

智能反射面辅助及人工噪声增强的无线隐蔽通信

周小波^{①②} 于辉^② 彭旭^② 武庆庆^③ 朱泽德^④ 辜丽川^{*①}

^①(安徽农业大学信息与计算机学院 合肥 230036)

^②(阜阳师范大学物理与电子工程学院 阜阳 236037)

^③(澳门大学智慧城市物联网国家重点实验室 澳门 999078)

^④(中国科学院合肥物质科学研究院 合肥 230031)

摘要: 该文考虑一种智能反射面(IRS)辅助及人工噪声(AN)增强的无线隐蔽通信以提升隐蔽传输性能。首先,分析了Willie的探测性能并给出了总的探测错误概率下界表达式。在此基础上,构建以最大化有效吞吐量为目标函数,以隐蔽需求和最大AN发射功率为约束的优化问题。该优化问题为非凸的,通常很难直接求解。该文提出基于Dinkelbach方法的交替迭代算法联合设计IRS的反射系数和Alice的发射功率及Bob的AN发射功率。为了降低计算复杂度,进一步提出一种低复杂度算法以获取相应优化变量的解析表达式。仿真结果表明:与无IRS及无AN方案相比,所提方案可以显著提升隐蔽传输性能。

关键词: 隐蔽通信; 智能反射面; 全双工; 人工噪声

中图分类号: TN918.91

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)07-2392-08

DOI: [10.11999/JEIT211618](https://doi.org/10.11999/JEIT211618)

Wireless Covert Communications Based on Intelligent Reflecting Surface Aided and Artificial Noise Enhanced

ZHOU Xiaobo^{①②} YU Hui^② PENG Xu^② WU Qingqing^③
ZHU Zede^④ GU Lichuan^①

^①(School of Information and Computer, Anhui Agricultural University, Hefei 230036, China)

^②(School of Physics and Electronic Engineering, Fuyang Normal University, Fuyang 236037, China)

^③(State Key Laboratory of Internet of Things for Smart City, University of Macau, Macao 999078, China)

^④(Hefei Institutes of Physical Science, Chinese Academy of Sciences, Hefei 230031, China)

Abstract: In this work, an Intelligent Reflecting Surface (IRS) aided and Artificial Noise (AN) enhanced covert wireless communications is considered to improve the covert transmission performance. Firstly, the detection performance at Willie is analyzed and a lower bound on Willie's minimum total detection error probability is presented. On this basis, an optimization problem that maximizes the effective throughput subject to the covertness constraint and the maximum AN transmit power constraint is formulated. The optimization problem is non-convex, which is generally difficult to tackle directly. Then, an alternating iterative algorithm based on Dinkelbach method is proposed to jointly design the IRS reflection beamforming and Alice's transmit power together with Bob's AN transmit power. In order to reduce the computational complexity, a low-complexity algorithm is further proposed to obtain analytical expressions for the corresponding optimization variables. Simulation results show that the proposed scheme improves significantly the covert transmission performance compared with the schemes without IRS and without AN.

Key words: Covert communications; Intelligent Reflecting Surface(IRS); Full-duplex; Artificial Noise(AN)

收稿日期: 2021-12-24; 改回日期: 2022-04-20; 网络出版: 2022-04-25

*通信作者: 辜丽川 glc@ahau.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61901121, 61806187)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61901121, 61806187)

1 引言

由于无线信道的广播特性, 无线通信的安全和隐私问题已经引起了国内外学者的广泛关注。目前解决无线通信安全方法主要有网络层加密技术和物理层安全技术^[1]。然而, 这些技术都是从保护传输内容的角度出发, 而忽略了发射机的传输行为一旦被恶意节点探测到, 可能会引起进一步的追踪监测从而可能暴露其位置信息, 使得网络仍然存在安全隐患^[2]。

为了解决这个问题, 一种更高等级的无线通信安全传输方案, 即无线隐蔽通信技术, 又被称为低概率探测通信在文献^[3]中首先被提出。该工作主要通过扩频通信技术实现。然而, 扩频技术实现的无线隐蔽通信未能从理论上证明其能达到的隐蔽性能等级。为了解决这个问题, 加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道的无线隐蔽传输性能在文献^[3]中被评估, 证明了在 n 个信道使用中, 从发射机到接收机最多可以隐蔽且可靠地传输 $O\sqrt{n}$ 位信息。此外, 文献^[4,5]研究了人工噪声(Artificial Noise, AN)辅助的无线隐蔽通信, 其中, 全双工接收机通过产生随机发射功率的AN恶化非法节点的探测性能, 从而提升系统的隐蔽传输性能。受此启发, 文献^[6]通过引入了友好干扰机对恶意节点施加不确定性, 从而抑制其探测性能。同时, 文献^[7,8]分别给出了中继网络和无人机网络的无线隐蔽通信的性能分析和传输方案设计。最近, 文献^[9-11]分别对随机无线网络及低时延场景下的无线隐蔽通信进行了研究。

尽管国内外学者对隐蔽通信已经进行了大量的研究, 然而由于非法节点通常采用能量探测, 这使得在隐蔽通信场景中发射机的发射功率较小, 从而导致隐蔽传输速率较低。为了进一步提升隐蔽传输速率, 智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)辅助的隐蔽通信近年来得到了国内外学者的关注^[12,13]。IRS由大量无源反射单元组成, 每一个反射单元以可控的反射系数调控入射信号, 从而可以改变发射机和接收机之间的信道传播环境^[14,15]。因此, 通过合理地设计IRS的反射系数可以在增强合法用户通信质量的同时恶化非法节点的探测性能, 从而可以显著提升系统的隐蔽传输速率。例如, 文献^[14]在有限码长场景下引入IRS, 联合设计了发射机的功率和IRS的反射系数并且证明了获得绝对隐蔽的条件。此外, 文献^[15]在假设无穷码长场景下, 研究了IRS和AN辅助的隐蔽通信并且联合优化了发射机和IRS的波束成形, 其中全双工接收机产生随机功率的AN以扰乱非法节点的探测。文献^[14,15]的研究结果表明: 引入IRS可以显著提升

系统的隐蔽传输速率。然而, 文献^[15]假设无穷码长, 考虑到实际通信场景中, 码长总是有限的并且一些低时延应用场景中(如车联网)通常要求码长较短以降低通信时延。考虑到有限码长可以使得探测者观测的信号样本数量受限, 从而导致探测者对观测的信号样本具有统计不确定性。此外, 引入AN可以进一步增加探测者的统计不确定性, 从而可以增加其探测错误概率。因此, 在IRS辅助的短码隐蔽通信中, 引入AN噪声干扰可以使得探测者对其观测的信号样本具有双重不确定性, 从而可以显著提升隐蔽传输性能。基于以上原因, 本文考虑IRS辅助及AN增强的无线隐蔽通信以实现隐蔽传输速率倍增, 主要贡献如下:

(1)分析了非法探测者(Willie)的探测性能并给出了总的探测错误概率的下界表达式。构建了隐蔽通信优化问题, 在满足隐蔽需求及发射功率等指标约束的前提下, 联合设计IRS的反射波束成形及发射机(Alice)的发射功率和全双工接收机Bob的AN发射功率以最大化Bob的信号干扰噪声比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)。

(2)所构建的优化问题是一个非凸问题, 无法直接求解。提出了基于Dinkelbach方法的交替迭代算法有效地求解了该优化问题。为了降低计算的复杂度, 进一步提出了一种低复杂度算法, 分别推导了IRS反射系数及发射机的发射功率和AN发射功率的解析表达式。

(3)仿真结果表明, 与无IRS方案及无AN方案相比, 所考虑的方案可以有效提升系统的隐蔽传输性能。

2 系统模型

2.1 考虑的场景与假设

本文考虑IRS辅助和AN增强的隐蔽通信系统如图1所示, 其中, 发射机Alice发送隐蔽信息给Bob, 非法探测者Willie根据其接收的信号决策Alice是否发送信息。配备1根接收天线和1根发送天线的Bob工作在全双工模式在接收信号的同时产生AN干扰Willie的探测。假设Alice和Willie都配备单天线, 而IRS具有 N 个反射单元。此外, 假设所有信道均为瑞利衰落信道, 其中, Alice到IRS、Alice到Bob、Alice到Willie、IRS到Bob、Bob到IRS、IRS到Willie及Bob到Willie的通信信道分别表示为 h_{ar} , h_{ab} , h_{aw} , h_{rb}^H , h_{br} , h_{rw}^H 及 h_{bw} 。定义 $\Theta = \text{diag}(e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N})$ 为IRS的相移矩阵, 其中, $\theta_n \in [0, 2\pi)$, $\forall n \in \{1, 2, \dots, N\}$, 为IRS的第 n 个反射单元的相位。

2.2 Willie 2元假设检验

在隐蔽通信中, Willie根据其观测的序列

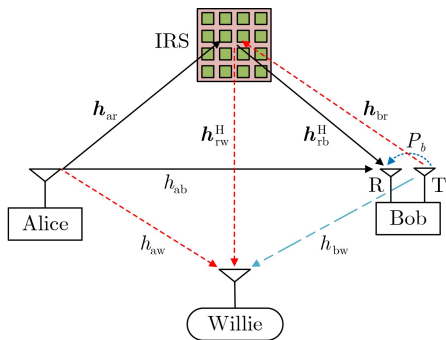


图1 IRS辅助及AN增强的无线隐蔽通信系统模型

$\{y_w[i]\}_{i=1}^K$ 来决策Alice是否发送隐蔽信息给Bob，其中， $y_w[i]$ 表示Willie在第*i*个符号周期接收到的信号，*i*为符号索引，*K*表示一个通信块内的总符号数。相比于文献[15]考虑*K*为无穷大，本文考虑一种更加实际的场景，即*K*的值是有限的。Willie为了探测Alice是否发送信息，其需要区分如式(1)的两类假设

$$y_w[i] = \begin{cases} \mathcal{H}_0: \sqrt{P_b} (\mathbf{h}_{rw}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{h}_{br} + h_{bw}) x_b[i] + n_w[i] \\ \mathcal{H}_1: \sqrt{P_a} (\mathbf{h}_{rw}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{h}_{ar} + h_{aw}) x_a[i] \\ \quad + \sqrt{P_b} (\mathbf{h}_{rw}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{h}_{br} + h_{bw}) x_b[i] + n_w[i] \end{cases} \quad (1)$$

其中， $x_a[i]$ 表示Alice发送的符号，其服从均值为0方差为1的复高斯分布，即 $x_a[i] \sim \text{CN}(0, 1)$ ， P_a 表示Alice的发射功率。 $x_b[i] \sim \text{CN}(0, 1)$ 为Bob发送的AN信号， P_b 表示Bob发送的AN信号对应的功率。此外， $n_w \sim \text{CN}(0, \sigma_w^2)$ 为Willie的噪声。 \mathcal{H}_0 表示0假设，即Alice未发送信息给Bob，而 \mathcal{H}_1 为备择假设，即Alice发送信息给Bob。根据式(1)可知，Willie的探测错误概率由虚警概率 ϕ 和漏警概率 φ 组成，其分别可以表示为 $\phi = \Pr\{\mathcal{D}_1|\mathcal{H}_0\}$ 和 $\varphi = \Pr\{\mathcal{D}_0|\mathcal{H}_1\}$ ，其中， \mathcal{D}_0 和 \mathcal{D}_1 分别表示Willie做出Alice未发送和发送信息的决策。因此，Willie总的错误检测概率为

$$\xi = \pi_0 \phi + \pi_1 \varphi \quad (2)$$

其中， π_0 和 π_1 分别表示假设 \mathcal{H}_0 和 \mathcal{H}_1 的先验发射概率。需要说明的是Willie已知先验发射概率有利于提升其探测性能。本文假设等先验发射概率，即 $\pi_0 = \pi_1 = 0.5$ ，这在隐蔽通信中已经被广泛采用(例如文献[3, 5, 8])。

在无线隐蔽通信中，Willie希望最小化其总的探测错误概率 ξ 。而Willie使用似然比检测可以最小化其总的探测错误概率[16]，相应的似然比函数为

$$\mathbb{P}_1 = \prod_{i=1}^K f(y_w[i]|\mathcal{H}_1) \quad \frac{D_1 \leq \lambda}{D_0 < \lambda} \quad (3)$$

$$\mathbb{P}_0 = \prod_{i=1}^K f(y_w[i]|\mathcal{H}_0)$$

其中， $\lambda = \pi_0/\pi_1 = 1$ 。 \mathbb{P}_0 和 \mathbb{P}_1 分别表示在 \mathcal{H}_0 和 \mathcal{H}_1 下的似然函数，并且

$$f(y_w[i]|\mathcal{H}_0) = \mathcal{CN}(0, P_b |\mathbf{h}_{rw}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{h}_{br} + h_{bw}|^2 + \sigma_w^2) \quad (4)$$

$$f(y_w[i]|\mathcal{H}_1) = \mathcal{CN}(0, P_a |\mathbf{h}_{rw}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{h}_{ar} + h_{aw}|^2 + P_b |\mathbf{h}_{rw}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{h}_{br} + h_{bw}|^2 + \sigma_w^2) \quad (5)$$

根据式(3)直接推导Willie的最小总的探测错误概率所获得的表达式包含不完全Gamma函数，不利于后续的隐蔽传输设计。根据Pinsker不等式[3]，采用 ξ 的下界

$$\xi \geq 1 - \sqrt{\frac{1}{2} \mathcal{D}(\mathbb{P}_0|\mathbb{P}_1)} \quad (6)$$

来衡量Willie的探测性能，其中， $\mathcal{D}(\mathbb{P}_0|\mathbb{P}_1)$ 是 \mathbb{P}_0 到 \mathbb{P}_1 的Kullback-Leibler散度。 $\mathcal{D}(\mathbb{P}_0|\mathbb{P}_1)$ 的表达式为[11]

$$\mathcal{D}(\mathbb{P}_0|\mathbb{P}_1) = K \left[\ln(1 + \gamma_w) - \frac{\gamma_w}{1 + \gamma_w} \right] \quad (7)$$

其中， $\gamma_w = \frac{P_a |\mathbf{h}_{rw}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{h}_{ar} + h_{aw}|^2}{P_b |\mathbf{h}_{rw}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{h}_{br} + h_{bw}|^2 + \sigma_w^2}$ 为Willie的SINR。在无线隐蔽通信中，一般采用 $\xi \geq 1 - \epsilon$ 作为系统的隐蔽约束，其中， ϵ 是任意小的数值以决定隐蔽性能的等级。综合考虑公式(6)及隐蔽约束 $\xi \geq 1 - \epsilon$ ，本文采用 $\mathcal{D}(\mathbb{P}_0|\mathbb{P}_1) \leq 2\epsilon^2$ 为系统的隐蔽约束。需要说的是约束 $\mathcal{D}(\mathbb{P}_0|\mathbb{P}_1) \leq 2\epsilon^2$ 比原约束 $\xi \geq 1 - \epsilon$ 更加严格。

2.3 构建优化问题

当Alice发送信息时，Bob在第*i*个符号周期接收到的信号为

$$y_b[i] = \sqrt{P_a} (\mathbf{h}_{rb}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{h}_{ar} + h_{ab}) x_a[i] + \sqrt{\rho P_b} x_b[i] + n_b[i] \quad (8)$$

其中， $n_b[i] \sim \text{CN}(0, \sigma_b^2)$ 是Bob的噪声。Bob的SINR为

$$\gamma_b = \frac{P_a |\mathbf{h}_{rb}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{h}_{ar} + h_{ab}|^2}{\rho P_b + \sigma_b^2} \quad (9)$$

其中， ρ 是Bob的自干扰消除系数，其取值范围为 $0 \leq \rho \leq 1$ 。

考虑到*K*的值是有限的，Bob的译码错误概率 δ 是不可忽略的。因此，本文采用有效吞吐量，即 $\eta = KR(1 - \delta)$ ，作为系统的性能尺度，其中，*R*表示给定的传输速率。在文献[11]中证明了有效吞吐量 η 是 γ_b 的单调递增函数。因此，在满足隐蔽约束、最大发送功率约束及IRS相移约束的前提下，联合优化Alice的发射功率 P_a 和Bob的AN发射功率 P_b 及IRS反射系数 $\boldsymbol{\Theta}$ 以最大化Bob的SINR。所构建的优化问题为

$$\left. \begin{aligned} & \max_{P_a, P_b, \Theta} \frac{P_a |\mathbf{h}_{rb}^H \Theta \mathbf{h}_{ar} + h_{ab}|^2}{\rho P_b + \sigma_b^2} \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } \mathcal{D}(\mathbb{P}_0 \| \mathbb{P}_1) \leq 2\epsilon^2 \\ & \text{C2: } 0 \leq P_b \leq P_b^{\max} \\ & \text{C3: } 0 \leq \theta_n \leq 2\pi, \forall n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

在隐蔽通信中，Alice的发送功率 P_a 通常较小，因此优化问题式(10)中忽略了Alice的最大发送功率约束。优化问题式(10)由于其目标函数为分式形式，因此其属于分式优化范畴。此外，目标函数和隐蔽约束C1中优化变量相互耦合及IRS反射系数为单位模约束，这导致该优化问题很难直接求解。下面分别提出一种迭代算法和一种低复杂度算法求解该优化问题。

3 隐蔽通信算法设计

本节首先将分式优化问题转换为多项式优化问题，随后提出基于Dinkelbach方法^[17]的交替迭代算法求解优化问题式(10)。为了降低计算复杂度，进一步提出一种低复杂度算法以寻找各优化变量可行的解析解。

3.1 基于Dinkelbach的交替迭代算法

在优化问题式(10)的隐蔽约束C1中，可以验证 $\mathcal{D}(\mathbb{P}_0 \| \mathbb{P}_1)$ 是 γ_w 的单调递增函数。因此，约束C1可以等效地重写为 $\gamma_w \leq \bar{\gamma}_w$ ，其中， $\bar{\gamma}_w$ 是方程

$$K \left[\ln(1 + \bar{\gamma}_w) - \frac{\bar{\gamma}_w}{1 + \bar{\gamma}_w} \right] = 2\epsilon^2 \quad (11)$$

的解。考虑到优化变量 Θ 为对角矩阵，通常不易处理。因此，定义 $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_N]^H$ ，其中 $u_n = e^{j\theta_n}$ ， $\forall n = 1, 2, \dots, N$ ，则优化问题式(10)的目标函数及 γ_w 可以分别重写为

$$\frac{P_a |\mathbf{h}_{rb}^H \Theta \mathbf{h}_{ar} + h_{ab}|^2}{\rho P_b + \sigma_b^2} = \frac{P_a |\mathbf{u}^H \mathbf{b} + h_{ab}|^2}{\rho P_b + \sigma_b^2} \quad (12)$$

$$\gamma_w = \frac{P_a |\mathbf{u}^H \mathbf{a} + h_{aw}|^2}{P_b |\mathbf{u}^H \mathbf{c} + h_{bw}|^2 + \sigma_w^2} \quad (13)$$

其中， $\mathbf{a} = \text{diag}(\mathbf{h}_{rb}^H) \mathbf{h}_{ar}$ ， $\mathbf{b} = \text{diag}(\mathbf{h}_{rb}^H) \mathbf{h}_{ar}$ 和 $\mathbf{c} = \text{diag}(\mathbf{h}_{rb}^H) \mathbf{h}_{br}$ 。因此，优化问题式(10)可以重写为

$$\left. \begin{aligned} & \max_{P_a, P_b, \mathbf{u}} \frac{P_a |\mathbf{u}^H \mathbf{b} + h_{ab}|^2}{\rho P_b + \sigma_b^2} \\ \text{s.t.} \quad & \text{C4: } \frac{P_a |\mathbf{u}^H \mathbf{a} + h_{aw}|^2}{P_b |\mathbf{u}^H \mathbf{c} + h_{bw}|^2 + \sigma_w^2} \leq \bar{\gamma}_w \\ & \text{C5: } 0 \leq P_b \leq P_b^{\max} \\ & \text{C6: } |u_n| = 1, \forall n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

尽管已经将原优化问题式(10)简化为优化问题式(14)，然而该优化问题仍然不易处理。为了便于处理，引

入辅助变量 t (满足 $|t|^2 = 1$)，优化问题式(14)的目标函数可以等效地重写为 $\frac{P_a \tilde{\mathbf{u}}^H \mathbf{B} \tilde{\mathbf{u}}}{\rho P_b + \sigma_b^2}$ ，其中

$$\tilde{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ t \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}\mathbf{b}^H & \mathbf{b}h_{ab}^* \\ h_{ab}\mathbf{b}^H & |h_{ab}|^2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

类似地，式(13)中的 γ_w 可以等效地重写为 $\frac{P_a \tilde{\mathbf{u}}^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{u}}}{P_b \tilde{\mathbf{u}}^H \mathbf{C} \tilde{\mathbf{u}} + \sigma_w^2}$ ，其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}\mathbf{a}^H & \mathbf{a}h_{aw}^* \\ h_{aw}\mathbf{a}^H & |h_{aw}|^2 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}\mathbf{c}^H & \mathbf{c}h_{bw}^* \\ h_{bw}\mathbf{c}^H & |h_{bw}|^2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

根据以上转换，问题式(14)可以等效地重写为

$$\left. \begin{aligned} & \max_{P_a, P_b, \tilde{\mathbf{u}}} \frac{P_a \tilde{\mathbf{u}}^H \mathbf{B} \tilde{\mathbf{u}}}{\rho P_b + \sigma_b^2} \\ \text{s.t.} \quad & \text{C7: } \frac{P_a \tilde{\mathbf{u}}^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{u}}}{P_b \tilde{\mathbf{u}}^H \mathbf{C} \tilde{\mathbf{u}} + \sigma_w^2} \leq \bar{\gamma}_w \\ & \text{C8: } 0 \leq P_b \leq P_b^{\max} \\ & \text{C9: } |\tilde{u}_n| = 1, \forall n = 1, 2, \dots, N + 1 \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

若 $\tilde{\mathbf{u}}$ 是问题式(17)的最优解，则 $\tilde{\mathbf{u}}/t$ 是原问题的最优解。因此，原优化问题的解可以通过求解该优化问题得到。优化问题(17)中，目标函数、隐蔽约束及单位模约束都是非凸的。通常可以将目标函数和隐蔽约束转换为多项式形式，然后采用连续凸近似和交替迭代算法求解该优化问题。然而，该方法无法处理单位模约束C9。为了克服这个困难，定义 $\mathbf{M} = \tilde{\mathbf{u}}\tilde{\mathbf{u}}^H$ 且 $\mathbf{M} \succeq \mathbf{0}$ 和 $\text{rank}(\mathbf{M}) = 1$ ，优化问题式(17)被转换为

$$\left. \begin{aligned} & \max_{P_a, P_b, \mathbf{M}} \frac{P_a \text{Tr}(\mathbf{B}\mathbf{M})}{\rho P_b + \sigma_b^2} \\ \text{s.t.} \quad & \text{C10: } \frac{P_a \text{Tr}(\mathbf{A}\mathbf{M})}{P_b \text{Tr}(\mathbf{C}\mathbf{M}) + \sigma_w^2} \leq \bar{\gamma}_w \\ & \text{C11: } 0 \leq P_b \leq P_b^{\max} \\ & \text{C12: } \text{rank}(\mathbf{M}) = 1 \\ & \text{C13: } M_{n,n} = 1, \forall n = 1, 2, \dots, N + 1 \\ & \text{C14: } \mathbf{M} \succeq \mathbf{0} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

该优化问题可以采用基于Dinkelbach的交替迭代算法求解。首先，给定 P_a 和 P_b ，将优化问题转化为半正定松弛问题(SemiDefinite Relaxation, SDR)。随后，给定 \mathbf{M} ，采用Dinkelbach方法将分式优化问题转化为线性规划问题。最后，提出基于Dinkelbach的交替迭代算法求解该优化问题，具体如下。

给定 P_a 和 P_b 的可行解，松弛秩1约束，则优化问题式(18)被转化为如式(19)的SDR问题

$$\left. \begin{aligned} & \max_M \frac{P_a \text{Tr}(\mathbf{B}\mathbf{M})}{\rho P_b + \sigma_b^2} \\ & \text{s.t. C15: } P_a \text{Tr}(\mathbf{A}\mathbf{M}) - \bar{\gamma}_w P_b \text{Tr}(\mathbf{C}\mathbf{M}) - \bar{\gamma}_w \sigma_w^2 \leq 0 \\ & \quad \text{C16: } M_{n,n} = 1, \forall n = 1, 2, \dots, N+1 \\ & \quad \text{C17: } \mathbf{M} \succeq \mathbf{0} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

优化问题式(19)具有线性目标函数和凸的约束集, 可以采用凸优化工具(如CVX)获得其最优解。

给定 \mathbf{M} , 优化问题式(19)的目标函数为线性分式函数形式。根据Dinkelbach理论, 引入因子 β , 可以将目标函数转化为多项式形式, 相应的优化问题为

$$\left. \begin{aligned} & \max_{P_a, P_b} P_a \text{Tr}(\mathbf{B}\mathbf{M}) - \beta(\rho P_b + \sigma_b^2) \\ & \text{s.t. C18: } P_a \text{Tr}(\mathbf{A}\mathbf{M}) - \bar{\gamma}_w P_b \text{Tr}(\mathbf{C}\mathbf{M}) - \bar{\gamma}_w \sigma_w^2 \leq 0 \\ & \quad \text{C19: } 0 \leq P_b \leq P_b^{\max} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

优化问题式(20)的求解过程如下: 给定因子 β , 优化问题式(20)为线性规划问题, 其可以采用CVX等凸优化工具获得最优的 P_a 和 P_b 。随后, 根据 $\beta = \frac{P_a \text{Tr}(\mathbf{B}\mathbf{M})}{\rho P_b + \sigma_b^2}$ 更新 β 的值, 直到算法收敛。需要说明的是, 在求解优化问题式(19)时, 需要给定初始的 P_a 和 P_b 。考虑到 $\mathcal{D}(\mathbb{P}_0 \parallel \mathbb{P}_1)$ 分别是 P_a 和 P_b 的单调增函数和单调减函数。因此, 本文在初始化时, 选择较小的 P_a 值及最大的 P_b 值, 以保证优化问题式(19)的可行性。总的迭代算法, 即基于Dinkelbach的交替迭代算法如表1所示。

需要说明的是, 该算法获得解不一定满足秩1约束。因此, 获得的解对于原优化问题式(18)不一定是可行解。通常, 可以采用Gauss随机化方法获得高性能的可行解^[18]。

3.2 低复杂度算法

尽管提出的基于Dinkelbach的交替迭代算法可

表1 基于Dinkelbach理论的迭代算法

初始化参数 $P_b^{\max}, K, N, \rho, \sigma_b, \sigma_w, \beta, P_a$ 和 P_b ; 设置收敛精度 $\varepsilon \geq 0$; 设置 $V_M = 1$ 和 $V_D = 1$;	
(1) While	$ V_M - \beta \geq \varepsilon$ do
(2)	求解优化问题式(19)获得 M 并计算目标函数值记为 V_M ;
(3) While	$ V_D \geq \varepsilon$ do
	将步骤(3)所求最优的 M 代入优化问题式(20), 求解优化问题式(20)得到 P_a 和 P_b ;
	更新 $\beta = \frac{P_a \text{Tr}(\mathbf{B}\mathbf{M})}{\rho P_b + \sigma_b^2}$;
	计算 $V_D = P_a \text{Tr}(\mathbf{B}\mathbf{M}) - \beta(\rho P_b + \sigma_b^2)$;
	End While
(4)	更新 P_a 和 P_b
(5)	End While

以联合设计IRS的反射系数和Alice发射功率及Bob的AN发射功率, 然而该算法的计算复杂度较高。这是因为该算法不仅需要求解SDR问题, 而且需要两层迭代。本节提出一种低复杂度算法以均衡隐蔽性能和计算复杂度。

3.2.1 IRS反射系数设计

在第1个阶段主要设计IRS的反射系数 \mathbf{u} 。考虑到最大化Alice到Bob的等效信道增益 $|\mathbf{u}^H \mathbf{b} + h_{ab}|^2$ 有利于传输性能。因此, 在该阶段以最大化 $|\mathbf{u}^H \mathbf{b} + h_{ab}|^2$ 为性能尺度以推导IRS反射系数的解析表达式。基于以上说明, 所构建的优化问题为

$$\left. \begin{aligned} & \max_{\mathbf{u}} |\mathbf{u}^H \mathbf{b} + h_{ab}| \\ & \text{s.t. C20: } |u_n| = 1, \forall n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

考虑到优化问题式(21)的目标函数满足

$$|\mathbf{u}^H \mathbf{b} + h_{ab}| \leq |\mathbf{u}^H \mathbf{b}| + |h_{ab}| \quad (22)$$

当且仅当 $\arg(\mathbf{u}^H \mathbf{b}) = \arg(h_{ab})$ 时, 等式成立, 其中, $\arg(x)$ 表示复数 x 的相位。因此, 优化问题式(21)的最优解为

$$\theta_n^* = \arg(h_{ab}) - \arg(b_n), \forall n = 1, 2, \dots, N \quad (23)$$

其中, b_n 为 \mathbf{b} 的第 n 个元素。

3.2.2 发射功率设计

将上一个阶段得到的 \mathbf{u} 代入优化问题式(14)中, 得到

$$\left. \begin{aligned} & \max_{P_a, P_b} \frac{P_a |\mathbf{u}^H \mathbf{b} + h_{ab}|^2}{\rho P_b + \sigma_b^2} \\ & \text{s.t. C21: } \frac{P_a |\mathbf{u}^H \mathbf{a} + h_{aw}|^2}{P_b |\mathbf{u}^H \mathbf{c} + h_{bw}|^2 + \sigma_w^2} \leq \bar{\gamma}_w \\ & \quad \text{C22: } 0 \leq P_b \leq P_b^{\max} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

优化问题式(24)的隐蔽约束C21可以转换为线性约束, 因此该优化问题具有凸的约束集。然而, 其目标函数是线性分式函数, 其是非凹的。通常, 这类优化问题可以采用Charnes-Cooper方法^[19]将其转换为凸优化问题, 进而采用CVX等凸优化工具获得其最优解。尽管采用Charnes-Cooper方法可以求解该优化问题, 然而该方法无法获得解析表达式, 不利于后续分析。下面, 通过分析该优化问题的结构特征, 推导其最优解析表达式。

首先观察到优化问题式(24)的目标函数分别是 P_a 和 P_b 单调递增和递减函数, 并且隐蔽约束C21中的 $\bar{\gamma}_w$ 也分别是 P_a 和 P_b 单调递增和递减函数, 这导致隐蔽约束C21在最优解处一定取等号。因此, Alice的最优发射功率可以表示为

$$P_a^* = \frac{|\mathbf{u}^H \mathbf{c} + h_{bw}|^2 \bar{\gamma}_w P_b + \sigma_w^2 \bar{\gamma}_w}{|\mathbf{u}^H \mathbf{a} + h_{aw}|^2} \quad (25)$$

从式(25)可以看出，当Bob的AN发射功率 P_b 越大，发射机的最优发射功率越大。这是因为 P_b 越大，越不利于Willie的探测。因此，发射机可以以更大的发射功率发送隐蔽信息以提升隐蔽传输速率。将 P_a^* 代入优化问题式(24)的目标函数中，优化问题式(24)可以等价地重写为

$$\left. \begin{aligned} & \max_{P_b} f(P_b) \\ & \text{s.t. C23: } 0 \leq P_b \leq P_b^{\max} \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

其中

$$f(P_b) = \frac{|\mathbf{u}^H \mathbf{b} + h_{ab}|^2 \bar{\gamma}_w (|\mathbf{u}^H \mathbf{c} + h_{bw}|^2 P_b + \sigma_w^2)}{|\mathbf{u}^H \mathbf{a} + h_{aw}|^2 (\rho P_b + \sigma_b^2)} \quad (27)$$

此外， $f(P_b)$ 的1阶导数为

$$\frac{df(P_b)}{dP_b} = \frac{|\mathbf{u}^H \mathbf{b} + h_{ab}|^2 \bar{\gamma}_w (|\mathbf{u}^H \mathbf{c} + h_{bw}|^2 \sigma_b^2 - \sigma_w^2 \rho)}{|\mathbf{u}^H \mathbf{a} + h_{aw}|^2 (\rho P_b + \sigma_b^2)^2} \quad (28)$$

根据式(28)可知，当 $\sigma_b^2 \geq \frac{\rho \sigma_w^2}{|\mathbf{u}^H \mathbf{c} + h_{bw}|^2}$ 时， $f(P_b)$ 是关于 P_b 的递增函数，当 $\sigma_b^2 < \frac{\rho \sigma_w^2}{|\mathbf{u}^H \mathbf{c} + h_{bw}|^2}$ 时， $f(P_b)$ 是关于 P_b 的递减函数。综合分析及考虑约束条件C23，可以得到优化问题式(26)的最优解为

$$P_b^* = \begin{cases} P_b^{\max}, & \sigma_b^2 \geq \frac{\rho \sigma_w^2}{|\mathbf{u}^H \mathbf{c} + h_{bw}|^2} \\ 0, & \sigma_b^2 < \frac{\rho \sigma_w^2}{|\mathbf{u}^H \mathbf{c} + h_{bw}|^2} \end{cases} \quad (29)$$

将 P_b^* 的值代入式(25)可以获得发射机的最优发射功率。至此，获得了优化问题式(24)最优的解析表达式。

尽管所提的低复杂度算法在第1个阶段设计IRS反射系数时没有考虑隐蔽约束，然而在第2个阶段设计 P_a 和 P_b 的时候考虑了隐蔽约束。因此，所

提的低复杂度算法获得的解一定是原优化问题的可行解。总的低复杂度算法见表2。

4 仿真结果与分析

本节评估所提的两种算法获得的隐蔽传输性能。假设Alice, IRS, Bob和Willie的位置分别位于3维坐标系中的(0, 0, 0), (55, 0, 5), (55, 0, 0), (70, 0, 0)。IRS为均匀矩形阵列，即 $N = N_x N_z$ ，其中， N_x 和 N_z 分别表示IRS在水平和垂直方向上反射单元的数量。此外，信号在参考距离1 m处的衰减为30 dB，从Alice到IRS的路径衰减因子为2，其他路径衰落因子均为3。除以上参数设置之外，若没特别说明，其余仿真参数设置如下： $\sigma_b^2 = -80$ dBm， $\sigma_w^2 = -80$ dBm， $P_b^{\max} = 40$ dBm及 $N_x = 5$ 。在以下的仿真分析中，算法1表示提出的基于Dinkelbach的交替迭代算法，算法2表示提出的低复杂度算法。此外，为了验证所提方案的有效性，给出了两种比较方案，其中，基准方案1表示无AN辅助，基准方案2表示无IRS辅助。

图2给出了不同方案获得Bob的SINR (即 γ_b)与IRS反射单元数量 N 的关系。从图2(a)可得到， γ_b 的值随着IRS反射单元数量的增加而增加。这说明

表 2 低复杂度算法

初始化：设置系统参数 P_b^{\max} , K , N , ρ , σ_b 和 σ_w ;
(1) 根据式(23)计算IRS反射系数 u ;
(2) if $\sigma_b^2 \geq \frac{\rho \sigma_w^2}{ \mathbf{u}^H \mathbf{c} + h_{bw} ^2}$ then; $P_b^* = P_b^{\max}$
Else $P_b^* = 0$;
End if
(3) 计算目标函数值;
(4) End

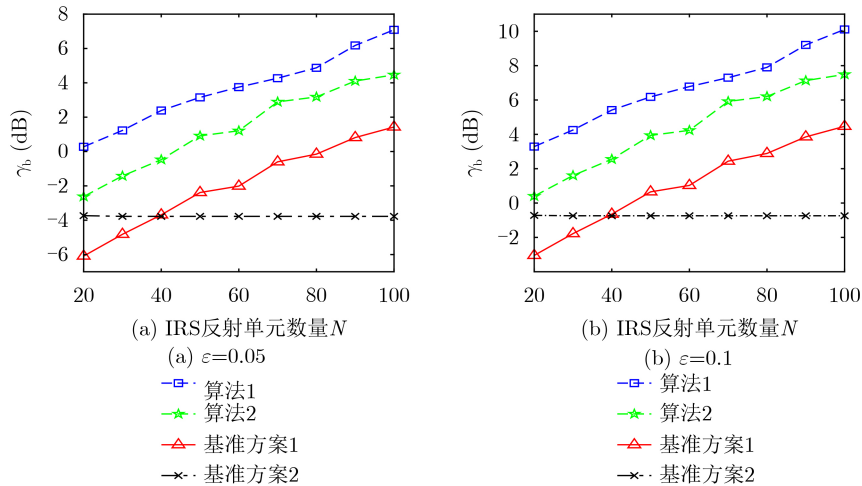


图 2 IRS反射单元数量与 γ_b

通过引入IRS可以有效提升系统的隐蔽传输性能。此外,从图2(a)还可观察到,所提的算法1获得的 γ_b 优于算法2。然而,与算法1相比,算法2的计算复杂度更低。与无AN方案(即基准方案1)和无IRS方案(即基准方案2)相比,所提算法可以获得更好的隐蔽性能。这说明本文所考虑的IRS辅助和AN增强的方案可以显著提升系统的隐蔽性能。通过比较图2(a)和图2(b)可得到,所有方案获得的 γ_b 都随着隐蔽等级参数 ϵ 的增加而增加。这是因为 ϵ 值越大,隐蔽约束越容易满足。

图3给出了不同方案获得的 γ_b 与IRS水平位置的关系,其中 $\epsilon=0.1$ 。从图3可观察到,除了基准方案2,即无IRS方案外,随着IRS位置的变化,其他方案获得的 γ_b 分别在Bob水平位置附近和Willie水平位置附近出现两个峰值。这是因为,IRS距离Bob较近有利于增强传输性能,而IRS距离Willie近有利于恶化Willie的探测性能。图3的结果为IRS的放置位置提供了参考。此外,从图3可得到,所提的两种方案获得的 γ_b 始终优于两种基准方案。这也进一步说明了,引入IRS和全双工接收机可以双重增强隐蔽传输性能。

图4给出了不同方案获得的 γ_b 与最大AN发射功

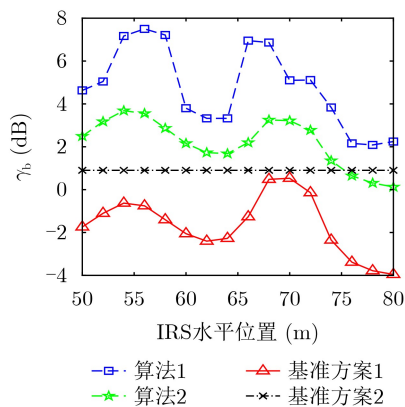


图3 IRS的水平位置与 γ_b 的关系

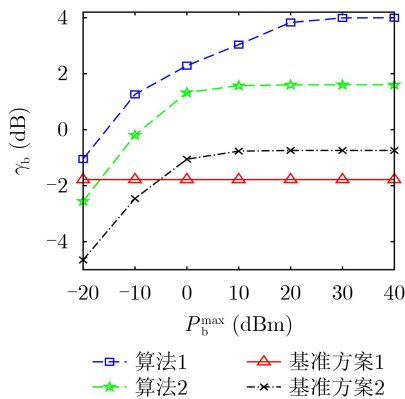


图4 P_b^{\max} 与 γ_b 的关系

率 P_b^{\max} 的关系,其中 $\epsilon=0.1$ 。从中首先可观察到,基准方案1获得的 γ_b 与 P_b^{\max} 值无关。这是因为基准方案1没有考虑AN。从中还可得到,所提的两种算法及基准方案2获得的 γ_b 首先随着 P_b^{\max} 的增加而增加,而后保持不变。这是因为增加AN发射功率虽然可以恶化Willie的探测性能,但同时也引入了自干扰。这也说明了设计AN发射功率对于系统隐蔽性能的重要性。

5 结论

本文针对IRS辅助及AN增强的隐蔽通信算法进行研究。构建了以有效吞吐量为目标函数,以隐蔽需求及最大AN发射功率为约束条件的优化问题。提出了基于Dinkelbach的交替迭代算法联合设计了IRS的反射系数及Alice的发射功率和Bob的AN发射功率。为了降低计算复杂度,进一步提出低复杂度算法求解构建的优化问题。仿真结果表明:与无IRS及无AN方案相比,所提方案可以显著增强系统的隐蔽传输性能。

参考文献

- [1] DONG Lun, HAN Zhu, PETROPULU A P, *et al.* Improving wireless physical layer security via cooperating relays[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(3): 1875–1888. doi: [10.1109/TSP.2009.2038412](https://doi.org/10.1109/TSP.2009.2038412).
- [2] LIU Zhihong, LIU Jiajia, ZENG Yong, *et al.* On covert communication with interference uncertainty[C]. 2018 IEEE International Conference on Communications, Kansas City, USA, 2018: 1–6. doi: [10.1109/ICC.2018.8422940](https://doi.org/10.1109/ICC.2018.8422940).
- [3] BASH B A, GOECKEL D, and TOWSLEY D. Limits of reliable communication with low probability of detection on AWGN channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(9): 1921–1930. doi: [10.1109/JSAC.2013.130923](https://doi.org/10.1109/JSAC.2013.130923).
- [4] SHAHZAD K, ZHOU Xiangyun, YAN Shihao, *et al.* Achieving covert wireless communications using a full-duplex receiver[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(12): 8517–8530. doi: [10.1109/TWC.2018.2878014](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2878014).
- [5] SHU Feng, XU Tingzhen, HU Jinsong, *et al.* Delay-constrained covert communications with a full-duplex receiver[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(3): 813–816. doi: [10.1109/LWC.2019.2894617](https://doi.org/10.1109/LWC.2019.2894617).
- [6] LI Ke, KELLY P A, and GOECKEL D. Optimal power adaptation in covert communication with an uninformed jammer[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(5): 3463–3473. doi: [10.1109/TWC.2020.2973975](https://doi.org/10.1109/TWC.2020.2973975).
- [7] HU Jinsong, YAN Shihao, ZHOU Xiangyun, *et al.* Covert

- communication achieved by a greedy relay in wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(7): 4766–4779. doi: [10.1109/TWC.2018.2831217](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2831217).
- [8] ZHOU Xiaobo, YAN Shihao, HU Jinsong, *et al.* Joint optimization of a UAV's trajectory and transmit power for covert communications[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(16): 4276–4290. doi: [10.1109/TSP.2019.2928949](https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2928949).
- [9] HE Biao, YAN Shihao, ZHOU Xiangyun, *et al.* Covert wireless communication with a poisson field of interferers[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(9): 6005–6017. doi: [10.1109/TWC.2018.2854540](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2854540).
- [10] ZHENG Tongxing, WANG Huiming, NG D W K, *et al.* Multi-antenna covert communications in random wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(3): 1974–1987. doi: [10.1109/TWC.2019.2900915](https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2900915).
- [11] YAN Shihao, HE biao, ZHOU Xiangyun, *et al.* Delay-intolerant covert communications with either fixed or random transmit power[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2019, 14(1): 129–140. doi: [10.1109/TIFS.2018.2846257](https://doi.org/10.1109/TIFS.2018.2846257).
- [12] 徐勇军, 高正念, 王茜竹, 等. 基于智能反射面辅助的无线供电通信网络鲁棒能效最大化算法[J]. *电子与信息学报*, 待发表. doi: [10.11999/JEIT210714](https://doi.org/10.11999/JEIT210714).
- XU Yongjun, GAO Zhengnian, WANG Qianzhu, *et al.* Robust energy efficiency maximization algorithm for intelligent reflecting surface-aided wireless powered-communication networks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, To be published. doi: [10.11999/JEIT210714](https://doi.org/10.11999/JEIT210714).
- [13] H U A N G C h o n g w e n , Z A P P O N E A , ALEXANDROPOULOS G C, *et al.* Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(8): 4157–4170. doi: [10.1109/TWC.2019.2922609](https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2922609).
- [14] ZHOU Xiaobo, YAN Shihao, WU Qingqing, *et al.* Intelligent reflecting surface (IRS)-aided covert wireless communications with delay constraint[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(1): 532–547. doi: [10.1109/TWC.2021.3098099](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3098099).
- [15] WANG Chao, LI Zan, SHI Jia, *et al.* Intelligent reflecting surface-assisted multi-antenna covert communications: Joint active and passive beamforming optimization[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(6): 3984–4000. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3062376](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3062376).
- [16] YAN Shihao, ZHOU Xiangyun, HU Jinsong, *et al.* Low probability of detection communication: Opportunities and challenges[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2019, 26(5): 19–25. doi: [10.1109/MWC.001.1900057](https://doi.org/10.1109/MWC.001.1900057).
- [17] ZHOU Xiaobo, CAI Wenlong, CHEN Riqing, *et al.* Secrecy energy efficiency optimization for MISO SWIPT systems[J]. *Physical Communication*, 2018, 28: 19–27. doi: [10.1016/j.phycom.2018.03.001](https://doi.org/10.1016/j.phycom.2018.03.001).
- [18] WU Qingqing and ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(11): 5394–5409. doi: [10.1109/TWC.2019.2936025](https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2936025).
- [19] ZIONTS S. Programming with linear fractional functionals[J]. *Naval Research Logistics Quarterly*, 1968, 15(3): 449–451. doi: [10.1002/nav.3800150308](https://doi.org/10.1002/nav.3800150308).
- 周小波：男，1984年生，教授，博士生导师，研究方向为无人机通信、智能反射面通信、无线物理层安全和无线隐蔽通信等。
- 于 辉：男，1994年生，硕士生，研究方向为智能反射面通信和无线隐蔽通信。
- 彭 旭：男，1996年生，硕士生，研究方向为无人机通信和无线隐蔽通信。
- 武庆庆：男，1991年生，助理教授，博士生导师，研究方向为智能反射面通信、无人机通信、绿色物联网和机器学习。
- 朱泽德：男，1985年生，副研究员，硕士生导师，研究方向为人工智能与大数据。
- 辜丽川：男，1974年生，教授，博士生导师，研究方向为人工智能与大数据。

责任编辑：余 蓉