doi:10.3772/j.issn.1002-0470.2021.04.005

窃听者位置估计下的系统保密容量优化①

谭蓉俊② 高 远③ 邓志祥

(河海大学物联网工程学院 南京 210098)

摘 要 保密容量最大化是物理层安全(PLS)的主要目标。本文首先利用到达角(AOA)估计窃听者位置,然后通过向窃听者发送人工噪声增大保密容量,并联合优化人工噪声和有用信号的波束成形向量,实现人工噪声发射机传输功率最小和系统保密容量最大的多目标优化。针对此多目标优化问题的非凸性,利用半定规划(SDP)松弛将其转化为凸优化问题后求解。数值仿真结果表明,本文所提多目标优化方法明显改善了系统的保密性能,同时通过调整保密容量和人工噪声发射机传输功率所对应的权重,实现了资源的有效分配和合理利用。

关键词 物理层安全(PLS);窃听者位置;波束成形;多目标优化;半定规划(SDP)

0 引 言

近年来,利用物理层安全(physical layer security,PLS)实现无线通信安全传输的方法受到广泛关注。PLS 利用无线通信信道的随机性、广播性,在不使用密钥的条件下,实现信息的安全传输[1-3]。

在 PLS,当主信道信干噪比(signal-to-interference-ratio,SINR)高于窃听信道 SINR 时,可满足保密容量为正,实现发射机发送的信息被合法接收机接收,并对窃听者保密[4]。为获得窃听者的 SINR,发射机需要已知窃听者的位置,因此对窃听者位置的研究得到广泛关注[5-10]。文献[5]考虑已知所有节点的极坐标位置,在莱斯信道条件下,提出一种基于位置的波束成形方法,通过推导保密中断概率,并优化波束成形向量满足保密中断概率最小的目标。但在实际通信系统中,由于窃听者是被动的、潜在的,因此无法直接获得窃听者的位置信息。将窃听者位置假设为随机分布,是一种有效的解决方法,文献[6]假设合法用户和窃听者是服从泊松分布的情况下,研究了每一层以及整个网络的平均保密容量和保密覆盖率。文献[7]假设 N 个窃听者均匀分布在球体中,由此提出一种模拟协作波束成形的物理层安全技术。然而假设窃听者位置是随机的,这给研究窃听者位置对系统保密性能的影响带来较大的不确定性。对窃听者的位置进行估计则可以获得相对准确的结果,因此文献[8]利用接收信号强度(received signal strength,RSS)的定位方法估计异构网络中窃听者的位置,并提出一种联合资源分配算法。文献[9]通过马尔科夫链预测窃听者的位置,根据预测结果确定是否应该采取干扰措施,并设计功率分配方法实现有针对性的高效协同干扰。文献[10]则通过到达时间(time of arrival,TOA)、接收信号强度和到达时间差(time difference of arrival,TDOA)三者联合的定位方法,分别构造 Fisher 矩阵,进一步得到表示窃听者位置的协方差矩阵,用于确定窃听者位置服从二维高斯分布的概率。值得注意的是,上述对窃听者位置定位的方法中,均未考虑分别以合法发射机和接收机为起点到达窃听者的方位角与通信系统保密容量的关系,而这些角度在到达角(an-

① 国家自然科学基金(61501171)资助项目。
② 女,1995 年生,硕士生;研究方向:无线通信系统安全与能效;E-mail:tantrj@163.com
③ 通信作者,E-mail:gaoyuan@hhuc.edu.cn
(收稿日期:2020-05-25)

gle of arrival,AOA)[11]定位方法中直接决定了窃听者的位置信息。该方法相对于其他定位方法,系统结构简单,通信开销低,同时以合法发射机和接收机为起点到达窃听者的方位角与保密容量关系的定量表达式,可以做窃听者位置与保密容量之间的定量分析。

除了获取窃听者位置,如何通过有效的方法提高主信道容量同时降低窃听信道容量,以达到保密容量大于零,也是物理层安全要解决的主要问题。这其中的主要方法包括通过传输人工噪声,降低窃听信道容量;优化波束成形向量,调整有用信号的发射方向,提高主信道容量。而联合优化有用信号波束成形向量和人工噪声波束成形向量则可以获得系统性能的进一步提升[12-14]。文献[12]考虑在全双工基站系统中,联合优化有用信号波束成形向量和人工噪声波束成形向量,实现了保密容量最大的目标。文献[13]在认知无线网中,合法用户和窃听者满足不同信干噪比约束条件时,联合优化有用信号波束成形向量和人工噪声波束成形向量,实现了最小化次用户的发射功率的目标。文献[14]在多用户波束分址大规模多输入多输出系统中,通过联合优化有用信号波束成形向量和人工噪声波束成形向量,实现了最小化主信道发射功率的优化目标。上述文献对波束成形向量的联合优化仅以提升系统某个单一性能为目标,在采用人工噪声和有用信号波束成形的实际系统中,往往要求同时实现信息的安全传输和发射功率最小化两个目标。然而这两个目标之间存在内在的冲突性,一个性能目标的改善将以降低另一个性能目标为代价。因此,在 PLS 中,通过多目标优化实现资源的有效分配和合理利用,成为改善系统性能更有效的方法[15-17]。文献[15]在认知无线网络中,实现了次用户接收总功率最大化和主用户干扰功率最小化的多目标优化。文献[16]在全双工基站为多个半双工下行链路和上行链路服务的安全多用户无线通信系统中,实现了总下行链路发射功率最小化和总上行链路发射功率最大化的多目标优化。文献[17]在认知无线网中,通过加权的方法实现最小化总发射功率,最大化能量收集效率以及最小化干扰功率泄漏与发射功率之比的多目标优化。上述文献[12-17]中都使用了人工噪声信号来降低窃听信道容量,但都假设有用信号和人工噪声信号由同一个发射机产生,这无疑增加了主发射机的复杂性。而且由于无线信号的广播特性,尤其是当主信道与窃听信道距离比较近时,人工噪声信号在降低窃听信道容量的同时对主信道容量也会产生一定的不良影响。因此,本文设置有用信号和人工噪声信号由两个不同的发射机产生,并通过联合优化人工噪声和有用信号的波束成形向量,实现人工噪声发射机传输功率最小和系统保密容量最大的多目标优化。

本文采用一个单独的发射机向窃听者发射人工噪声作为干扰信号,通过 AOA 定位方法估计窃听者的位置,并在获取窃听者位置与系统保密性能定量关系的基础上,为实现资源的有效分配和合理使用,通过联合优化人工噪声和有用信号的波束成形向量,实现人工噪声发射机传输功率最小和系统保密容量最大的多目标优化。本文主要贡献如下。

(1)以窃听者位置估计为前提,构造满足保密容量最大化和人工噪声发射机传输功率最小化的多目标优化方案。采用线性加权的方法[18],联合优化有用信号波束成形向量和人工噪声波束成形向量,实现在满足信道容量最大的同时所消耗的人工噪声发射机传输功率最小的目标,在优化过程中定量分析了以合法发射机和接收机为起点的方位角对保密性能的影响。

(2)通过半定规划(semi-definite programming,SDP)松弛[19]将非凸优化问题转化为凸优化问题,并获得优化问题的解。数值仿真结果表明,本文所提的多目标优化方法明显改善了系统保密容量,并通过调整保密容量和人工噪声发射机传输功率对应的权重,实现了资源的有效分配和合理利用。

符号说明:向量和矩阵分别是粗体小写和大写字母,$(\cdot)^{\mathrm{H}}$ 表示共轭转置操作,$\|\cdot\|$ 表示取 Frebenies 范数,$\mathrm{Rank}(\boldsymbol{A})$ 表示矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的秩,$\mathcal{CN}$ 表示复高斯分布,$\mathbb{C}^{a\times b}$ 表示复矩阵的维度,$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{A})$ 表示矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的迹,用 $\succeq$ 表示矩阵为半正定("$\succeq$"符号与"$\geqslant$"不同,"$\geqslant$"表示数字之间的大于等于),例如 $\boldsymbol{A}\succeq 0$ 表示矩阵 $\boldsymbol{A}$ 为半正定,max 表示取最大值,$\lfloor x$,

$0\rfloor^{+}=\max\{x,0\}$。

2 系统模型

考虑通信系统由合法发射机 Alice 及其接收机 Bob、窃听者 Eve 和人工噪声发射机 Jammer 组成。如图 1 所示，其中 Alice 和 Bob 进行通信，Eve 作为第三方窃听，Jammer 发送人工噪声信号降低 Eve 接收到的信号质量。由于无线信号的广播特性，Bob 同时也会接收到人工噪声信号。Alice 和 Jammer 配置 N 根天线，Bob 和 Eve 配置单根天线。假设各信道均服从复高斯分布，其中 Alice 已知它与 Bob 的信道状态信息，Jammer 已知它与 Bob 的信道状态信息（Alice 与 Jammer 均采用发射机通过信道反馈的方式获得信道状态信息[20]）。基于上述假设，$\boldsymbol{h}_{ab}$ 为 Alice 到 Bob 的信道响应矢量，$\boldsymbol{h}_{jb}$ 为 Jammer 到 Bob 的信道响应矢量，分别满足 $\boldsymbol{h}_{ab}\in\mathbb{C}^{N\times1}$、$\boldsymbol{h}_{jb}\in\mathbb{C}^{N\times1}$。类似地，Alice 到 Eve 的信道响应矢量，Jammer 到 Eve 的信道响应矢量分别为 $\boldsymbol{g}_{ae}$、$\boldsymbol{g}_{je}$，分别满足 $\boldsymbol{g}_{ae}\in\mathbb{C}^{N\times1}$、$\boldsymbol{g}_{je}\in\mathbb{C}^{N\times1}$。

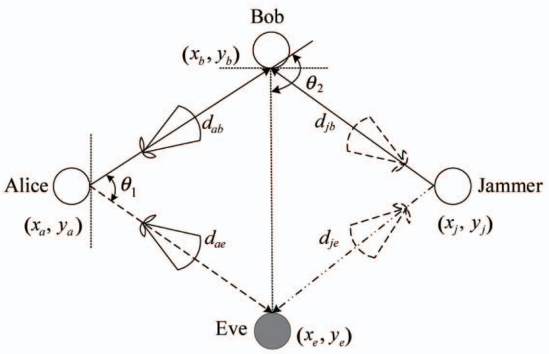

图 1 系统模型

如图 1 所示，在二维直角坐标系中，假设已知 Alice 的坐标为 (x_a, y_a)，Bob 的坐标为 (x_b, y_b)，Jammer 的坐标为 (x_j, y_j)。假设窃听者并非完全被动且通信是加密的，即窃听者偶尔向其他未知接收机发送窃听信息，因此 Alice、Bob 可通过检测它的信号，确定入射角角度[11]。AOA 定位方法是通过 Eve 到 Alice、Bob 间的电磁波的入射角角度估计 Eve 坐标 (x_e, y_e)，以 Alice 和 Bob 为起点的入射角分别为 θ_1 和 θ_2，且 $0\leqslant\theta_1\leqslant\pi$，$0\leqslant\theta_2\leqslant\pi$，则有：

$$\tan\theta_1=\frac{y_e-y_a}{x_e-x_a} \tag{1}$$

$$\tan\theta_2=\frac{y_e-y_b}{x_e-x_b} \tag{2}$$

由式(1)、式(2)，可以得到 Eve 的坐标：

$$x_e=\frac{x_a\tan\theta_1-x_a\tan\theta_2-y_a+y_b}{\tan\theta_1-\tan\theta_2} \tag{3}$$

$$y_e=\frac{y_b\tan\theta_1-y_a\tan\theta_2}{\tan\theta_1-\tan\theta_2} \tag{4}$$

进一步可以确定 Alice 与 Bob、Eve 之间的距离 d_{ab} 与 d_{ae}，Jammer 与 Bob、Eve 之间的距离 d_{jb} 与 d_{je}，表达式如下：

$$d_{mn}=\sqrt{(x_m-x_n)^2+(y_m-y_n)^2} \tag{5}$$

其中 $m\in\{a,j\}$，$n\in\{b,e\}$。

Bob 将同时接收到 Alice 发来的有用信号信息和 Jammer 发送给 Eve 的人工噪声信号，因此 Bob 的接收信号可以表示为

$$y_B=d_{ab}^{-\frac{\partial_{ab}}{2}}\boldsymbol{h}_{ab}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}s+d_{jb}^{-\frac{\partial_{jb}}{2}}\boldsymbol{h}_{jb}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_{AN}t_{AN}+n_b \tag{6}$$

其中，$\boldsymbol{w}\in\mathbb{C}^{N\times1}$ 为发射信息信号的波束成形向量；s 为 Alice 发送的信号；$\boldsymbol{w}_{AN}\in\mathbb{C}^{N\times1}$ 为发射人工噪声的波束成形向量；t_{AN} 为 Jammer 发送的人工噪声信号；n_b 表示 Bob 接收机的噪声信号，满足复高斯分布，其均值为 0，方差为 σ_b^2，表示为 $n_b\sim CN(0,\sigma_b^2)$；∂_{ab}、∂_{jb} 分别为 Alice 与 Bob、Jammer 与 Bob 之间的路径损耗因子。

类似于式(6)，Eve 的接收信号可以表示为

$$y_E=d_{ae}^{-\frac{\partial_{ae}}{2}}\boldsymbol{g}_{ae}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}s+d_{je}^{-\frac{\partial_{je}}{2}}\boldsymbol{g}_{je}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_{AN}t_{AN}+n_e \tag{7}$$

其中，n_e 表示 Eve 接收机的噪声信号，满足复高斯分布，其均值为 0，方差为 σ_e^2，表示为 $n_e\sim CN(0,\sigma_e^2)$；∂_{ae}、∂_{je} 分别为 Alice 与 Eve、Jammer 与 Eve 之间的路径损耗因子。

由式(6)和式(7)可知，Bob 和 Eve 接收到的 SINR 分别为

$$SINR_{\mathrm{B}}=\frac{d_{ab}^{-\partial_{ab}}\|\boldsymbol{h}_{ab}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}\|^2}{\sigma_b^2+d_{jb}^{-\partial_{jb}}\|\boldsymbol{h}_{jb}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_{AN}\|^2} \tag{8}$$

$$SINR_{\mathrm{E}}=\frac{d_{ae}^{-\partial_{ae}}\|\boldsymbol{g}_{ae}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}\|^2}{\sigma_e^2+d_{je}^{-\partial_{je}}\|\boldsymbol{g}_{je}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_{AN}\|^2} \tag{9}$$

由此得到图 1 系统的保密容量为

$$C_s=[\log_2(1+SINR_{\mathrm{B}})-\log_2(1+SINR_{\mathrm{E}})]^{+} \tag{10}$$

由上述式(5)以及式(8)~式(10)可知,窃听者 Eve 的位置决定了发射机 Alice 与窃听者 Eve 之间的距离、人工噪声发射机 Jammer 与窃听者 Eve 之间的距离,进一步决定两节点之间的路径衰减,最终影响系统的保密容量。由于窃听者 Eve 的位置由以 Alice 和 Bob 为起点的方位角 θ_1 和 θ_2 决定,因此下面给出这两个角度变化时,窃听者 Eve 位置随之变化的情况,分别如下。

(1)当 θ_2 一定时,θ_1 改变,得到窃听者 Eve 的不同位置,如图 2(a)中灰色圆点所示。

(2)当 θ_1 一定时,θ_2 改变,得到窃听者 Eve 的不同位置,如图 2(b)中灰色圆点所示。

这两种角度变化以及对系统保密性能的影响将会在第 4 节仿真部分中讨论。

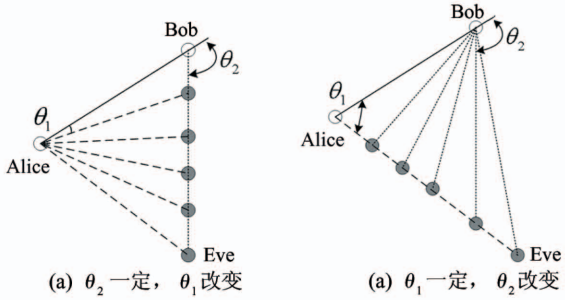

图 2 Alice、Bob 和 Eve 位置关系图

3 保密容量和 Jammer 传输功率的联合优化

3.1 优化问题建模

在实际的通信系统中,为实现最大的保密容量,采取发送人工噪声的方式降低窃听信道容量;但当增大人工噪声发射功率时,不仅会降低窃听信道容量,且由于信号的广播特性,也会降低主信道容量。可见增大人工噪声功率与增大主信道保密容量之间需要均衡,利用多目标优化可以实现两者之间的均衡[21-22]。本文采用线性加权[21-22]方法,把保密容量最大和人工噪声发射机最小的目标联合优化,有用信号波束成形向量和人工噪声波束成形向量为优化参数,对于保密容量最大的优化目标,满足 Alice 传输功率与 Jammer 传输功率分别小于等于阈值 P_1、P_2,同时 Alice 传输功率大于等于 Jammer 传输功率的约束条件;对于最小化 Jammer 发射机传输功率的优化目标,满足保密容量大于等于阈值 R_{eq} 的约束条件。本文的多目标优化问题表述为

$$\begin{aligned}\min_{\boldsymbol{w},\boldsymbol{w}_{AN}}\quad & -\beta_1 C_s+\beta_2\|\boldsymbol{w}_{AN}\|^2 \\ \text{s.t.}\quad & C1:\ \|\boldsymbol{w}\|^2\leqslant P_1 \\ & C2:\ \|\boldsymbol{w}_{AN}\|^2\leqslant P_2 \\ & C3:\ \|\boldsymbol{w}_{AN}\|^2\leqslant\|\boldsymbol{w}\|^2 \\ & C4:\ C_s\geqslant R_{eq}\end{aligned} \tag{11}$$

其中,β_j 加在第 j 个目标问题的权重因子且满足 $\sum\beta_j=1$,$\forall j\in\{1,2\}$,其值反映了第 j 个目标函数在系统设计中的优先级情况。

将式(10)代入式(11),限定窃听信道容量下边界,即窃听者接收到的 $SINR_{\mathrm{E}}$ 小于等于阈值 $SINR$,增加约束条件 $C5$,可得:

$$\begin{aligned}\min_{\boldsymbol{w},\boldsymbol{w}_{AN}}\quad & -\beta_1(\log_2(1+SINR_{\mathrm{B}})-\log_2(1+SINR_{\mathrm{E}})) \\ & +\beta_2\|\boldsymbol{w}_{AN}\|^2 \\ \text{s.t.}\quad & C1-C4 \\ & C5:\log_2(1+SINR_{\mathrm{B}})\geqslant\log_2(1+SINR_{\mathrm{E}})\end{aligned} \tag{12}$$

进一步限定保密容量的下边界,即 $C_s\geqslant R_{eq}\geqslant\log_2(1+SINR_{\mathrm{B}})-\log_2(1+SINR_{\mathrm{E}})\geqslant 0$,将式(10)代入约束条件 $C4$,约束条件 $C4$ 等价变换为 $C4-1$ 和 $C4-2$,约束条件 $C4-1$ 与 $C5$ 等价,保留约束条件 $C4-1$,式(12)进一步简化,可得:

$$\begin{aligned}\min_{\boldsymbol{w},\boldsymbol{w}_{AN}}\quad & -\beta_1\frac{d_{ab}^{-\partial_{ab}}\|\boldsymbol{h}_{ab}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}\|^2}{\sigma_b^2+d_{jb}^{-\partial_{jb}}\|\boldsymbol{h}_{jb}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_{AN}\|^2}+\beta_2\|\boldsymbol{w}_{AN}\|^2 \\ \text{s.t.}\quad & C1-C3 \\ & C4-1:\frac{d_{ae}^{-\partial_{ae}}\|\boldsymbol{g}_{ae}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}\|^2}{\sigma_e^2+d_{je}^{-\partial_{je}}\|\boldsymbol{g}_{je}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_{AN}\|^2}\leqslant SINR \\ & C4-2:\frac{d_{ab}^{-\partial_{ab}}\|\boldsymbol{h}_{ab}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}\|^2}{\sigma_b^2+d_{jb}^{-\partial_{jb}}\|\boldsymbol{h}_{jb}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_{AN}\|^2}\leqslant SINR_{\mathrm{r}}\end{aligned} \tag{13}$$

其中 $SINR_{\mathrm{r}}\gg SINR>0$。

3.2 优化问题求解

由保密容量的定义式(10)不难看出,优化问题式(13)为非凸问题,导致求解困难,为获得问题的解决方案,通过半定松弛[19]将优化问题转化为凸 SDP 问题[15-17]。定义半正定矩阵 $\boldsymbol{W}=\boldsymbol{w}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}$,$\boldsymbol{W}_{AN}=\boldsymbol{w}_{AN}\boldsymbol{w}_{AN}^{\mathrm{H}}$,且分别满足秩为 1 的条件,增加约束条件 $\widetilde{C6}$、$\widetilde{C7}$,则优化问题式(13)重写为

$$\min_{\boldsymbol{W},\boldsymbol{W}_{AN}} \quad -\beta_1\left(\frac{d_{ab}^{-\partial_{ab}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{ab}\boldsymbol{W})}{\sigma_b^2+d_{jb}^{-\partial_{jb}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{jb}\boldsymbol{W}_{AN})}\right)+\beta_2\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_{AN}) \tag{14}$$

s. t.

$\widetilde{C1}$: $\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}) \leqslant P_1$

$\widetilde{C2}$: $\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_{AN}) \leqslant P_2$

$\widetilde{C3}$: $\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}) \leqslant \mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_{AN})$

$\widetilde{C4}$: $d_{ae}^{-\partial_{ae}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{G}_{ae}\boldsymbol{W}) - SINR(\sigma_e^2 + d_{je}^{-\partial_{je}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{G}_{je}\boldsymbol{W}_{AN})) \leqslant 0$

$\widetilde{C5}$: $d_{ab}^{-\partial_{ab}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{ab}\boldsymbol{W}) - SINR_{\mathrm{r}}(\sigma_b^2 + d_{jb}^{-\partial_{jb}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{jb}\boldsymbol{W}_{AN})) \geqslant 0$

$\widetilde{C6}$: $\boldsymbol{W} \geq 0$, $\boldsymbol{W}_{AN} \geq 0$,

$\widetilde{C7}$: $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{W}) = 1$, $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{W}_{AN}) = 1$

其中，$\boldsymbol{H}_{ab}=\boldsymbol{h}_{ab}\boldsymbol{h}_{ab}^{\mathrm{H}}$，$\boldsymbol{G}_{je}=\boldsymbol{g}_{je}\boldsymbol{g}_{je}^{\mathrm{H}}$，$\boldsymbol{H}_{jb}=\boldsymbol{h}_{jb}\boldsymbol{h}_{jb}^{\mathrm{H}}$，$\boldsymbol{G}_{ae}=\boldsymbol{g}_{ae}\boldsymbol{g}_{ae}^{\mathrm{H}}$。引入 $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}=\lambda\boldsymbol{W}$，$\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}=\lambda\boldsymbol{W}_{AN}$，且 $\lambda \geqslant 0$。通过 Charnes-cooper 变换[23]，增加约束条件 $\overline{C8}$，式(14)可进一步表示为

$$\min_{\boldsymbol{\varphi}_W,\boldsymbol{\varphi}_{W_{AN}}} \quad -\beta_1 d_{ab}^{-\partial_{ab}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{ab}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}) + 1/\lambda\beta_2\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}) \tag{15}$$

s. t.

$\overline{C1}$: $\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}) \leqslant P_1$

$\overline{C2}$: $\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}) \leqslant P_2$

$\overline{C3}$: $\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}) \leqslant \mathrm{Tr}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}})$

$\overline{C4}$: $d_{ae}^{-\partial_{ae}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{G}_{ae}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}) - SINR(\sigma_e^2 + d_{je}^{-\partial_{je}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{G}_{je}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}})) \leqslant 0$

$\overline{C5}$: $d_{ab}^{-\partial_{ab}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{ab}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}) - SINR_{\mathrm{r}}(\sigma_b^2 + d_{jb}^{-\partial_{jb}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{jb}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}})) \geqslant 0$

$\overline{C6}$: $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}} \geq 0$, $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}} \geq 0$,

$\overline{C7}$: $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}) = 1$, $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}) = 1$

$\overline{C8}$: $\beta_1(\lambda\sigma_b^2 + d_{jb}^{-\partial_{jb}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{jb}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}})) = 1$

由于式(15)要满足 $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}$ 和 $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}$ 秩等于 1 的约束条件，仍为非凸问题，需要进行松弛处理，松弛后优化问题转化为

$$\min_{\boldsymbol{\varphi}_W,\boldsymbol{\varphi}_{W_{AN}}} \quad -\beta_1 d_{ab}^{-\partial_{ab}}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{ab}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}) + 1/\lambda\beta_2\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}) \tag{16}$$

s. t. $\overline{C1}$ – $\overline{C6}$, $\overline{C8}$

松弛后，优化问题为半定规划问题，可通过内点法[24]或凸优化软件求解。一般而言，优化问题松弛后 $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}$ 和 $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}$ 不满足秩为 1 的条件，但通过下述定理 1 可证明，存在最优值 $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}^*$ 和 $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}^*$ 使它们的秩等于 1。

定理 1 存在最优的 $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}^*$ 和 $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}^*$，满足 $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}^*) = 1$，$\mathrm{Rank}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}^*) = 1$。

证明：请参阅附录。

定理 1 表明，SDP 松弛不会改变多目标优化问题最优解，最优的有用信号波束成形向量和人工噪声向量可通过 $\boldsymbol{W}=\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}/\lambda$，$\boldsymbol{W}_{AN}=\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}/\lambda$ 处理后，对 $\boldsymbol{W}$，$\boldsymbol{W}_{AN}$ 特征值分解获得信号波束成形向量和人工噪声波束成形向量 $\boldsymbol{w}$，$\boldsymbol{w}_{AN}$[25]。

4 仿真结果与分析

本节通过仿真验证所提多目标优化方案的性能。仿真参数设定为 Alice、Bob、Jammer 的坐标位置分别是(1, 2)、(1, 3)、(2, 2)，路径损耗因子 $\partial_{ab}=\partial_{ae}=\partial_{jb}=\partial_{je}=3$，Alice 和 Jammer 信干噪比的门限值分别为 $SINR_{\mathrm{r}}=10$ dBm，$SINR=5$ dBm。本文针对优化问题的求解均采用 CVX 工具包，所有仿真结果都是取 20 000 次随机信道计算结果的平均值。

图 3 描述的是平均保密容量和 Jammer 传输功率两者在不同发射机和人工噪声发射机门限下优化后的结果。β_j 步长为 0.1，$0 \leqslant \beta_j \leqslant 0.9$ 且 $\sum\beta_j = 1$。从图 3 中可以看到，要获得更高的平均保密容量将耗费更多的 Jammer 发射机功率，表明平均保密容量最大化与 Jammer 传输功率最小化两者是冲突的。由式(11)可知，随着 β_1 的不断增大(相应的 β_2 减小)，平均保密容量不断增大，Jammer 传输功率不断增大，这与图中所示趋势吻合。图 3 中 P_1 和 P_2 分别表示发射机和人工噪声发射机的门限，可见当 Alice、Jammer 传输功率门限分别取 20 dB 与 14 dB 时，所对应的平均保密容量比 Alice、Jammer 传输功率门限分别取 18 dB 与 14 dB、20 dB 与 12 dB 时相对高，原因由保密容量表达式(10)可知，增大 Alice 传输功率门限将增大保密容量，而增大 Jammer 传输功率门限时，进一步降低窃听信道容量，因此平均保密

容量提高,使得系统性能有所改善。另一方面,比较 Alice、Jammer 传输功率门限分别取 20 dB 与 14 dB 时与 Alice、Jammer 传输功率门限分别取 18 dB 与 14 dB、20 dB 与 12 dB 这 3 组结果,与 Alice 传输功率门限 P_1 减小 2 dB 带来平均保密容量的变化相比,Jammer 传输功率门限 P_2 减小 2 dB 带来的变化更大,这表明 Jammer 功率门限对窃听信道容量的影响更明显。由上分析,可见通过多目标优化,通信系统可以动态地给出不同平均保密容量和 Jammer 优化后的传输功率所对应的权重 β_1 和 β_2,增加了通信系统选择的自由度,实现了资源的有效利用和合理分配。

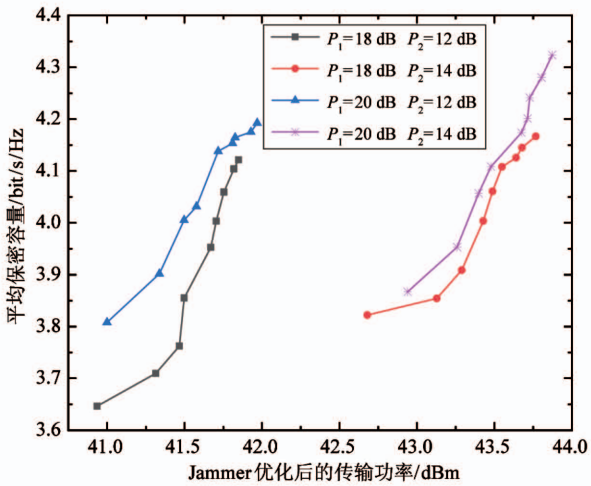

图 3　平均保密容量和 Jammer 优化后的传输功率

图 4 描述的是平均保密容量随着 Jammer 传输功率门限和发射天线数目变化的曲线。由图 4 可见,平均保密容量随着Jammer传输功率门限的增加而增加,这是由于增加 Jammer 传输功率的门限时,进一步降低窃听信道容量,提升系统的平均保密容量。同时可以看到,当增加传输天线数时,平均保密容量提高。这是因为,发射机的多个发射天线上的信号相干叠加,在接收机相干接收后在 SINR 上获得了增益,因此平均保密容量得以提升。在设计通信系统时,可通过增加传输天线数,进一步提升系统的保密性能。

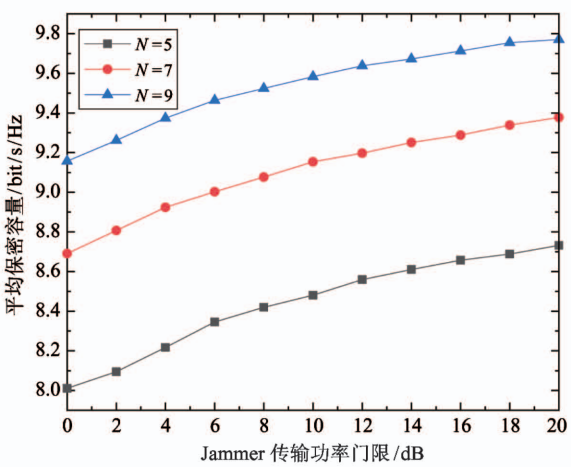

图 4　Jammer 的传输功率门限和平均保密容量

在优化前分别取 $\boldsymbol{w} = \boldsymbol{h}_{ab}/\|\boldsymbol{h}_{ab}\|$,$\boldsymbol{w}_{AN} = \boldsymbol{h}_{jb}/\|\boldsymbol{h}_{jb}\|$ 的情况下,图 5 描述的是 θ_1 与平均保密容量的关系,θ_1 的改变对应图 2(a)中窃听者位置的改变,其中 $\theta_2 = 5\pi/6$。图 6 描述的是 θ_2 与平均保密容量的关系,θ_2 的改变对应 2(b)中窃听者位置的改变,其中 $\theta_1 = 5\pi/6$。从图 5 中可以看出平均保密容量与 θ_1 是非线性关系,即平均保密容量与窃听者的位置存在非线性关系,同时,存在一个位置,窃

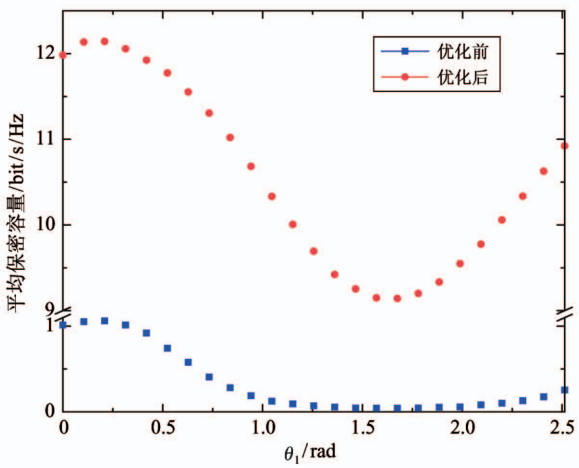

图 5　Alice、Bob 和 Eve 位置关系与平均保密容量

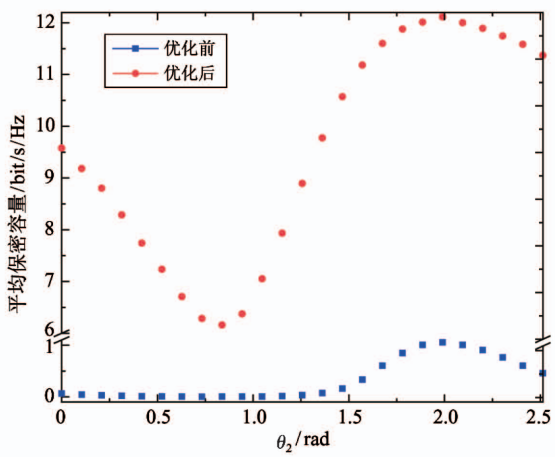

图 6　Alice、Bob 和 Eve 位置关系与平均保密容量

听者在此位置时,平均保密容量最大;也存在一个位置,窃听者在此位置时,平均保密容量最小。而对于图 6 中 θ_2 的改变也存在同样的规律,但平均保密容量最差和最优对应的位置不一致,表明不同的窃听者位置对于系统的性能影响不同。在图 5、图 6 中同样可以看到,优化后对比优化前平均保密容量明显增大,表明本文所提的优化方案对于系统的保密性能有明显的改善。

5 结 论

本文以窃听者位置估计为前提,构造满足保密容量最大化和人工噪声发射机传输功率最小化的多目标优化方案。其优化问题为非凸问题,通过半定松弛将优化问题转化为凸 SDP 问题,获得优化问题的解。数值仿真结果表明,要获得更高的平均保密容量将耗费更多的 Jammer 发射机功率,因此,在实际通信系统中,通过多目标优化,可以动态地给出保密容量最大和 Jammer 传输功率最小所对应的权重,实现资源的有效利用和合理分配。本文中人工噪声发射机部署在地面,未来工作将研究如何利用空中无人机的灵活性和移动性实现对窃听者更有效的人工噪声干扰。

附录 定理 1 的证明

式(16)等价于多目标优化问题式(11),且为凸优化问题,满足 Slater 约束条件。因此,强对偶条件成立,解决对偶问题等同于解决原始问题[19]。为获得对偶问题的解,首先需要对式(16)构造拉格朗日函数,其表达式如式(17)所示。

其中 $\vartheta \geqslant 0, \eta \geqslant 0, \mu \geqslant 0, \omega \geqslant 0, \tau \geqslant 0, \alpha \geqslant 0$ 为拉格朗日乘子限制 $\overline{C1}-\overline{C5}, \overline{C8}$,$\boldsymbol{X}, \boldsymbol{Y} \geq 0$ 为拉格朗日乘子矩阵限制 $\overline{C6}$,进一步可以得到:

$$\boldsymbol{X} = -(\beta_1+\alpha) d_{ab}^{-\partial_{ab}} \boldsymbol{H}_{ab} + (\eta-\omega)\boldsymbol{I} + \tau d_{ae}^{-\partial_{ae}} \boldsymbol{G}_{je}$$

$$\boldsymbol{Y} = (1/\lambda\beta_2 + \mu + \omega)\boldsymbol{I} + (\vartheta\beta_1 + SINR_r\alpha) d_{jb}^{-\partial_{jb}} \boldsymbol{H}_{jb} - SINR\tau d_{je}^{-\partial_{je}} \boldsymbol{G}_{je}$$

由 KKT(karush-kuhn-Tucker)条件[22]可得到:

$$\boldsymbol{X}^* = -(\beta_1+\alpha^*) d_{ab}^{-\partial_{ab}} \boldsymbol{H}_{ab} + (\eta^*-\omega^*)\boldsymbol{I} + \tau^* d_{ae}^{-\partial_{ae}} \boldsymbol{G}_{je}$$

$$\boldsymbol{Y}^* = (1/\lambda\beta_2 + \mu^* + \omega^*) + (\vartheta^*\beta_1 + SINR_r\alpha^*) d_{jb}^{-\partial_{jb}} \boldsymbol{H}_{jb} - SINR\tau^* d_{je}^{-\partial_{je}} \boldsymbol{G}_{je}$$

$$\boldsymbol{X}^* \boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}^* = \boldsymbol{0},\ \boldsymbol{Y}^* \boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}^* = \boldsymbol{0}$$

其中 $\vartheta^* \geqslant 0, \eta^* \geqslant 0, \mu^* \geqslant 0, \omega^* \geqslant 0, \tau^* \geqslant 0, \alpha^* \geqslant 0$ 为最优对偶变量。由 $\boldsymbol{H}_{ab} = \boldsymbol{h}_{ab}\boldsymbol{h}_{ab}^{\mathrm{H}}, \boldsymbol{G}_{je} = \boldsymbol{g}_{je}\boldsymbol{g}_{je}^{\mathrm{H}}, \boldsymbol{H}_{jb} = \boldsymbol{h}_{jb}\boldsymbol{h}_{jb}^{\mathrm{H}}, \boldsymbol{G}_{ae} = \boldsymbol{g}_{ae}\boldsymbol{g}_{ae}^{\mathrm{H}}$,可以得到:

$$\mathrm{Rank}(\boldsymbol{H}_{ab}) \leqslant 1,\ \mathrm{Rank}(\boldsymbol{H}_{jb}) \leqslant 1$$

$$\mathrm{Rank}(\boldsymbol{G}_{ae}) \leqslant 1,\ \mathrm{Rank}(\boldsymbol{G}_{je}) \leqslant 1$$

假设 $\eta^* \geqslant \omega^*$,由 $\tau^* \geqslant 0, \boldsymbol{G}_{je} \geq \boldsymbol{0}$,则有:

$$\mathrm{Rank}((\eta^*-\omega^*)\boldsymbol{I} + \tau^* d_{ae}^{-\partial_{ae}} \boldsymbol{G}_{je}) = N$$

由 $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{H}_{ab}) \leqslant 1$, $\beta_1 \geqslant 0, \alpha^* \geqslant 0$, 则 $\mathrm{Rank}(-(\beta_1+\alpha^*) d_{ab}^{-\partial_{ab}} \boldsymbol{H}_{ab}) \leqslant 1$,进一步得到:

$$\mathrm{Rank}(\boldsymbol{X}^*) + \mathrm{Rank}(-(\beta_1+\alpha^*) d_{ab}^{-\partial_{ab}} \boldsymbol{H}_{ab}) \geqslant \mathrm{Rank}((\eta^*-\omega^*)\boldsymbol{I} + \tau^* d_{ae}^{-\partial_{ae}} \boldsymbol{G}_{je})$$

$$\Rightarrow \mathrm{Rank}(\boldsymbol{X}^*) \geqslant N-1$$

由 $\boldsymbol{X}^* \boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}^* = \boldsymbol{0}$,则有 $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{X}^*) + \mathrm{Rank}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}^*) \leqslant N$,进一步有 $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}^*) \leqslant 1$。由于 $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}^* \neq 0$ 满足 $\overline{C5}$ 所需的最小信噪比 $\mathrm{SINR_r} > 0$,因此可得 $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}^*) = 1$。由 $\mu^* \geqslant 0, \omega^* \geqslant 0, \vartheta^* \geqslant 0, \alpha^* \geqslant 0, \beta_2 \geqslant 0, \beta_1 \geqslant 0, \boldsymbol{G}_{je} \geq \boldsymbol{0}$ 则有表达式为式(18)所示。

由 $\tau^* \geqslant 0$, $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{G}_{je}) \leqslant 1$,则有 $\mathrm{Rank}(-SINR\tau^* d_{je}^{-\partial_{je}} \boldsymbol{G}_{je}) \leqslant 1$,进一步有表示式(19)。

由 $\boldsymbol{Y}^* \boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}^* = \boldsymbol{0}$,则有 $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{Y}^*) + \mathrm{Rank}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}^*) \leqslant N$,进一步有 $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}^*) \leqslant 1$,由于 $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}^* \neq \boldsymbol{0}$ 满足有人工噪声发送给 Eve,因此有 $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}^*) = 1$。

证毕。

$$\begin{aligned} L(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}, \boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}, \vartheta, \eta, \mu, \omega, \tau, \alpha) &= -\beta_1 d_{ab}^{-\partial_{ab}} \mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{ab}\boldsymbol{W}) + 1/\lambda\beta_2 \mathrm{Tr}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}) - Tr(\boldsymbol{X}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}) - Tr(\boldsymbol{Y}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}) \\ &+ \vartheta(\beta_1(\lambda\sigma_b^2 + d_{jb}^{-\partial_{jb}} \mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{jb}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}})) - 1) + \eta(\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}) - \lambda P_1) + \mu(\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}) - \lambda P_2) \\ &- \omega(\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}} - \mathrm{Tr}(\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}})) + \tau(d_{ae}^{-\partial_{ae}} \mathrm{Tr}(\boldsymbol{G}_{ae}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}) - SINR(\lambda\sigma_e^2 + d_{je}^{-\partial_{je}} \mathrm{Tr}(\boldsymbol{G}_{je}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}))) \\ &- \alpha(d_{ab}^{-\partial_{ab}} \mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{ab}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}}) - SINR_r(\sigma_b^2 + d_{jb}^{-\partial_{jb}} \mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{jb}\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{W}_{AN}}))) \end{aligned} \tag{17}$$

$$\mathrm{Rank}((1/\lambda\beta_2+\mu^*+\omega^*)\boldsymbol{I}+(\vartheta^*\beta_1+SINR_r\alpha^*)d_{jb}^{-\partial_{jb}}\boldsymbol{H}_{jb})=N \tag{18}$$

$$\mathrm{Rank}(\boldsymbol{Y}^*)+\mathrm{Rank}(-SINR\tau^* d_{je}^{-\partial_{je}}\boldsymbol{G}_{je})\geqslant \mathrm{Rank}((1/\lambda\beta_2+\mu^*+\omega^*)\boldsymbol{I}+(\vartheta^*\beta_1+SINR_r\alpha^*)d_{jb}^{-\partial_{jb}}\boldsymbol{H}_{jb})$$
$$\Rightarrow \mathrm{Rank}(\boldsymbol{Y}^*)\geqslant N-1 \tag{19}$$

参考文献

[1] Kim H, Mokdad L, Ben-othman J. Designing UAV surveillance frameworks for smart city and extensive ocean with differential perspectives[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2018, 56(4): 98-104

[2] 郭文博,宋长庆,文荣,等. 不完美时间同步下物理层安全协同干扰功率分配[J]. 通信学报,2019,40(11):86-93

[3] 洪涛, 张更新. 人工噪声辅助的物理层安全信号峰均功率比减低算法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(6):1426-1432

[4] Wyner A D. The wire-tap channel[J]. *The Bell System Technical Journal*, 1975, 54(8): 1355-1387

[5] Yan S, Malaney R. Location-based beamforming for enhancing secrecy in Rician wiretap channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(4): 2780-2791

[6] Zhong Z, Peng J H, Huang K Z. Analysis on physical-layer security for multi-cell coordination aided ultra-dense heterogeneous networks[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2017, 100(10): 1846-1855

[7] Jung H, Lee I-H. Analog cooperative beamforming with spherically-bound random arrays for physical-layer secure communications [J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(3): 546-549

[8] Gong S Q, Xing C G, Fei Z S, et al. Resource allocation for physical layer security in heterogeneous network with hidden eavesdropper[J]. *China Communications*, 2016, 13(3): 82-95

[9] Huo Y, Tian Y Q, Hu C Q, et al. A location prediction-based helper selection scheme for suspicious eavesdroppers[J]. *Wireless Communication and Mobile Computing*, 2017: 854-859

[10] Liu C, Yang N, Yuan J H, et al. Location-based secure transmission for wiretap channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2015, 33(7): 1458-1470

[11] Tomic S, Beko M, Tuba M. A linear estimator for network localization using integrated RSS and AOA measurements[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2019, 26(3): 405-409

[12] Zhu F C, Gao F F, Yao M L, et al. Joint information- and jamming-beamforming for physical layer security with full duplex base station[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(24):6391-6401

[13] Zhu F C, Yao M L. Improving physical-layer security for CRNs using SINR-based cooperative beamforming[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(3):1835-1841

[14] Zhu F C,Gao F F, Lin H, et al. Robust beamforming for physical layer security in BDMA massive MIMO[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36(4): 775-787

[15] Tuan P V, Duy T T, Koo I, et al. Multiuser MISO beamforming design for balancing the received powers in secure cognitive radio networks[C]// 2018 IEEE 7th International Conference on Communications and Electronics (ICCE), Hue, Vietnam, 2017: 39-43

[16] Sun Y, Ng D W K, Zhu J, et al. Multi-objective optimization for robust power efficient and secure full-duplex wireless communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(8): 5511-5526

[17] Ng D W K, Lo E S, Schober R, et al. Multi-objective resource allocation for secure communication in cognitive radio networks with wireless information and power transfer[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015, 65(5): 3166-3184

[18] Mercedes L, Juan F M, Jose L S P. Multi-objective evolutionary algorithms for a reliability location problem[J]. *European Journal of Operational Research*, 2020, 283(1): 83-93

[19] Lou Z Q, Ma W K, So A M C, et al. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2010, 27(3): 20-34

[20] Nasser S, Masoumeh A. Multi-user massive MIMO channel estimation using joint sparsity and non-ideal feedback

modeling[J]. *Digital Signal Processing*, 2020, 100: 1-7

[21] 宋丹,文中华,刘洞波,等. 基于多异变策略与拥挤积距的多目标优化算法[J]. 高技术通讯, 2018,28(9-10):784-793

[22] 杨景明,王成浩,吴绍坤. 改进选择策略的有约束多目标优化算法[J]. 高技术通讯,2019, 29(12):1193-1200

[23] Charnes A, Cooper W W. Programming with linear fractional functionals[J]. *Naval Research Logistics Quarterly*, 1962, 9(3-4):181-186

[24] Boyd S, Vandenberghe L. Convex Optimization[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004

[25] 王伟,安立源,章国安,等. 能量受限全双工双向中继系统的波束成形设计[J]. 通信学报, 2018, 39(2): 43-52

Secrecy capacity optimization based on estimation of eavesdropper location

Tan Rongjun, Gao Yuan, Deng Zhixiang

(College of Internet of Things Engineering, Hohai University, Nanjing 210098)

Abstract

Maximizing the secrecy capacity is a key goal of physical layer security (PLS). In this paper, the location of an eavesdropper is estimated based on angle of arrival (AOA) at first. Then, through sending artificial noise to the eavesdropper for increasing the secrecy capacity, and jointly optimizing the beamforming vectors of artificial noise and information signals, the multi-objective optimization that minimizes transmission power of the artificial noise and maximizes the secrecy capacity is obtained. The multi-objective optimization problem is nonconvex and converted to a convex optimization problem via semi-definite programming (SDP) relaxation. The results show that the proposed multi-objective optimization method can improve the secrecy performance obviously. Moreover, the effective allocation and reasonable utilization of resources are obtained by adjusting the weights of the secrecy capacity and the transmission power of the artificial noise.

Key words: physical layer security (PLS), eavesdropper location, beamforming, multi-objective optimization, semidefinite programming (SDP)