lambda_{Mm} v_{Mm} \geq d_{Mm} \\ \|\text{vec}(\mathbf{B}_{Mm})\| \leq u_{Mm} \\ \sqrt{2} \mathbf{c}_{Mm} \leq u_{Mm} \\ v_{Mm} \mathbf{I}_{N_M + NN_F} + \mathbf{B}_{Mm} \geq 0 \\ v_{Mm} \geq 0 \end{cases}, m \in [1, M] \quad (39)$$

$$\begin{cases} \text{trace}(\mathbf{B}_{Fnk}) - u_{Fnk} \sqrt{2\lambda_{Fnk}} - \lambda_{Fnk} v_{Fnk} \geq d_{Fnk} \\ \|\text{vec}(\mathbf{B}_{Fnk})\| \leq u_{Fnk} \\ \sqrt{2} \mathbf{c}_{Fnk} \leq u_{Fnk} \\ v_{Fnk} \mathbf{I}_{N_M + NN_F} + \mathbf{B}_{Fnk} \geq 0 \\ v_{Fnk} \geq 0 \end{cases}, n \in [1, N], k \in [1, K] \quad (40)$$

$$\begin{cases} \text{trace}(\mathbf{B}_{CEB}) - u_{CEB} \sqrt{2\lambda_{CEB}} - \lambda_{CEB} v_{CEB} \geq d_{CEB} \\ \|\text{vec}(\mathbf{B}_{CEB})\| \leq u_{CEB} \\ \sqrt{2} \mathbf{c}_{CEB} \leq u_{CEB} \\ v_{CEB} \mathbf{I}_{B(N_M + NN_F)} + \mathbf{B}_{CEB} \geq 0 \\ v_{CEB} \geq 0 \end{cases} \quad (41)$$

$$\begin{cases} \text{trace}(\mathbf{B}_{EEB}) + u_{EEB} \sqrt{2\lambda_{EEB}} + \lambda_{EEB} v_{EEB} \leq d_{EEB} \\ \|\text{vec}(\mathbf{B}_{EEB})\| \leq u_{EEB} \\ \sqrt{2} \mathbf{c}_{EEB} \leq u_{EEB} \\ v_{EEB} \mathbf{I}_{B(N_M + NN_F)} - \mathbf{B}_{EEB} \geq 0 \\ v_{EEB} \geq 0 \end{cases} \quad (42)$$

其中， $u_{Mm} \geq 0$ 、 $v_{Mm} \geq 0$ 、 $u_{Fnk} \geq 0$ 、 $v_{Fnk} \geq 0$ 、 $u_{CEB} \geq 0$ 、 $v_{CEB} \geq 0$ 、 $u_{EEB} \geq 0$ 、 $v_{EEB} \geq 0$  为分别对应上述式中引入的辅助变量。显然，式(39)~式(42)为凸的线性矩阵不等式，可以直接进行求解。然而，由于式(16)的非凸性，此时式(30)所示的问题仍是一个非凸的问题。为对式(16)进行处理，将其重新表述为以下二次限制条件形式

$$\mathbf{W}_m = \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^H, \mathbf{W}_{nk} = \mathbf{w}_{nk} \mathbf{w}_{nk}^H \quad (43)$$

为对式(43)进行处理，引入如下引理 2。

**引理 2**<sup>[23]</sup> 二次等式限制条件 (如  $\mathbf{W} = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$ ) 等价于以下条件，如式(44)所示。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{W} & \mathbf{w} \\ \mathbf{W}^H & \mathbf{A}_2 & \mathbf{w} \\ \mathbf{w}^H & \mathbf{w}^H & 1 \end{bmatrix} \succeq 0 \\ \text{trace}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{w}\mathbf{w}^H) \leq 0 \end{cases} \quad (44)$$

其中,  $\mathbf{A}_1$ 、 $\mathbf{A}_2$  是新引入的松弛矩阵。借助于引理 2 及 SCA 算法, 则式(18)所示的问题在第  $j$  次迭代时可以表示为

$$\max_{\substack{\{\mathbf{W}_m\}, \{\mathbf{w}_m\} \\ \{\mathbf{W}_{nk}\}, \{\mathbf{w}_{nk}\}, \{\mathbf{Z}_n\}, t}} t \quad (45)$$

s.t. 式(15)~式(16)、式(39)~式(42) (46)

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{BS1m} & \mathbf{W}_m & \mathbf{w}_m \\ \mathbf{W}_m^H & \mathbf{A}_{BS2m} & \mathbf{w}_m \\ \mathbf{w}_m^H & \mathbf{w}_m^H & 1 \end{bmatrix} \succeq 0 \\ \text{trace}(\tilde{\mathbf{w}}_m(j) \tilde{\mathbf{w}}_m(j)^H) + 2\text{Re}\{\text{trace}(\mathbf{w}_m - \tilde{\mathbf{w}}_m(j)) \tilde{\mathbf{w}}_m(j)^H\} \geq \text{trace}(\mathbf{A}_{BS1m}) \end{cases} \quad (47)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{BS1nk} & \mathbf{W}_{nk} & \mathbf{w}_{nk} \\ \mathbf{W}_{nk}^H & \mathbf{A}_{BS2nk} & \mathbf{w}_{nk} \\ \mathbf{w}_{nk}^H & \mathbf{w}_{nk}^H & 1 \end{bmatrix} \succeq 0 \\ \text{trace}(\tilde{\mathbf{w}}_{nk}(j) \tilde{\mathbf{w}}_{nk}(j)^H) + 2\text{Re}\{\text{trace}(\mathbf{w}_{nk} - \tilde{\mathbf{w}}_{nk}(j)) \tilde{\mathbf{w}}_{nk}(j)^H\} \geq \text{trace}(\mathbf{A}_{BS1nk}) \end{cases} \quad (48)$$

其中,  $\mathbf{A}_{BS1m} \in \mathbb{C}^{N_M \times N_M}$ 、 $\mathbf{A}_{BS2m} \in \mathbb{C}^{N_M \times N_M}$ 、 $\mathbf{A}_{BS1nk} \in \mathbb{C}^{N_F \times N_F}$ 、 $\mathbf{A}_{BS2nk} \in \mathbb{C}^{N_F \times N_F}$  为引入的相应的松弛矩阵,  $\tilde{\mathbf{w}}_m(j)$ 、 $\tilde{\mathbf{w}}_{nk}(j)$  为利用一阶泰勒近似时第  $j$  次迭代时的变量。显然, 式(45)所示的问题是一个凸的优化问题, 可以利用内点法进行求解。式(12)所示的原始问题的迭代起始值  $\tilde{\mathbf{w}}_m(0)$ 、 $\tilde{\mathbf{w}}_{nk}(0)$  可以随机生成直至使式(37)所示的原始问题可解<sup>[25]</sup>。至此, 可以通过一系列迭代更新获取式(12)的 MBS、FBS 的最优下行波束成形矢量及 FBS 人工噪声协方差矩阵。

### 3.2.2 基于 LDI 的保守约束

为利用 LDI 对式(23)~式(24), 以及式(26)~式(27)进行处理, 引入如下引理 3。

**引理 3** Large-deviation 不等式<sup>[22]</sup>。若  $\mathbf{x} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I})$ 、 $\mathbf{A} \sim \mathbf{H}^{n \times n}$  及  $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{n \times 1}$ , 当有任意  $\nu > \frac{1}{\sqrt{2}}$  及

$\zeta > 0$  时, 则如式(49)所示的不等式成立

$$\Pr\{\mathbf{x}^H \mathbf{A} \mathbf{x} + 2\text{Re}\{\mathbf{x}^H \mathbf{r}\} \leq \text{trace}(\mathbf{A}) - \zeta\} \leq \begin{cases} e^{-\frac{\zeta^2}{4T^2}}, & 0 < \zeta \leq 2\bar{\nu}\nu T \\ e^{-\frac{\bar{\nu}\zeta}{T} + (\bar{\nu}\nu)^2}, & \zeta > 2\bar{\nu}\nu T \end{cases} \quad (49)$$

其中,  $\bar{\nu} = 1 - \frac{1}{2\nu^2}$ ,  $T = \nu\|\mathbf{A}\|_F + \frac{1}{\sqrt{2}}\|\mathbf{r}\|$ 。

观察可知式(23)、式(24)及式(27)的结构符合引理 3 的条件, 因而可以直接应用式(49)对其进行处理转换, 且其处理过程具有相似性。首先借助引理 3 对式(16)进行处理。令  $\nu_{Mm}\bar{\nu}_{Mm} = \sqrt{-\ln \rho_m}$ , 可知  $\nu_{Mm} > \frac{1}{\sqrt{2}}$ 。进一步, 定义  $\zeta_{Mm} = \text{trace}(\mathbf{B}_{Mm}) - d_{Mm}$ , 并在接下来根据  $\zeta_{Mm}$  的取值范围分别讨论应用引理 3 处理式(23)的过程。

当  $0 \leq \zeta_{Mm} \leq 2\nu_{Mm}\bar{\nu}_{Mm}T_{Mm}$  时, 根据式(49)上半部表示式可得

$$\Pr\{\mathbf{e}_{Mm}^H \mathbf{B}_{Mm} \mathbf{e}_{Mm} + 2\text{Re}\{\mathbf{e}_{Mm}^H \mathbf{B}_{Mm} \hat{\mathbf{h}}_{Mm}\} \leq \text{trace}(\mathbf{B}_{Mm}) - \zeta_{Mm}\} \leq e^{-\frac{\zeta_{Mm}^2}{4T^2}} \leq \rho_m \quad (50)$$

进一步由式(49)可得  $\zeta_{Mm} \geq 2T_{Mm}\sqrt{-\ln \rho_m}$ , 此时综合  $\zeta_{Mm}$  该种情形下限定范围可得出  $\zeta_{Mm} = 2T_{Mm}\sqrt{-\ln \rho_m}$ 。换言之, 当  $\zeta_{Mm} = 2T_{Mm}\sqrt{-\ln \rho_m}$  时, 式(23)必定成立, 因此可以在随后求解中利用该条件替代式(23)。

当  $\zeta_{Mm} > 2T_{Mm}\sqrt{-\ln \rho_m}$  时, 根据式(49)下半部分可得

$$\Pr\{\mathbf{e}_{Mm}^H \mathbf{B}_{Mm} \mathbf{e}_{Mm} + 2\text{Re}\{\mathbf{e}_{Mm}^H \mathbf{B}_{Mm} \hat{\mathbf{h}}_{Mm}\} \leq \text{trace}(\mathbf{B}_{Mm}) - \zeta_{Mm}\} \leq e^{-\frac{\bar{\nu}_{Mm}\nu_{Mm}\zeta_{Mm} + (\bar{\nu}_{Mm}\nu_{Mm})^2}{T_{Mm}}} < e^{-\frac{2T_{Mm}(-\ln(\rho_m)) + (-\ln(\rho_m))}{T_{Mm}}} = e^{\ln(\rho_m)} = \rho_m \quad (51)$$

由式(51)可知此时式(23)恒成立。因此, 综合对  $\zeta_{Mm}$  的取值范围分析可知, 当  $\zeta_{Mm} \geq 2T_{Mm}\sqrt{-\ln \rho_m}$  时, 式(23)必定成立, 即可以用  $\zeta_{Mm} \geq 2T_{Mm}\sqrt{-\ln \rho_m}$  来替代非凸约束式(23)。进一步, 引入辅助变量  $x_{Mm}$ 、 $y_{Mm}$ , 则可将其等效转化为以下形式, 如式(52)所示。

$$\begin{cases} \text{trace}(\mathbf{B}_{Mm}) - d_{Mm} \geq 2\sqrt{-\ln \rho_m} (x_{Mm} + y_{Mm}) \\ v_{Mm} \|\mathbf{B}_{Mm}\|_F \leq x_{Mm} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \|\mathbf{B}_{Mm} \hat{\mathbf{h}}_{Mm}\| \leq y_{Mm} \end{cases}, m \in [1, M] \quad (52)$$

类似地, 利用引理 3 分别对式(24)和式(27)进行处理, 可以得出如式(53)和式(54)所示。

$$(\zeta_{Fnk} = \text{trace}(\mathbf{B}_{Fnk}) - d_{Fnk}) \geq 2T_{Fnk} \sqrt{-\ln \rho_{nk}} \quad (53)$$

$$(\zeta_{CEB} = \text{trace}(\mathbf{B}_{CEB}) - d_{CEB}) \geq 2T_{CEB} \sqrt{-\ln q_E} \quad (54)$$

引入辅助变量  $x_{Fnk}$ 、 $y_{Fnk}$ 、 $x_{CEB}$ 、 $y_{CEB}$ , 则式(53)、式(54)可进一步转化为如式(55)和式(56)所示的形式。

$$\begin{cases} \text{trace}(\mathbf{B}_{Fnk}) - d_{Fnk} \geq 2\sqrt{-\ln \rho_{nk}} (x_{Fnk} + y_{Fnk}) \\ v_{Fnk} \|\mathbf{B}_{Fnk}\|_F \leq x_{Fnk}, n \in [1, N], k \in [1, K] \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \|\mathbf{B}_{Fnk} \hat{\mathbf{h}}_{Fnk}\| \leq y_{Fnk} \end{cases} \quad (55)$$

$$\begin{cases} \text{trace}(\mathbf{B}_{CEB}) - d_{CEB} \geq 2\sqrt{-\ln q_E} (x_{CEB} + y_{CEB}) \\ v_{CEB} \|\mathbf{B}_{CEB}\|_F \leq x_{CEB} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \|\mathbf{B}_{CEB} \hat{\mathbf{H}}_{CEB}\| \leq y_{CEB} \end{cases} \quad (56)$$

其中,  $v_{Fnk} \bar{v}_{Fnk} = \sqrt{-\ln \rho_{nk}}$ 、 $v_{CEB} \bar{v}_{CEB} = \sqrt{-\ln \rho_E}$ 。

接下来对式(26)进行处理, 为便于处理将其等效变换为以下表示形式

$$\Pr\{\mathbf{r}_{EEB}^H (-\mathbf{B}_{EEB}) \mathbf{r}_{EEB} + 2 \text{Re}\{\mathbf{r}_{EEB}^H (-\mathbf{c}_{EEB})\} \leq -d_{EEB}\} \leq \rho_{E_B} \quad (57)$$

可见此时式(57)具有与式(23)相似的结构, 因此式(57)可以利用 LDI 进行处理最终由以下凸约束形式表示

$$\begin{cases} d_{EEB} - \text{trace}(\mathbf{B}_{EEB}) \geq 2\sqrt{-\ln \rho_{E_B}} (x_{EEB} + y_{EEB}) \\ v_{EEB} \|\mathbf{B}_{EEB}\|_F \leq x_{EEB} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \|\mathbf{B}_{EEB} \hat{\mathbf{h}}_{EEB}\| \leq y_{EEB} \end{cases} \quad (58)$$

其中,  $v_{EEB} \bar{v}_{EEB} = \sqrt{-\ln \rho_{E_B}}$ ,  $x_{EEB}$ 、 $y_{EEB}$  为引入的辅助变量。

类似地, 借助于引理 2 对非凸的秩为 1 约束进行处理, 此时式(12)所示的问题在第  $j$  次迭代时可以表示为如式(59)所示的形式。

$$\max_{\{\mathbf{w}_m^j, \{\mathbf{w}_m^j\}, \{\mathbf{w}_{nk}^j, \{\mathbf{w}_{nk}^j\}, \{\mathbf{z}_n^j, t\}} \quad (59)$$

约束条件如式(15)~式(16)、式(47)~式(48), 以及式(55)~式(58)所示。

与利用 BTI 方法类似, 此时式(12)所示的问题可由式(59)所示问题迭代求出相应的下行信息波束成形矢量及人工噪声矩阵, 限于篇幅, 具体过程此处就不再赘述。

### 3.3 算法总结及复杂度分析

本节将给出所提顽健传输方法实现的具体步骤, 并对其复杂度进行分析。根据上一节分析可以看出, 2 种方法实现的区别在于每次迭代求解的问题不同。因此, 为避免赘述, 将 2 种方法的步骤总结在表 1 中, 不再分开表述。从表 1 中可以看出, 第  $j+1$  次迭代的可行点为第  $j$  次迭代获取的波束成形矢量, 即  $\tilde{\mathbf{w}}_m(j+1)=\tilde{\mathbf{w}}_m(j)$ 、 $\tilde{\mathbf{w}}_{nk}(j+1)=\tilde{\mathbf{w}}_{nk}(j)$ , 因此其必定满足式(45)或式(59)所示问题的可行条件, 则第  $j+1$  次迭代后获取的目标值  $t(j+1)$  必定不小于第  $j$  次迭代后的值  $t(j)$ , 即目标值  $t$  随着  $j$  的递增是非减的。同时, 由于 MBS、FBS 总发送功率是一定的, 所以获取的最优目标值必定存在一个上限。因此, 综上所述算法 1 是收敛的。

**算法 1** 人工噪声辅助的顽健能量与信息安全传输算法

**输入** 等效信道矩阵、信道误差参数、合法用户的 SINR 门限值及中断概率等参数。

**初始化** 设置  $j=0$ , 最大迭代次数  $g$ , 并随机生成可以满足式(45)或式(59)所示问题可行解约束的  $\tilde{\mathbf{w}}_m(j)$ 、 $\tilde{\mathbf{w}}_{nk}(j)$ 。

**循环**

1) 将  $\tilde{\mathbf{w}}_m(j)$ 、 $\tilde{\mathbf{w}}_{nk}(j)$  代入式(45)或式(59)中求解, 获得相应的解  $\mathbf{w}_m^*$ 、 $\mathbf{w}_{nk}^*$ 。

2) 更新:  $j=j+1$ 。

3) 令  $\tilde{\mathbf{w}}_m(j)=\mathbf{w}_m^*$ ,  $\tilde{\mathbf{w}}_{nk}(j)=\mathbf{w}_{nk}^*$ 。

**终止** 直至收敛或达到最大迭代次数  $g$ 。

**输出** 最优的波束成形矢量, 人工噪声协方差矩阵  $\{\mathbf{w}_m^*\}$ 、 $\{\mathbf{w}_{nk}^*\}$ 、 $\{\mathbf{z}_n^*\}$ , 及系统能量接收性能值  $t$ 。

算法复杂度主要取决于对式(45)或式(59)的求解, 观察可知其中含有二阶锥 (SOC, second order cone) 约束和半正定 (PSD, positive semi-definite,) 约束。其中, 线性约束可以看作一维半正定约束。

根据文献[26]，利用内点法求解优化问题的计算开销为  $O\left(\sqrt{\theta}L\log\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$ ，其中， $O(L)$  表示每次递归计算代价， $O\left(\sqrt{\theta}L\log\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$  表示需要递归次数， $\theta$  为障碍参数， $\varepsilon$  为求解精度。具体地， $\theta$ 、 $L$  分别表示为

$$\theta = \sum_{i=1}^{m_{\text{sdp}}} k_{i,\text{sdp}} + 2m_{\text{socp}} \quad (60)$$

其中， $m_{\text{sdp}}$  为 PSD 约束个数， $k_{i,\text{sdp}}$  为第  $i$  个 PSD 约束维数， $m_{\text{socp}}$  为 SOC 约束个数。

$$L = n_{\text{op}} \sum_{i=1}^{m_{\text{sdp}}} k_{i,\text{sdp}}^3 + n_{\text{op}}^2 \sum_{i=1}^{m_{\text{sdp}}} k_{i,\text{sdp}}^2 + n_{\text{op}} \sum_{i=1}^{m_{\text{socp}}} k_{i,\text{socp}}^2 + n_{\text{op}}^3 \quad (61)$$

其中， $n_{\text{op}}$  为优化变量个数， $k_{i,\text{socp}}$  为第  $i$  个 SOCP 维数。根据上述分析可见，基于 BTI 保守约束方式与基于 LDI 保守约束方式的复杂度大小对比在同等求解精度下取决于  $\theta$  和  $L$  的相对大小。分析可知，在相同网络参数下，2 种方法中式(60)起主要作用的项是相同的<sup>[27]</sup>。因此，仅需对比两种保守方法的  $\theta$  大小。基于 BTI 保守约束方式与基于 LDI 保守约束方式的  $\theta$  分别表示为

$$\theta_{\text{BTI}} = (2M + NK + 2)N_M + (M + NK + K + 3)NN_F + 7M + 7NK + 8 \quad (62)$$

$$\theta_{\text{LDI}} = MN_M + (K + 1)NN_F + 7M + 7NK + 10 \quad (63)$$

显然， $\theta_{\text{BTI}} > \theta_{\text{LDI}}$ ，即基于 BTI 的保守约束方法复杂度更高，但通过随后的性能仿真可以看出其具有更优越的性能。

### 4 性能仿真

为验证本文方案的性能，将本文方案与 LDI 零空间噪声方案和 S-procedure 方案进行仿真对比。LDI 零空间噪声方案与本文基于 LDI 方案的不同之处在于，其将人工噪声限制于合法信道零空间；S-procedure 方案利用 S-引理对形成的等效问题进行求解<sup>[27]</sup>。为便于直观表示，分别将本文基于 BTI 方式保守约束表示为 BTI 方案，基于 LDI 保守约束表示为 LDI 方案。类似于文献[14]，考虑简化的大尺度与小尺度衰落模型，其中  $\alpha = 3$  为路径损耗因子；小尺度衰落服从瑞利衰落，各信道之间相互独立。FBS、MU、FU 的数目分别为  $N = 1$ 、 $M = 2$ 、 $K = 1$ ；ER 的接收能量转换系数均为  $K = 0.5$ ；干扰

消除系数为  $\xi = 0.5$ 。MBS 天线数为  $N_{\text{MBS}} = 5$ ，FBS 天线数为  $N_{\text{FBS}} = 4$ 。不失一般性地，除非特别声明，假设 MU、FU 的 SINR 门限值及中断概率门限值分别相同， $\gamma_m = \gamma_{nk} = \gamma_U = 10$  dB， $\rho_m = \rho_{nk} = \rho_U = 0.1$ ， $\forall m, n, k$ ； $E_B$  的 SINR 门限值为  $\gamma_{E_B} = -5$  dB，中断概率门限值为  $\rho_{E_B} = 0.1$ ；类似地， $q_{E_b} = q = 0.1$ ， $\forall b$ 。为简化分析，假设所有信道误差矩阵具有相同系数  $\eta$ ，即  $\mathbf{Q}_m = \mathbf{Q}_{nk} = \eta \mathbf{I}_{N_M}$ ， $\mathbf{Q}_{n,m} = \mathbf{Q}_{l,nk} = \eta \mathbf{I}_{N_F}$ ， $\mathbf{Q}_{E_B} = \eta \mathbf{I}_{N_M}$ ， $\mathbf{Q}_{n,E_B} = \eta \mathbf{I}_{N_F}$ ， $\forall m, n, k, l, b$ 。

如图 2 所示，当  $B = 2$ 、 $\eta = 0.001$ 、 $P_{\text{FBS}} = 20$  dBm 时，随着  $P_{\text{MBS}}$  不断增大，系统能量接收性能随之逐渐增长，因为此时宏小区对微小区的干扰也会随之增强，而这些层间干扰可以为 ER 所利用，提升能量接收性能。从图 2 可以看出，在相同参数设置下，本文 BTI 方案具有最好的性能，LDI 方案次之，对比 S-procedure 方案性能最差。这表明基于 BTI 的保守约束比基于 LDI 的保守约束、基于 S-引理的保守约束更加贴近实际的概率要求，即基于 S-引理的方案比基于 BTI 方案和基于 LDI 方案更加保守。同时注意到，相较于对比 LDI 零空间噪声方案<sup>[21]</sup>，本文 LDI 方案具有更好的性能，说明本文采取的未限定人工噪声方案能更有效地实现能量传输及对 EVE 的干扰，验证了本文方案的有效性和安全性。

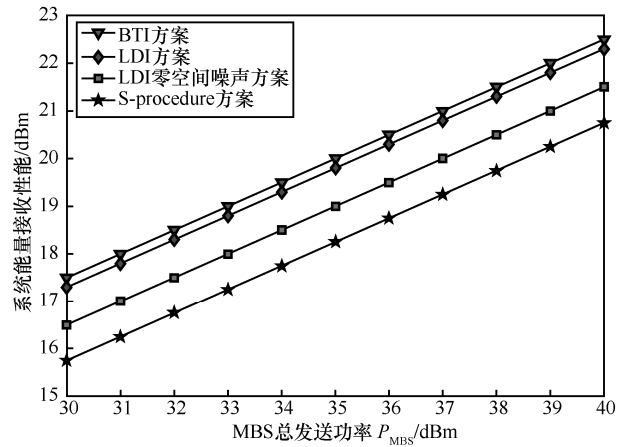


图 2 系统能量接收性能随  $P_{\text{MBS}}$  变化情况

图 3 给出了当  $B = 2$ 、 $\eta = 0.002$ 、 $P_{\text{MBS}} = 40$  dBm 时，系统能量接收性能随  $P_{\text{FBS}}$  的变化情况。可以看出，随着  $P_{\text{FBS}}$  的增大，系统能量接收性能随之逐渐增大，因为 ER 可以从 FBS 的下行信号及人工噪声中获得更多的能量。在 4 种方案中，本文 BTI 方案具有最好的性能，本文 LDI 方案次之，对比

S-procedure 方案性能最差。具体分析分析与图 2 中类似，此处就不再赘述。

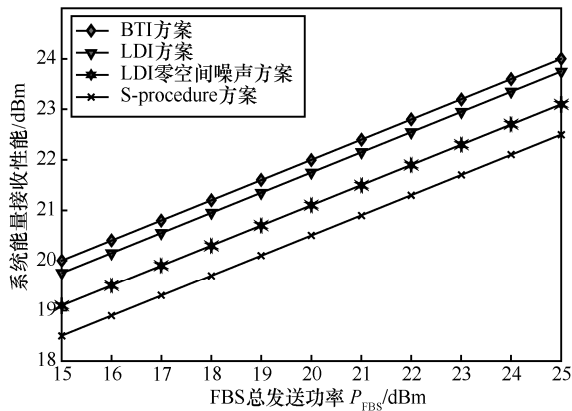


图 3 系统能量接收性能随  $P_{FBS}$  的变化情况

在图 4 中， $P_{MBS} = 30 \text{ dBm}$ ， $P_{FBS} = 20 \text{ dBm}$ 。可以看出，随着  $\eta$  增大，各方案的能量接收性能均随之下降。这说明，CSI 误差增加会造成系统接收能量损失越来越大，因为 CSI 误差增大意味着发送端所能获得的 CSI 越来越偏离实际 CSI，使各方案设计准确性也随之下降，获得能量接收性能越来越差。但在相同条件下，本文 2 种方案始终具有最好的性能，验证了本文方案具有更好的抵抗 CSI 误差的顽健性。此外还发现，其他条件一定时，当 ER 数目增多时，系统能量接收性能会提高。这是因为，就安全角度而言，ER 数目增大相当于等效 EVE 的天线数目增多，其窃听能力会增强，此时为使其 SINR 在预设中断概率门限内，需要更多的 MU、FU 下行信号及 FBS 的人工噪声信号叠加在其接收端；而从能量接收角度而言，这些增加的干扰信号及 ER 数目的增多可以为 ER 无线能量接收带来益处，使系统能量接收性能有所提升。

图 5 给出了在不同  $\rho_{E_B}$  下，各方案的可行解概率随  $\eta$  的变化情况。可以看出，在相同条件下，BTI 方案具有最好的可行解性能，LDI 方案性能与 BTI 方案近乎相同，对比 S-procedure 方案的可行解性能最差，因为 S-引理相对于 BTI、LDI 而言更加保守。从另一侧面也进一步说明，本文采用未限定人工噪声结构的方案能够更有效地对  $E_B$  进行干扰，将其 SINR 限定在预定中断概率门限内。同时，基于式(12)分析可知，系统安全速率由  $\gamma_1$ 、 $\gamma_{E_B}$  决定， $\rho_{E_B}$  大小决定对窃听者的 SINR

限制程度。因此，图 5 可以反映出各方案的安全性对比情况：参数设置均为  $\gamma_1 = 10 \text{ dB}$ 、 $\gamma_{E_B} = -5 \text{ dB}$  说明系统在各方案下可以获得正的且相同的安全速率值；进一步，在相同  $\rho_{E_B}$  下本文 2 种方案具有最好的可行解性能，意味着本文方案能够更加可靠地保证系统安全性。此外还注意到，其他条件不变时， $\rho_{E_B}$  增大会使可行解性能有所提升。因为  $\rho_{E_B}$  变大意味着，对  $E_B$  的 SINR 限制程度得到了松弛，即对系统安全性要求有所降低。此时在原有条件不变情况下，此时获取最优性联合设计的概率也相应地有所提升。

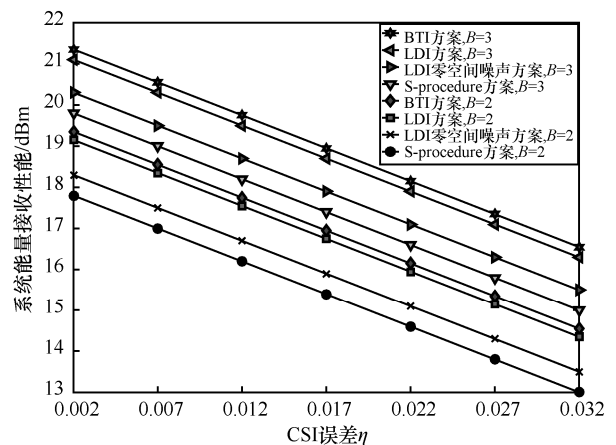


图 4 不同  $B$  下，系统能量接收性能随  $\eta$  变化时的情况

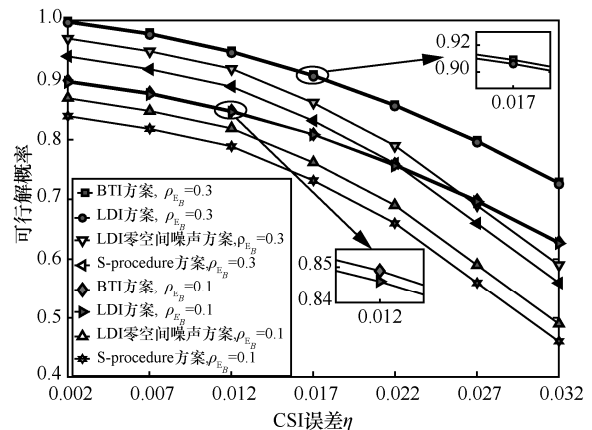


图 5 不同  $\rho_{E_B}$  下，可行解概率随  $\eta$  的变化情况

## 5 结束语

考虑一个双层的下行异构携能通信网络，为保证 CSI 存在随机误差情形下信息与能量传输的安全性和可靠性，提出了一种人工噪声辅助的顽健能量与信息安全传输方案。通过在 FBS 的发送端注入人

工噪声,而后联合优化设计 MBS、FBS 的下行信息波束矢量和人工噪声协方差矩阵,使网络中干扰更多地偏向于 EVE 接收端,降低其接收性能,同时提升 ER 的总接收能量值。在基站的发送功率约束、MU 和 FU 的信息接收中断概率约束、EVE 的窃听 SINR 中断约束下,以最大化系统能量接收性能为目标进行数学建模。由于中断概率约束及秩为 1 信息波束成形约束的非凸性,建模后问题无法直接进行求解。首先,对原始问题中的中断概率约束进行等效变换,将其转化为一种等价且易于处理的形式;然后分别借助于 BTI 和 LDI 这 2 种不同方式处理其中的概率约束条件,获取其的凸约束表达形式;最后结合二次等式引理及 SCA 算法处理秩为 1 约束的非凸性,获取原始问题的人工噪声协方差矩阵和下行信息波束成形矢量。仿真结果验证了该方案的安全性和顽健性。

#### 参考文献:

- [1] YANG N, WANG L, GERACI G. Safeguarding 5G wireless communication networks using physical layer security[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(4): 20-27.
- [2] TK VU, BENNIS M, SAMARAKOON S. Joint load balancing and interference mitigation in 5G heterogeneous networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(9): 6032-6046.
- [3] AKBAR S, DENG Y, NALLANATHAN A. Simultaneous wireless information and power transfer in K-tier heterogeneous cellular networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(8): 5804-5818.
- [4] SHENG M, WANG L, WANG X. Energy efficient beamforming in MISO heterogeneous cellular networks with wireless information and power transfer[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(4): 954-968.
- [5] 邹羿, 黄开枝, 康小磊. 基于中继干扰消除的轮流转发系统安全传输方案[J]. *通信学报*, 2017, 38(9): 185-192.  
ZOU Y, HUANG K Z, KANG X L. Successive relaying secure transmission scheme based on inter-relay interference cancellation[J]. *Journal on Communications*, 2017, 38(9): 185-192.
- [6] 肖帅芳, 郭云飞. 面向物联网的多跳中继系统的协作密钥生成方法[J]. *通信学报*, 2018, 39(3): 86-94.  
XIAO S F, GUO Y F. Cooperative secret key generation for multi-hop relaying systems in Internet of things[J]. *Journal on Communications*, 2018, 39(3): 86-94.
- [7] 钟智豪, 罗文字, 彭建华. 多层异构蜂窝网协作传输和协作干扰机制的安全性能分析[J]. *中国科学:信息科学*, 2016, 46(1):33-48.  
ZHONG Z H, LUO W Y, PENG J H. Security performance analysis of cooperative transmission and cooperative jam scheme in multi-tier heterogeneous cellular networks[J]. *Science China Information Sciences*, 2016, 46(1): 33-48.
- [8] ZHONG Z, PENG J, LUO W. A tractable approach to analyzing the physical-layer security in k-tier heterogeneous cellular networks[J]. *China Communications*, 2015, 12(S):166-173.
- [9] 任远. 多天线系统中的干扰管理和安全无线携能通信技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2017.  
REN Y. Research on interference management and secure SWIPT for multi-antenna systems[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2017.
- [10] 余红宴. 无线携能通信的能量效率优化与物理层安全研究[D]. 重庆: 西南大学, 2017.  
YU H Y. Energy efficiency optimization and physical layer security research for SWIPT systems[D]. Chongqing: Southwest University, 2017.
- [11] CHANG Z, WANG Z, GUO X. Energy-efficient resource allocation for wireless powered massive MIMO system with imperfect CSI[J]. *IEEE Transactions on Green Communications & Networking*, 2017, 1(2): 121-130.
- [12] FANG F, ZHANG H, CHENG J. Joint user scheduling and power allocation optimization for energy efficient NOMA systems with imperfect CSI[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, PP(99):1-7.
- [13] REN Y, LV T, GAO H. Secure wireless information and power transfer in heterogeneous networks[J]. *IEEE Access*, 2017, 5(99): 4967-4979.
- [14] LI B, FEI Z, CHU Z. Secure transmission for heterogeneous cellular networks with wireless information and power transfer[J]. *IEEE Systems Journal*, 2018, PP(99): 1-7.
- [15] ZHU Z, CHU Z, WANG Z. Outage constrained robust beamforming for secure broadcasting systems with energy harvesting[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(11): 7610-7620.
- [16] LE T A, VIEN Q T, NGUYEN H X. Robust chance-constrained optimization for power-efficient and secure SWIPT systems[J]. *IEEE Transactions on Green Communications & Networking*, 2017, 1(3): 333-346.
- [17] LE T A, VIEN Q T, NGUYEN H X. Robust optimization with probabilistic constraints for power-efficient and secure SWIPT[C]//*Proceedings of IEEE Global Communications Conference*. 2017: 1-7.
- [18] LI B, FEI Z. Probabilistic-constrained robust secure transmission for energy harvesting over MISO channels[J]. *Science China Information Sciences*, 2018, 61(2):1-12.
- [19] MUHAMMAD R, WONG K, ZHANG Y. Probabilistically robust SWIPT for secrecy MISOME systems[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2017, 12(1): 211-227.
- [20] NIU H, GUO D, HUANG Y. Outage constrained robust energy harvesting maximization for secure MIMO SWIPT systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2017, 6(5): 614-617.
- [21] WANG F, PENG T, HUAN Y, et al. Robust transceiver optimization for power-splitting based downlink MISO SWIPT systems[J]. *IEEE Signal Process Letters*, 2015, 22: 1492-1496.
- [22] WANG K, SO M. Outage constrained robust transmit optimization for multiuser MISO downlinks: tractable approximations by conic optimization[J]. *IEEE Transactions on Signal processing*, 2014, 62(21): 5690-5705.

[23] RASHID U, TUAN H, KHA H. Joint optimization of source precoding and relay beamforming in wireless MIMO relay networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62: 488-499.

[24] NASSERI S, NAKHAI M. Chance constrained robust downlink beamforming in multicell networks[J]. IEEE Transactions on mobile computing, 2016, 15(11): 2682-2691.

[25] CHU Z, ZHU Z, HUSSEIN J. Robust optimization for AN-aided transmission and power splitting for secure MISO SWIPT system[J]. IEEE Communications Letter, 2016, 20: 1571-1574.

[26] BEN A, NEMIROVSKI A. Lectures on modern convex optimization: analysis, algorithms, and engineering applications [M]. Philadelphia, PA: SIAM, 2001.

[27] ZHANG L, JIN L, LUO W. Robust secure transmission for multiuser MISO systems with probabilistic QoS constraints[J]. Science China Information Sciences, 2016, 59(2): 1-13.



**黄开枝** (1973- ), 女, 安徽滁州人, 博士, 国家数字交换系统工程技术研究中心教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理及无线通信安全。



**钟州** (1982- ), 男, 吉林吉林人, 博士, 国家数字交换系统工程技术研究中心讲师, 主要研究方向为移动通信、通信信号处理及信息安全。

**[作者简介]**



**张波** (1993- ), 男, 安徽亳州人, 国家数字交换系统工程技术研究中心博士生, 主要研究方向为移动通信网络及信息安全。



**陈亚军** (1988- ), 男, 河南商丘人, 博士, 国家数字交换系统工程技术研究中心助理研究员, 主要研究方向为无线物理层安全及定位、5G 网络资源管理等。