

# 无线携能保密网络下的中继协作波束形成算法

胡振涛, 金 勇, 武国栋, 周 林, 刘先省

(河南大学计算机与信息工程学院, 河南开封 475004)

**摘 要:** 本文研究了无线携能通信网络中的多窃听者场景下, 基于无线能量收集放大转发中继的协作机密信息安全传输问题. 提出了两种低复杂度的零空间波束形成方案. 分别利用接收者或窃听者方位先验信息, 将待优化的目标矢量投射到接收者或窃听者信道的零空间. 与原协作波束形成方法相比, 由于降低了待优化目标矢量的空间自由度, 本文方法运算复杂度较低. 特别的, 由于第二种方法目标函数中将窃听者的交互信息迫零, 将原始拟凸优化问题转化为凸问题求解, 进一步降低了运算量. 实验研究验证了本文方法的合理性.

**关键词:** 放大转发中继; 保密通信; 零空间波束形成; 无线能量收集; 功率分配

**中图分类号:** TN911.7      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2020)01-0124-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.01.015

## Cooperative Beamforming Algorithm of Relay in SWPIT Secrecy Networks

HU Zhen-tao, JIN Yong, WU Guo-dong, ZHOU Lin, LIU Xian-xing

(School of Computer and Information Engineering, Henan University, Kaifeng, Henan 475004, China)

**Abstract:** We research on cooperative information security transmitting using energy harvest amplify-and-forward relay in the wireless information and power transfer network with multiple eavesdroppers. Two low-complexity methods using zero-space beamforming technique are proposed. Using the prior location information of receiver or eavesdroppers, our methods project the target vector to the zero space of receiver or eavesdroppers. Computational complexity of the method is lower than that of classical method since space freedom of the target vector is reduced. Furthermore, second method induces the eavesdropper's mutual information of objective function to be zero, the original quasi-convex problem is transformed into a convex form. Thus, computational complexity of the method is apparently reduced compared with that of classical method. Result of experiment verify validity of our proposed methods.

**Key words:** amplify-and-forward relay; secrecy communication; zero-space beamforming; wireless energy harvesting; power splitting

### 1 引言

无线信道固有的开放性, 使得信息在传输过程中易被第三方截获及窃听, 造成机密信息的泄密. 于是, 越来越多的学者倾向使用可信中继进行协作传输以提高物理层安全性. 协作安全传输主要包含三种中继协议<sup>[1]</sup>: 放大转发 (Amplify-and-Forward, AF), 解码转发 (Decode-and-Forward, DF) 和协作干扰 (Cooperate Jamming, CJ). 其中, CJ 与物理层安全最为相关. 具体来说, 当发送者和合法接收者的直接链路信噪比较低时, 一

种策略为从中继集合中选择不同子集分别进行信息转发或协作干扰<sup>[2]</sup>; 另一种策略为利用混合协作波束形成技术, 将中继集合中每个中继的可用功率分为信息转发和 CJ 两部分使用, 由于考虑到所有中继共同协作传输, 该策略具备比前者更多的空间自由度. 然而, 系统中供能有限的空闲中继可能会基于节能目的而放弃协作通信, 从而导致该策略在低功率条件下的应用受到限制.

无线携能通信 (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer, SWIPT) 技术具有能量供给与信息并

收稿日期: 2018-11-12; 修回日期: 2019-09-01; 责任编辑: 李勇锋

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61771006, No. 61976080); 河南省重点研发与推广专项 (No. 192102210254); 河南省高等学校重点研究计划 (No. 19A413006); 河南大学一流学科培育项目支持计划 (No. 2018 YLTD04)

行传输特点<sup>[3,4]</sup>,为解决上述问题的有效手段. Nasir 等研究了无窃听者条件下,基于功率分配的无线能量收集中继协作方案<sup>[5,6]</sup>. Xing 探索了窃听场景下,基于功率分配和协作干扰的中继协作方案<sup>[7]</sup>,该方案采用拟凸优化方法,求取高维空间的全局最优解,复杂度较高.

某些应用场景中,可以估计接收者或窃听者的方位<sup>[8]</sup>. 基于此,本文提出了低复杂度静态/动态功率分配中继协作算法. 将待优化的波束矢量投射到接收者或窃听者信道的零空间,降低其空间自由度,进而降低运算复杂度. 特别的,针对窃听者信道的零空间约束,改变了原始问题的目标函数,将拟凸优化转换成凸优化,进一步减少了计算量,实验研究验证了本文方法的有效性.

本文中符号简介如下:大写粗体字母表示矩阵,小写粗体字母表示矢量. $(\cdot)^T$ 、 $(\cdot)^\dagger$ 、 $(\cdot)^H$  和  $(\cdot)^*$  分别表示转置、共轭、共轭转置和最优值. 此外,  $\text{trace}(\cdot)$  为矩阵的迹,  $[\cdot]_{i,j}$  为矩阵的  $(i,j)$  项,  $\|\cdot\|$  为矢量的欧几里德范数,  $\|\cdot\|^2$  为矢量每个元素的绝对值平方.  $\text{diag}(\cdot)$  为指定矢量的对角化矩阵,  $[\cdot]_{i=1}^N$  表示  $N \times 1$  的矢量,其中每个元素由  $i$  索引.  $\circ$  表示 Hadamard 乘积.  $\mathbb{C}^{x \times y}$  为具有  $x \times y$  维的复矩阵的域,  $E[\cdot]$  表示期望运算. 最后,  $(x)^+$  是  $\max(x, 0)$  的缩写.

## 2 系统模型

如图 1 所示,本文考虑一个 SWIPT 系统下的无线传感器网络.

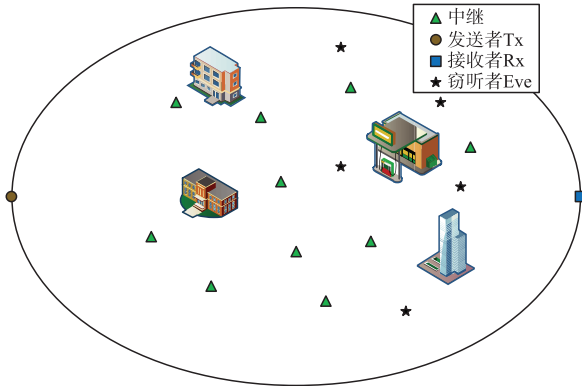


图1 SWIPT系统下的无线传感器网络

其中发送者(Tx)希望借助  $N$  个 AF 中继,在  $K$  个配备单天线的窃听者(Eve)存在的情况下,与合法接收者(Rx)建立保密通信,且  $K < N$ . 同时,假设 Tx 和 Eve 之间不存在直接链路,即窃听者分布在以合法接收者为中心的“安全区域”<sup>[9]</sup>之外(否则 Eve 会被 Tx 检测到<sup>[10]</sup>).

每个 AF 中继的接收端,引入两种接收机架构,静态功率分配(Static Power Splitting, SPS)和动态功率分

配(Dynamic Power Splitting, DPS). 如图 2 所示,第  $i$  个中继的接收信号经功率分配器处理后,一部分信号( $\sqrt{1-\alpha_i}y_{r_i}$ )用于信息接收,另一部分( $\sqrt{\alpha_i}y_{r_i}$ )用于能量收集,  $0 \leq \eta < 1$  定义为能量收集效率. 之后,中继收集能量按比重分流,占比  $\rho_i \in (0, 1)$  的能量流用于产生人工噪声(Artificial Noise, AN),占比  $1-\rho_i$  的能量流用于转发信号.

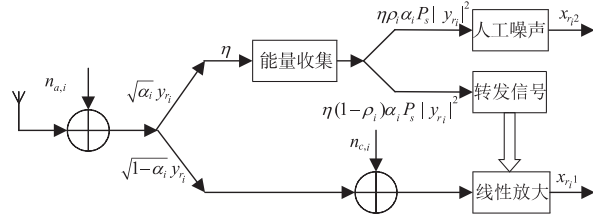


图2 功率分配式接收机架构模型

## 3 问题描述

基于 AF 协议,协作过程分为两个阶段. 第一个传输时隙,每个中继的接收信号可以表示为:

$$y_{r_i} = h_{sr_i} \sqrt{P_s} s + n_{a,i}, \forall i \quad (1)$$

其中,发射信号  $s \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ ,  $h_{sr_i}$  为 Tx 到第  $i$  个中继的信道系数,  $P_s$  为 Tx 的发射功率,且  $n_{a,i} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{n_a}^2)$ . 则该接收信号经线性放大处理后输出的基带等效信号为:

$$x_{r,1} = \beta_i (\sqrt{1-\alpha_i} y_{r_i} + n_{c,i}), \forall i \quad (2)$$

其中,  $\beta_i$  为 AF 系数,  $n_{c,i} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{n_c}^2)$ . 此外,中继转发  $x_{r,1}$  的能量约束为  $|x_{r,1}|^2 \leq \eta(1-\rho_i)\alpha_i |y_{r_i}|^2$ , 则:

$$\beta_i = \sqrt{\frac{\eta(1-\rho_i)\alpha_i |h_{sr_i}|^2 P_s}{(1-\alpha_i) |h_{sr_i}|^2 P_s + (1-\alpha_i)\sigma_{n_a}^2 + \sigma_{n_c}^2}} e^{j\Delta\beta_i} \quad (3)$$

其中,  $\Delta\beta_i$  为第  $i$  个中继 AF 系数的相位.

第二个传输时隙,  $N$  个中继产生 AN 信号  $x_{r,2} = [x_{r,2,1}, \dots, x_{r,2,N}]^T$ , 其协方差矩阵  $\mathbf{S} = \mathbf{E}[x_{r,2} x_{r,2}^H]$ . 则  $x_{r,2}$  可由  $\mathbf{S}$  特征值分解唯一确定. 令  $\mathbf{S} = \tilde{\mathbf{V}} \tilde{\mathbf{\Sigma}} \tilde{\mathbf{V}}^H$ , 其中  $\tilde{\mathbf{\Sigma}} = \text{diag}([\sigma_1, \dots, \sigma_d])$ ,  $\tilde{\mathbf{V}} \in \mathbb{C}^{N \times d}$  为满足  $\tilde{\mathbf{V}}^H \tilde{\mathbf{V}} = \mathbf{I}$  的预编码矩阵, 相应的 AN 信号表示为<sup>[11]</sup>:

$$x_{r,2} = \sum_{j=1}^d \sqrt{\sigma_j} v_j s'_j \quad (4)$$

其中,  $v_j$  是  $\tilde{\mathbf{V}}$  的第  $j$  列,  $s'_j \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ . 第  $i$  个中继产生 AN 的能量约束为  $|x_{r,2}|^2 \leq \eta \rho_i \alpha_i P_s |y_{r_i}|^2, \forall i$ , 这意味着:

$$\text{trace}(\mathbf{S} \mathbf{E}_i) \leq \eta \rho_i \alpha_i P_s |h_{sr_i}|^2, \forall i \quad (5)$$

其中,  $\mathbf{E}_i = \text{diag}(\mathbf{e}_i)$  ( $\mathbf{e}_i$  定义为第  $i$  个元素等于 1 的单位矢量). 此时,第  $i$  个中继的发射信号表示为:

$$x_{r_i} = x_{r,1} + x_{r,2} \quad (6)$$

利用式(1)、(2)、(4)和(6),所有中继发射信号可表示为:

$$\mathbf{x}_r = \mathbf{D}_{\beta\alpha} \mathbf{h}_{sr} \sqrt{P_s} s + \mathbf{D}_{\beta\alpha} \mathbf{n}_a + \mathbf{D}_{\beta} \mathbf{n}_c + \sum_{j=1}^d \sqrt{\sigma_j} \mathbf{v}_j s'_j + n_d \quad (7)$$

式(7)中,  $\mathbf{D}_{\beta\alpha}$  和  $\mathbf{D}_{\beta}$  为对角矩阵, 对角线上的矢量分别为  $(\beta_1 \sqrt{1-\alpha_1}, \dots, \beta_N \sqrt{1-\alpha_N})^T$  和  $(\beta_1, \dots, \beta_N)^T$ . 此外,  $\mathbf{h}_{sr} = [h_{sr_i}]_{i=1}^N$ ,  $\mathbf{n}_a = [n_{a,i}]_{i=1}^N$ ,  $\mathbf{n}_c = [n_{c,i}]_{i=1}^N$ .

#### 4 波束形成设计

本节针对两种不同的功率分配接收机架构 SPS 和 DPS, 设计低复杂度的零空间波束形成矢量.

##### 4.1 基于 SPS 的零空间波束形成算法

针对 AF 中继执行 SPS ( $\alpha_i = \bar{\alpha}_i$ ) 操作时的保密速率最大化问题, 基于消除接收者处干扰信号或窃听者处机密信息信号两种解决思路, 设计相应波束形成优化算法 ZF-D-SPS 和 ZF-Eves-SPS.

###### 4.1.1 ZF-D-SPS 算法

基于接收者信道的先验信息, 将 AN 信号约束在其零空间, 而机密信息信号则位于接收者信道空间范围内. 由于 AN 信号空间和接收者信道空间正交, 而与窃听者非正交 (由于窃听者和接收者空间方位不同), 则 AN 仅影响窃听者的信息传输质量.

$\mathbf{h}_{rd} = [h_{rd_i}]_{i=1}^N$  为中继到接收者的信道, 约束  $\mathbf{x}_{r2}$  位于  $\mathbf{h}_{rd}$  的零空间中, 即  $\mathbf{h}_{rd}^T \mathbf{x}_{r2} = 0$ . 设  $\mathbf{B}$  为  $\mathbf{h}_{rd}$  的零空间正交基, 令  $\mathbf{x}_{r2} \triangleq \mathbf{B}\mathbf{v}$ , 其中  $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N-1}$ ,  $\mathbf{B}^T \mathbf{B} = \mathbf{I}$ . AN 协方差矩阵  $\mathbf{S} = \mathbf{E}[\mathbf{x}_{r2} \mathbf{x}_{r2}^H] = \mathbf{B}\mathbf{v} \mathbf{v}^H \mathbf{B}^H = \mathbf{B}\mathbf{V}\mathbf{B}^H$ .

基于此, Rx 处接收的信号为:

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{h}_{rd}^T (\mathbf{x}_r - \mathbf{x}_{r2}) + n_d \quad (8)$$

其中,  $n_d \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{n_d}^2)$ . 利用式(4)、(7),  $\mathbf{y}_d$  为:

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{h}_{rd}^T \mathbf{D}_{\beta\alpha} \mathbf{h}_{sr} \sqrt{P_s} s + \mathbf{h}_{rd}^T \mathbf{D}_{\beta\alpha} \mathbf{n}_a + \mathbf{h}_{rd}^T \mathbf{D}_{\beta} \mathbf{n}_c + n_d \quad (9)$$

不同于接收者, 第  $k$  个 Eve 处接收的信号为:

$$\mathbf{y}_{e,k} = \mathbf{h}_{re,k}^T \mathbf{x}_r + n_{e,k} \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{h}_{re,k} = [h_{re,k_i}]_{i=1}^N$  为中继到第  $k$  个 Eve 的信道集合,  $n_{e,k} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{n_{e,k}}^2)$ . 利用式(4)、(10),  $\mathbf{y}_{e,k}$  为:

$$\mathbf{y}_{e,k} = \mathbf{h}_{re,k}^T \mathbf{D}_{\beta\alpha} \mathbf{h}_{sr} \sqrt{P_s} s + \mathbf{h}_{re,k}^T \mathbf{D}_{\beta\alpha} \mathbf{n}_a + \mathbf{h}_{re,k}^T \mathbf{D}_{\beta} \mathbf{n}_c + \mathbf{h}_{re,k}^T \sum_{j=1}^d \sqrt{\sigma_j} \mathbf{v}_j s'_j + n_{e,k} \quad (11)$$

由此, 可以得到它们相应的信干噪比:

$$\text{SINR}_{s,d} = \frac{P_s |\mathbf{h}_{rd}^T \mathbf{D}_{\beta\alpha} \mathbf{h}_{sr}|^2}{\sigma_{n_d}^2 \|\mathbf{h}_{rd}^T \mathbf{D}_{\beta\alpha}\|^2 + \sigma_{n_c}^2 \|\mathbf{h}_{rd}^T \mathbf{D}_{\beta}\|^2 + \sigma_{n_a}^2} \quad (12)$$

$$\text{SINR}_{s,e,k} =$$

$$\frac{P_s |\mathbf{h}_{re,k}^T \mathbf{D}_{\beta\alpha} \mathbf{h}_{sr}|^2}{\text{trace}(\mathbf{S}\mathbf{h}_{re,k}^H \mathbf{h}_{re,k}^T) + \sigma_{n_e}^2 \|\mathbf{h}_{re,k}^T \mathbf{D}_{\beta\alpha}\|^2 + \sigma_{n_c}^2 \|\mathbf{h}_{re,k}^T \mathbf{D}_{\beta}\|^2 + \sigma_{n_a}^2} \quad (13)$$

由信息论相关定义, Rx 的互信息量  $r_{s,d} = 0.5 \log(1 + \text{SINR}_{s,d})$ , 第  $k$  个 Eve 的互信息量  $r_{s,e,k} = 0.5 \log(1 +$

$\text{SINR}_{s,e,k}$ ), 保密速率定义如下<sup>[12]</sup>.

$$r_{\text{sec}} = (r_{s,d} - \max_{k \in \mathcal{K}} r_{s,e,k})^+ \quad (14)$$

将式(14)进行如下变量代换:

$$\begin{cases} r_{s,d} = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P_s |\bar{\mathbf{h}}_{sd}^T \mathbf{w}|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{D}_{sd} \mathbf{w} + \sigma_{n_d}^2} \right) \\ r_{s,e,k} = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P_s |\bar{\mathbf{h}}_{se,k}^T \mathbf{w}|^2}{\text{trace}(\mathbf{S}\mathbf{h}_{re,k}^H \mathbf{h}_{re,k}^T) + \mathbf{w}^H \mathbf{D}_{se,k} \mathbf{w} + \sigma_{n_{e,k}}^2} \right) \end{cases} \quad (15)$$

上式中,  $\mathbf{w}$  为  $N$  个中继的权值矢量, 其中第  $i$  个中继的权值  $w_i = \sqrt{1-\rho_i} e^{j\alpha_i \beta_i}$ . 此外,

$$[\bar{\mathbf{h}}_{sd}]_i \triangleq h_{sr_i} h_{rd_i} \sqrt{\frac{\eta \bar{\alpha}_i (1-\bar{\alpha}_i) |h_{sr_i}|^2 P_s}{(1-\bar{\alpha}_i)(|h_{sr_i}|^2 P_s + \sigma_{n_s}^2) + \sigma_{n_d}^2}}, \forall i \in \mathcal{N},$$

$$[\mathbf{D}_{sd}]_{i,i} \triangleq \frac{\eta \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2 |h_{rd_i}|^2 ((1-\bar{\alpha}_i) \sigma_{n_s}^2 + \sigma_{n_d}^2)}{(1-\bar{\alpha}_i)(|h_{sr_i}|^2 P_s + \sigma_{n_s}^2) + \sigma_{n_d}^2}, \forall i \in \mathcal{N},$$

$$[\bar{\mathbf{h}}_{se,k}]_i \triangleq h_{sr_i} h_{re,k_i} \sqrt{\frac{\eta \bar{\alpha}_i (1-\bar{\alpha}_i) |h_{sr_i}|^2 P_s}{(1-\bar{\alpha}_i)(|h_{sr_i}|^2 P_s + \sigma_{n_s}^2) + \sigma_{n_e}^2}}, \forall i \in \mathcal{N},$$

$$[\mathbf{D}_{se,k}]_{i,i} \triangleq \frac{\eta \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2 |h_{re,k_i}|^2 ((1-\bar{\alpha}_i) \sigma_{n_s}^2 + \sigma_{n_e}^2)}{(1-\bar{\alpha}_i)(|h_{sr_i}|^2 P_s + \sigma_{n_s}^2) + \sigma_{n_e}^2}, \forall i \in \mathcal{N}$$

结合式(5)、(14)、(15), 通过联合优化  $\mathbf{w}$  和  $\mathbf{V}$ , 基于 SPS 中继的保密速率最大化问题表示为:

$$(P1): \max_{\mathbf{w}, \mathbf{V}} (r_{s,d} - \max_{k \in \mathcal{K}} r_{s,e,k})^+$$

$$\text{s. t. } \text{trace}(\mathbf{B}\mathbf{V}\mathbf{B}^H \mathbf{E}_i) \leq \eta \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2 (1 - |w_i|^2), \forall i \text{ and } \mathbf{V} \geq 0$$

由于(P1)的目标函数非凸, 直接求解较为困难. 考虑采用二层优化方法<sup>[7]</sup>, 通过引入松弛变量  $\tau \in (0, 1]$  将其分解为上下两层子问题联合求解. 首先, 下层优化为固定  $\tau$  后关于  $\mathbf{w}$  和  $\mathbf{V}$  的二次规划:

$$(P1.1):$$

$$\max_{\mathbf{w}, \mathbf{V} \geq 0} \left( \frac{P_s |\bar{\mathbf{h}}_{sd}^T \mathbf{w}|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{D}_{sd} \mathbf{w} + \sigma_{n_d}^2} \right)$$

$$\text{s. t. } 1 + \frac{P_s |\bar{\mathbf{h}}_{se,k}^T \mathbf{w}|^2}{\text{trace}(\mathbf{B}\mathbf{V}\mathbf{B}^H \mathbf{h}_{re,k}^H \mathbf{h}_{re,k}^T) + \mathbf{w}^H \mathbf{D}_{se,k} \mathbf{w} + \sigma_{n_{e,k}}^2} \leq$$

$$1/\tau, \forall k$$

$$\text{trace}((\mathbf{B}\mathbf{V}\mathbf{B}^H + \eta \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2 \mathbf{w}\mathbf{w}^H) \mathbf{E}_i) \leq \eta \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2, \forall i$$

而上层优化问题与  $\tau$  和下层优化问题的最优解均相关. 因此, 设  $f_1(\tau)$  为(P1.1)的最优解, 令  $H_1(\tau) = \tau f_1(\tau)$ , 则(P1)的目标函数可表示为:

$$\frac{1}{2} \log_2(1 + f_1(\tau)) - \frac{1}{2} \log_2(1/\tau) = \frac{1}{2} \log_2(\tau + H_1(\tau)) \quad (16)$$

于是, 上层优化问题表示如下:

$$(P1.2): \max_{\tau} \log_2(\tau + H_1(\tau))$$

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

其中,  $\tau_{\min,1}$  定义为  $\tau$  的下界. 由于 (P1.1) 中  $1/\tau - 1$  的物理意义为窃听能力最强的 Eve 的 SINR, 因此为保证  $r_{\text{sec}}$  大于零, 应满足  $1/\tau - 1 \leq P_s \|\bar{\mathbf{h}}_{sd}^T \mathbf{w}\|^2 / \sigma_{n_d}^2$ . 进而下界  $\tau_{\min,1}$  由 (17) 式描述

$$\tau \geq \frac{1}{1 + P_s \|\bar{\mathbf{h}}_{sd}\|^2 \|\mathbf{w}\|^2 / \sigma_{n_d}^2} \geq \frac{1}{1 + NP_s \|\bar{\mathbf{h}}_{sd}\|^2 / \sigma_{n_d}^2} = \tau_{\min,1} \quad (17)$$

由于可行域内的任意  $\tau$  均有对应的  $H_1(\tau)$ , 所以在  $[\tau_{\min,1}, 1]$  内进行一维搜索可得 (P1.2) 的最优解  $\tau^*$ . 因此, 求解 (P1) 的关键在下层问题 (P1.1) 的解.

令  $\mathbf{W} = \mathbf{w}\mathbf{w}^H$  并忽略其秩 1 约束, (P1.1) 等价于 (P1.1-SDR). 其中, 目标函数已经乘以  $\tau$  以便于直接得到  $H_1(\tau)$ .

(P1.1-SDR):

$$\begin{cases} \max_{\mathbf{W}, \mathbf{V} \geq 0} \frac{\tau P_s \text{trace}(\bar{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{h}}_{sd}^T \bar{\mathbf{h}}_{sd})}{\text{trace}(\mathbf{W} \mathbf{D}_{sd}) + \sigma_{n_d}^2} \\ \text{s. t. } \frac{P_s \text{trace}(\bar{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{h}}_{se,k}^T \bar{\mathbf{h}}_{se,k})}{\text{trace}(\mathbf{B} \mathbf{V} \mathbf{B}^H \bar{\mathbf{h}}_{re,k}^T \bar{\mathbf{h}}_{re,k}) + \text{trace}(\mathbf{W} \mathbf{D}_{se,k}) + \sigma_{n_k}^2} \leq 1/\tau - 1, \forall k \\ \text{trace}((\mathbf{B} \mathbf{V} \mathbf{B}^H + \bar{\eta} \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2 \mathbf{W}) \mathbf{E}_i) \leq \bar{\eta} \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2, \forall i \end{cases}$$

显然 (P1.1-SDR) 为拟凸问题<sup>[13]</sup>, 使用 Charnes-Cooper 变换<sup>[14]</sup> 对其做等效凸重构. 即将  $\mathbf{W} = \hat{\mathbf{W}}/\xi$  和  $\mathbf{V} = \hat{\mathbf{V}}/\xi$  代入 (P1.1-SDR) 中, 得到:

(P1.1-SDP):

$$\begin{cases} \max_{\hat{\mathbf{W}}, \hat{\mathbf{V}} \geq 0, \xi \geq 0} P_s \text{trace}(\hat{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{h}}_{sd}^T \bar{\mathbf{h}}_{sd}) \\ \text{s. t. } \text{trace}(\hat{\mathbf{W}} \mathbf{D}_{sd}) + \xi \sigma_{n_d}^2 = \tau \\ (1/\tau - 1) (\text{trace}(\mathbf{B} \hat{\mathbf{V}} \mathbf{B}^H \bar{\mathbf{h}}_{re,k}^T \bar{\mathbf{h}}_{re,k}) + \text{trace}(\hat{\mathbf{W}} \mathbf{D}_{se,k}) + \xi \sigma_{n_k}^2) \\ \geq P_s \text{trace}(\hat{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{h}}_{se,k}^T \bar{\mathbf{h}}_{se,k}), \forall k \\ \text{trace}((\mathbf{B} \hat{\mathbf{V}} \mathbf{B}^H + \bar{\eta} \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2 \hat{\mathbf{W}}) \mathbf{E}_i) \leq \xi \bar{\eta} \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2, \forall i \end{cases}$$

可见其为凸问题标准形式, 容易得最优解  $\mathbf{W}^*$ . 由于 SDR 的秩 1 松弛是紧的<sup>[7]</sup>, 对  $\mathbf{W}^*$  做特征值分解 (EVD) 即可得中继的最优波束形成矢量  $\mathbf{w}^*$ .

#### 4.1.2 ZF-Eves-SPS 算法

将机密信号设置于窃听者信道的零空间中, 可以消除所有窃听者的信息泄露. 即在 (P1) 中增加约束条件  $\bar{\mathbf{h}}_{re,k}^T \mathbf{w} = 0, \forall k$ , 进而使  $\bar{\mathbf{h}}_{se,k}^T \mathbf{w} = 0, \forall k$ , 则窃听者的互信息量  $r_{S,E,k} = 0, \forall k$ . 因此, 中继将不再产生 AN 以干扰窃听者 ( $\rho_i = 0, \mathbf{S} = \mathbf{0}$ ). 此时, (P1) 简化为单变量优化问题:

(P2):  $\max_{\mathbf{w}} (r_{S,D})^+$

$$\text{s. t. } \bar{\mathbf{h}}_{re,k}^T \mathbf{w} = 0, \forall k$$

$$\text{trace}((\bar{\eta} \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2 \mathbf{w}\mathbf{w}^H) \mathbf{E}_i) \leq \bar{\eta} \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2, \forall i$$

令  $\mathbf{w} \triangleq \mathbf{C} \mathbf{m}$ , 其中  $\mathbf{m} \in \mathbb{C}^{N-K}$ , 且  $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{N \times (N-K)}$  为所有窃听者信道零空间的正交基组成的半酉矩阵, 即  $\bar{\mathbf{h}}_{re,k}^T \mathbf{C} = \mathbf{0}, \forall k \in K$ . 令  $\mathbf{W} = \mathbf{w}\mathbf{w}^H = \mathbf{C} \mathbf{m} \mathbf{m}^H \mathbf{C}^H = \mathbf{C} \mathbf{M} \mathbf{C}^H$

忽略秩 1 约束  $\text{rank}(\mathbf{W}) = 1$ , (P2) 等价于:

(P2-SDR):

$$\begin{cases} \max_{\mathbf{M} \geq 0} \frac{P_s \text{trace}(\mathbf{C} \mathbf{M} \mathbf{C}^H \bar{\mathbf{h}}_{sd}^T \bar{\mathbf{h}}_{sd})}{\text{trace}(\mathbf{C} \mathbf{M} \mathbf{C}^H \mathbf{D}_{sd}) + \sigma_{n_d}^2} \\ \text{s. t. } \text{trace}((\bar{\eta} \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2 \mathbf{C} \mathbf{M} \mathbf{C}^H) \mathbf{E}_i) \leq \bar{\eta} \bar{\alpha}_i P_s |h_{sr_i}|^2, \forall i \end{cases}$$

令  $\mathbf{M} = \hat{\mathbf{M}}/\xi$ , 应用 Charnes-Cooper 变换将 (P2-SDR)

中的目标函数转化为 SDP 形式.

#### 4.2 基于 DPS 的零空间波束形成算法

与 4.1 的静态功率算法中固定  $\alpha_i$  不同, 本节考虑  $\alpha_i$  可调的动态功率分配场景. 进而提出该场景下的波束形成方法 ZF-D-SPS 和 ZF-Eves-SPS.

为了便于后续分析, 考虑以下变量转换:

$$\begin{cases} u_{1,i} = \sqrt{\frac{\alpha_i (1 - \alpha_i) (1 - \rho_i)}{(1 - \alpha_i) (|h_{sr_i}|^2 P_s + \sigma_{n_s}^2) + \sigma_{n_e}^2}} e^{j\angle \beta} \\ u_{2,i} = \sqrt{\frac{\alpha_i (1 - \rho_i)}{(1 - \alpha_i) (|h_{sr_i}|^2 P_s + \sigma_{n_s}^2) + \sigma_{n_e}^2}} \end{cases}, \forall i \quad (18)$$

则接收者和窃听者的 SINR 分别表示为:

$\text{SINR}_{S,D} =$

$$\frac{P_s |\mathbf{s}_{sd}^T \mathbf{u}_1|^2}{\sigma_{n_e}^2 \mathbf{u}_1^H \text{diag}(\mathbf{c}_0 \circ \|\mathbf{h}_{rd}\|^2) \mathbf{u}_1 + \sigma_{n_e}^2 \mathbf{u}_2^H \text{diag}(\mathbf{c}_0 \circ \|\mathbf{h}_{rd}\|^2) \mathbf{u}_2 + \sigma_{n_e}^2} \quad (19)$$

$\text{SINR}_{S,E,k} = P_s$

$$|\mathbf{s}_{se,k}^T \mathbf{u}_1|^2 / \left\{ \text{trace}(\mathbf{S} \mathbf{h}_{re,k}^T \bar{\mathbf{h}}_{re,k}) + \sigma_{n_s}^2 \mathbf{u}_1^H \text{diag}(\mathbf{c}_0 \circ \|\mathbf{h}_{re,k}\|^2) \mathbf{u}_1 \right. \\ \left. + \sigma_{n_s}^2 \mathbf{u}_2^H \text{diag}(\mathbf{c}_0 \circ \|\mathbf{h}_{re,k}\|^2) \mathbf{u}_2 + \sigma_{n_s}^2 \right\} \quad (20)$$

其中  $c_{0,i} = \eta P_s |h_{sr_i}|^2, \forall i$ ,  $\mathbf{s}_{sd} = [h_{sr_i} h_{rd} \sqrt{\eta |h_{sr_i}|^2 P_s}]_{i=1}^N$ ,  $\mathbf{s}_{se,k} = [h_{sr_i} h_{re,k} \sqrt{\eta |h_{sr_i}|^2 P_s}]_{i=1}^N, \forall k$ . 此外,  $\alpha_i$  和  $\rho_i$  表示为:

$$\begin{cases} \alpha_i = 1 - \frac{|u_{1,i}|^2}{|u_{2,i}|^2} \\ \rho_i = 1 - \frac{|u_{2,i}|^2 (c_{1,i} |u_{1,i}|^2 + \sigma_{n_e}^2 |u_{2,i}|^2)}{|u_{2,i}|^2 - |u_{1,i}|^2} \end{cases}, \forall i \quad (21)$$

其中  $c_{1,i} = P_s |h_{sr_i}|^2 + \sigma_{n_s}^2$ . 将式 (21) 中关于  $\alpha_i$  和  $\rho_i$  的表达式代入式 (5), AN 的能量约束重新表示为:

$$\text{trace}(\mathbf{S} \mathbf{E}_i) \leq c_{0,i} \left( 1 - \frac{|u_{2,i}|^2 (c_{1,i} |u_{1,i}|^2 + \sigma_{n_e}^2 |u_{2,i}|^2)}{|u_{2,i}|^2 - |u_{1,i}|^2} \right) \\ \times \left( 1 - \frac{|u_{1,i}|^2}{|u_{2,i}|^2} \right), \forall i \quad (22)$$

另一方面, 由于  $\alpha_i \geq 0$  且  $\rho_i \geq 0$ , 可知:

$$|u_{1,i}|^2 - |u_{2,i}|^2 \leq 0, \forall i \quad (23)$$

$$|u_{2,i}|^2 (c_{1,i} |u_{1,i}|^2 + \sigma_{n_e}^2 |u_{2,i}|^2) \leq |u_{2,i}|^2 - |u_{1,i}|^2, \forall i \quad (24)$$

#### 4.2.1 ZF-D-DPS 算法

与 ZF-D-SPS 的思想类似,考虑将中继产生的 AN 信号  $\mathbf{x}_{r2}$  约束在接收者信道  $\mathbf{h}_{rd}$  的零空间中,构造  $\mathbf{S} = \mathbf{E}[\mathbf{x}_{r2}\mathbf{x}_{r2}^H] = \mathbf{B}\mathbf{v}\mathbf{v}^H\mathbf{B}^H = \mathbf{B}\mathbf{V}\mathbf{B}^H$ . 此时,基于 DPS 中继的保密速率最大问题表示为变量  $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2$  及协方差矩阵  $\mathbf{V}$  的联合优化:

$$(P3) : \max_{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{V}} \left( \frac{1}{2} \log_2(1 + (19)) - \frac{1}{2} \log_2(1 + \max_{k \in K} (20)) \right)^+ \\ \text{s. t. (22), (23), (24), and } \mathbf{V} \geq 0$$

引入松弛变量  $\tau \in (0, 1]$  将其分解成上下两层子问题联合求解. 首先,下层优化问题表示为:

$$(P3.1) : \max_{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2} (19)$$

$$\text{s. t. (20)} \leq 1/\tau, (22) - (24), \text{ and } \mathbf{V} \geq 0$$

设  $f_2(\tau)$  是 (P3.1) 的最优解,令  $H_2(\tau) = \tau f_2(\tau)$ . 上层优化问题表示为:

$$(P3.2) : \max_{\tau} \log_2(\tau + H_2(\tau))$$

$$\text{s. t. } \tau_{\min,2} \leq \tau \leq 1$$

类似  $\tau_{\min,1}$  的推导过程,  $\tau_{\min,2}$  由下式可得

$$\tau \geq \frac{1}{1 + P_s \|\mathbf{s}_{sd}\|^2 \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_{n_d}^2 (|\mathbf{h}_{sr_i}|^2 P_s + \sigma_{n_s}^2 + \sigma_{n_e}^2)}} = \tau_{\min,2}$$

由于  $u_{1,i}$  和/或  $u_{2,i}$  的二次项结构,可知式 (22)、(24) 非凸,将其转换为二阶锥 (SOC) 约束<sup>[7]</sup>.

为方便计,用  $x_i, y_i$  和  $z_i$  表示  $|u_{1,i}|^2, |u_{2,i}|^2$  和  $\text{trace}(\mathbf{B}\mathbf{V}\mathbf{B}^H \mathbf{E}_i)$ , 式 (22) 被重新定义为:

$$\left\| \begin{array}{c} 2\sigma_{n_s} y_i \\ 2\sqrt{\left(1 - \frac{z_i}{c_{0,i}}\right) \frac{1}{c_{1,i}}} \\ \left(1 - \frac{z_i}{c_{0,i}} - c_{1,i} x_i\right) - \left(y_i + \frac{1}{c_{1,i}}\right) \end{array} \right\| \leq \left(1 - \frac{z_i}{c_{0,i}} - c_{1,i} x_i\right) + \left(y_i + \frac{1}{c_{1,i}}\right) \quad (25)$$

同样,式 (24) 相当于以下 SOC 约束:

$$\left\| \begin{array}{c} 2\sigma_{n_s} y_i \\ 2\sqrt{\frac{1}{c_{1,i}}} \\ \left(1 - c_{1,i} x_i\right) - \left(y_i + \frac{1}{c_{1,i}}\right) \end{array} \right\| \leq \left(1 - c_{1,i} x_i\right) + \left(y_i + \frac{1}{c_{1,i}}\right) \quad (26)$$

最后,式 (23) 可表示为:

$$x_i - y_i \leq 0 \quad (27)$$

此时,仅 (25) 式非凸. 针对该问题,采用交替优化<sup>[7]</sup> 算法求解 (P3). 具体求解过程归结如下:

##### 算法 1 交替优化算法

- 1) 初始化  $\bar{\alpha}_i = 0.5$ , 求解 (P1) 得到  $\bar{\mathbf{V}}$ , 从而确定  $\bar{z}_i = \text{trace}(\mathbf{B}\bar{\mathbf{V}}\mathbf{B}^H \mathbf{E}_i)$ ;
- 2) 求解 (P3.1) 和 (P3.2) 找到最优的  $\{\alpha^*\}$ ,  $\{\rho^*\}$  和  $\{\beta_i^*\}$ ;

3) 更新 (P1) 中的  $\bar{\alpha}_i = \alpha_i^*$ , 求得最优的  $\mathbf{V}^*$ , 此时  $z_i^* = \text{trace}(\mathbf{B}\mathbf{V}^* \mathbf{B}^H \mathbf{E}_i)$ ;

4) 重复步骤 1-3, 交替更新  $\bar{\mathbf{V}} = \mathbf{V}^*$  和  $\bar{z}_i = z_i^*$ ;

5) 迭代求解 (P3) 和 (P1), 直到最优解收敛至相对容差范围内.

类似于 (P1.1), 令  $\mathbf{U}_1 = \mathbf{u}_1 \mathbf{u}_1^H$  且  $\mathbf{U}_2 = \mathbf{u}_2 \mathbf{u}_2^H$ , 松弛秩 1 约束, 步骤 2 中 (P3.1) 转换为如下形式:

(P3.1-SDR):

$$\left\{ \begin{array}{l} \max_{\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \mathbf{V} \geq 0} \frac{\tau P_s \text{trace}(\mathbf{U}_1 \mathbf{s}_{sd}^{\dagger} \mathbf{s}_{sd}^T)}{\text{trace}(\sigma_{n_s}^2 \mathbf{U}_1 + \sigma_{n_e}^2 \mathbf{U}_2) \text{diag}(\mathbf{c}_0^{\circ} \|\mathbf{h}_{rd}\|^2) + \sigma_{n_d}^2} \\ \text{s. t. (25), (26), (27)} \\ P_s \text{trace}(\mathbf{U}_1 \mathbf{s}_{se,k}^{\dagger} \mathbf{s}_{se,k}^T) / \left\{ \begin{array}{l} \text{trace}(\mathbf{B}\mathbf{V}\mathbf{B}^H \mathbf{h}_{re,k}^{\dagger} \mathbf{h}_{re,k}^T) \\ + \text{trace}(\sigma_{n_s}^2 \mathbf{U}_1 + \sigma_{n_e}^2 \mathbf{U}_2) \\ \times \text{diag}(\mathbf{c}_0^{\circ} \|\mathbf{h}_{re,k}\|^2) + \sigma_{n_{e,k}}^2 \end{array} \right\} \\ \leq 1/\tau - 1, \forall k \\ \text{trace}(\mathbf{U}_1 \mathbf{E}_i) = x_i, \text{trace}(\mathbf{U}_2 \mathbf{E}_i) = y_i, \forall i \end{array} \right.$$

应用 Charnes-Cooper 变换将其转化为 SDP 求解.

#### 4.2.2 ZF-Eves-DPS 算法

与 ZF-D-SPS 算法类似,约束  $\mathbf{u}_1$  位于窃听器信道零空间中,即  $\bar{\mathbf{h}}_{re,k}^T \mathbf{u}_1 = 0, \forall k$ , 进而使  $\mathbf{s}_{se,k}^T \mathbf{u}_1 = 0, \forall k$ . 此时,窃听者的信息速率  $r_{s,e,k} = 0, \forall k$ , 所以中继不需要产生 AN 干扰窃听器 ( $\rho_i = 0, \mathbf{S} = \mathbf{0}, z_i = 0$ ). (P3) 简化如下:

$$(P4) : \max_{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2} \left( \frac{1}{2} \log_2(1 + (19)) \right)^+ \\ \text{s. t. } \bar{\mathbf{h}}_{re,k}^T \mathbf{u}_1 = 0, \forall k, (22) - (24)$$

与 ZF-Eves-SPS 方法类似,假设  $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{N \times (N-K)}$  为窃听器信道零空间正交基组成的半酉矩阵,满足  $\mathbf{h}_{re,k}^T \mathbf{C} = \mathbf{0}, \forall k \in K$ . 令  $\mathbf{u}_1 \triangleq \mathbf{C} \mathbf{m}_1, \mathbf{m}_1 \in \mathbb{C}^{N-K}$ . 引入  $\mathbf{U}_1 = \mathbf{u}_1 \mathbf{u}_1^H = \mathbf{C} \mathbf{M}_1 \mathbf{m}_1^H \mathbf{C}^H = \mathbf{C} \mathbf{M}_1 \mathbf{C}^H$  并忽略秩 1 约束,得

(P4-SDR):

$$\left\{ \begin{array}{l} \max_{\mathbf{M}_1, \mathbf{U}_2 \geq 0} \frac{P_s \text{trace}(\mathbf{C} \mathbf{M}_1 \mathbf{C}^H \mathbf{s}_{sd}^{\dagger} \mathbf{s}_{sd}^T)}{\text{trace}(\sigma_{n_s}^2 \mathbf{C} \mathbf{M}_1 \mathbf{C}^H + \sigma_{n_e}^2 \mathbf{U}_2) \text{diag}(\mathbf{c}_0^{\circ} \|\mathbf{h}_{rd}\|^2) + \sigma_{n_d}^2} \\ \text{s. t. (25) - (27)} \\ \text{trace}(\mathbf{C} \mathbf{M}_1 \mathbf{C}^H \mathbf{E}_i) = x_i, \text{trace}(\mathbf{U}_2 \mathbf{E}_i) = y_i, \forall i \end{array} \right.$$

采用 Charnes-Cooper 变换将目标函数转化为 SDP 形式. 最终,通过求解 (P4) 计算  $x_i^*$  和  $y_i^*$ , 代入式 (3) - (21) 得到最优 PS 比重  $\{\alpha^*\}$ . 并将其作为算法 ZF-Eves-SPS 的初始条件求解 (P2), 得到最优的  $\mathbf{w}^*$  和  $r_{\text{sec}}^*$ .

## 5 仿真结果分析

选择协作波束形成算法 AF<sup>[3]</sup> 的改进算法 NoCJ-SPS/DPS<sup>[7]</sup> 和协作干扰算法 CJ-SPS/DPS<sup>[7]</sup> 与本文算法 ZF-D-SPS/DPS 和 ZF-Eves-SPS/DPS 进行对比试验. 仿真环境为半径为  $R$  的圆形区域 (图 1). 假设信道模型包含大尺度路径损耗和小尺度多径衰落. 统一的路径损

耗模型由下式给出:

$$L = A_0 (d/d_0)^{-\kappa} \quad (28)$$

其中,  $A_0 = 10^{-3}$ ,  $d$  表示相关距离,  $d_0 = 1\text{m}$  为参考距离,  $\kappa$  为路径损耗指数. 仿真参数设置如表 1 所示.

表 1 仿真参数表

仿真参数	数值	仿真参数	数值
$R$	1.5m	$P_s$	30dBm
$\eta$	50%	$\sigma_{n_a}^2$	-80dBm
$\bar{\alpha}_i$	0.5	$\sigma_{n_c}^2$	-50dBm
$\kappa$	2.5	$\sigma_{n_d}^2$	-130dBm
信道分布	$\mathcal{C}\mathcal{N}(0, L)$	$\sigma_{n_{e,k}}^2$	-130dBm

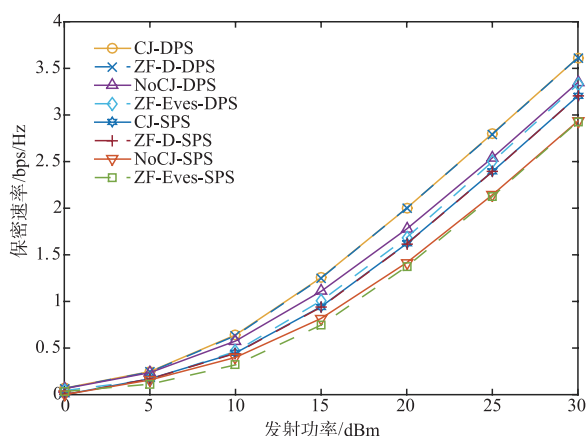


图3 保密速率随发射功率增加的变化情况 ( $N=10, K=4$ )

观察图 3 可以发现, ZF-D-SPS/DPS 获得的保密速率与 CJ-SPS/DPS 方法基本一致, 在低发射功率阶段, ZF-Eves-SPS/DPS 方法的性能损失不大. 而在高功率阶段, 能够达到与其相当的保密速率. 但是 ZF-D-SPS/DPS 强制 AN 位于接收者的零空间, 将待优化 AN 协方差矩阵减少了 1 维, 降低了运算复杂度. 而与 CJ-SPS/DPS 和 NoCJ-SPS/DPS 需要求解一系列 SDP 相比, ZF-Eves-SPS/DPS 强制机密信息信号位于窃听者的零空间中, 将原始拟凸问题转化为凸问题, 只需要求解 1 个 SDP 即可, 进一步提升了算法的效率.

图 4 显示, 在不同中继条件下, ZF-D-SPS/DPS 方法相比 CJ-SPS/DPS 方法的性能差距很小, 原因是 ZF-D-SPS/DPS 为降低运算复杂度仅减少了 1 个空间自由度. 相比之下, ZF-Eves-SPS/DPS 方法减小了目标矢量寻优的更多空间自由度. 从图中可以发现, 在  $N$  较大时, ZF-Eves-SPS/DPS 仍然能够获得良好的性能. 但在  $N$  较小时, 其保密速率呈现线性下降. 原因是当中继的空间自由度较小时, 该方法所设计的波束形成矢量很难满足最大化接收者信噪比要求.

分析图 5 可以得到与图 3 和图 4 相同的结论. 值得注意的是, 在  $K=2$  的情况下, 四种算法得到近似相等

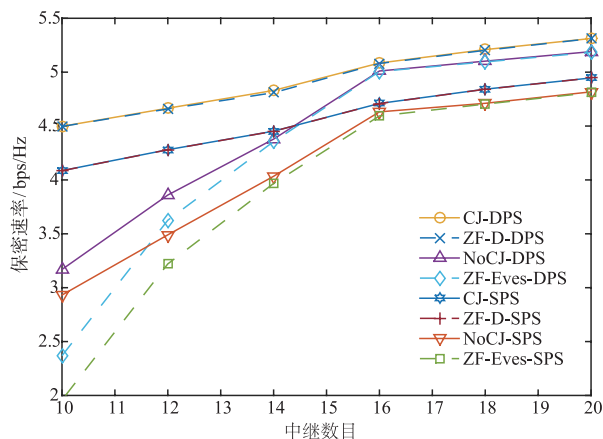


图4 保密速率随中继增加的变化情况 ( $P_s=30\text{dBm}, K=8$ )

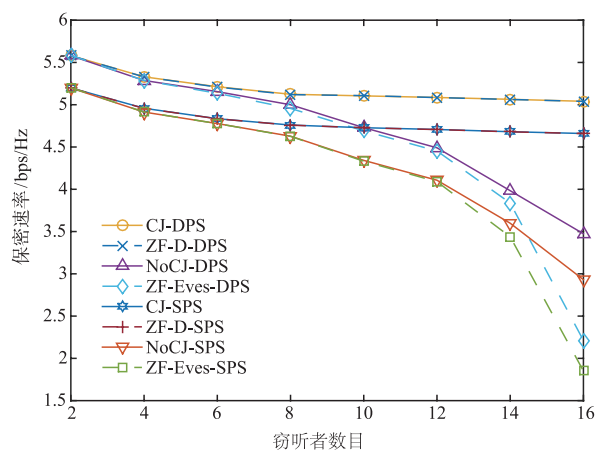


图5 保密速率随窃听器增加的变化情况 ( $P_s=30\text{dBm}, N=20$ )

的保密速率, 表明在窃听器较少情况下, 采用复杂度最低的 ZF-Eves-SPS/DPS 方法, 可在保证高保密速率前提下, 最大程度提升算法效率.

由图 4 和图 5 可以发现, 窃听器与中继的数目比例直接影响 ZF-Eves-SPS/DPS 的性能, 详细比较如表 2 所示(以 SPS 为例). 可以发现, 当比例较小时, ZF-Eves-SPS 能够获得可观的性能; 反之, 当比例超过 3/5 时, 其性能损失较为严重.

表 2 窃听器/中继数目比例和性能损失的关系

窃听器数目: 中继数目	CJ-SPS	ZF-Eves-SPS	性能损失
1: 10	5.2017	5.1989	0.053%
2: 10	4.9581	4.9143	0.883%
4: 10	4.7596	4.6260	2.807%
6: 10	4.7073	4.0900	13.114%
7: 10	4.6809	3.4382	26.548%
8: 10	4.6597	1.8508	60.281%

## 6 结论

本文研究了在 SWIPT 系统下的两跳 AF 中继网络提高物理层安全性的保密传输设计. 提出了两种低复

杂度的零空间波束形成方案,并针对两种不同的功率分配接收机架构 SPS 和 DPS,设计了相应的优化算法.具体而言,分别利用接收者或窃听者方位先验信息,将待优化的目标矢量约束到接收者或窃听者信道的零空间,通过降低目标矢量空间自由度的方式简化原始问题,进而降低运算复杂度.实验研究验证了本文方法的有效性.

#### 参考文献

- [1] Bi S, Ho C K, Zhang R. Wireless powered communication: opportunities and challenges [J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 53(4): 117 – 125.
- [2] Ding Z, Leung K K, Goeckel D L, et al. Opportunistic relaying for secrecy communications: cooperative jamming vs relay chatting [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(6): 1725 – 1729.
- [3] Dong L, Han Z, Petropulu A P, et al. Improving wireless physical layer security via cooperating relays [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3): 1875 – 1888.
- [4] 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.
- [5] Nasir A A, Zhou X, Durrani S, et al. Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(7): 3622 – 3636.
- [6] Ding Z, Perlaza S M, Esnaola I, et al. Power allocation strategies in energy harvesting wireless cooperative networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(2): 846 – 860.
- [7] Xing H, Wong K K, Nallanathan A, et al. Wireless powered cooperative jamming for secrecy multi-AF relaying networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 15(12): 7971 – 7984.
- [8] Yan F G, Wang J, Liu S, et al. Computationally efficient direction of arrival estimation with unknown number of signals [J]. Digital Signal Processing, 2018, 78: 175 – 184.
- [9] Hasan A, Andrews J G. The guard zone in wireless ad hoc networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(3): 897 – 906.
- [10] Mukherjee A, Swindlehurst A L. Detecting passive eavesdroppers in the MIMO wiretap channel [A]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing [C]. Kyoto: IEEE, 2012. 2809 – 2812.
- [11] Goel S, Negi R. Guaranteeing secrecy using artificial noise [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(6): 2180 – 2189.
- [12] Yang Y, Li Q, Ma W K, et al. Cooperative secure beamforming for AF relay networks with multiple eavesdroppers [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2013, 20(1): 35 – 38.
- [13] Alabbasi A, Rezki Z, Shihada B. Energy efficient resource allocation for cognitive radios: a generalized sensing analysis [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(5): 2455 – 2469.
- [14] Charnes A, Cooper W W. Programming with linear fractional functionals [J]. Naval Research Logistics, 2010, 9(3-4): 181 – 186.

#### 作者简介



**胡振涛** 男, 1979 年 6 月出生于河南永城市. 现为河南大学计算机与信息工程学院副教授、硕士生导师. 主要研究方向为目标跟踪、非线性估计和粒子滤波.

E-mail: hzt@henu.edu.cn



**金勇(通讯作者)** 男, 1972 年 6 月出生于河南开封市. 现为河南大学计算机与信息工程学院教授、硕士生导师. 主要研究方向为阵列信号处理和统计信号处理.

E-mail: jy@henu.edu.cn



**武国栋** 男, 1995 年 5 月出生于河南安阳. 现为河南大学计算机与信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为波束形成算法设计、物理层安全和非正交多址接入.

E-mail: wgd@vip.henu.edu.cn