

# 噪声不确定时基于波束成形的隐蔽无线通信性能分析

林钰达<sup>1</sup>, 金梁<sup>2</sup>, 周游<sup>2</sup>, 楼洋明<sup>1,2</sup>

(1. 信息工程大学, 河南 郑州 450002; 2. 国家数字交换系统工程技术研究中心, 河南 郑州 450002)

**摘要:** 为了在噪声不确定时实现瑞利衰落环境下的隐蔽无线通信, 采用基于复高斯随机编码和波束成形的下行隐蔽无线通信方案, 重点分析了隐蔽无线通信性能。首先, 利用假设检验理论分析基于该方案通信的隐蔽概率; 然后, 给出并证明非法检测方的最优检测门限, 并进一步得到系统的平均隐蔽概率、连接中断概率和隐蔽吞吐量闭式表达式; 最后, 通过联合设计发射功率和目标隐蔽速率, 实现系统最大隐蔽吞吐量的优化目标, 并给出了基于分步搜索的相应求解算法。仿真结果表明, 波束成形技术能够为隐蔽无线通信带来一定增益; 与考虑合法接收方不受噪声不确定影响的理想情形相比, 考虑合法接收方非理想情形时的隐蔽吞吐量有明显下降, 几乎不受环境基本噪声水平的影响。

**关键词:** 隐蔽无线通信; 噪声不确定; 波束成形; 隐蔽吞吐量

**中图分类号:** TN918.91

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2020137

## Performance analysis of covert wireless communication based on beam forming with noise uncertainty

LIN Yuda<sup>1</sup>, JIN Liang<sup>2</sup>, ZHOU You<sup>2</sup>, LOU Yangming<sup>1,2</sup>

1. Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China

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

**Abstract:** In order to establish covert wireless communication in Rayleigh fading environment with noise uncertainty, a scheme of downlink covert wireless communication based on complex Gaussian random coding and beam forming was adopted, and more importantly, the performance of covert wireless communication was analysed. Firstly, the covert probability of communication was analyzed by using the hypothesis test theory. Secondly, the optimal detection threshold of the illegal detection party was given and proved, and the closed expressions of the average covert probability, connection interruption probability and covert throughput of the system were further obtained. Finally, by jointly designing the transmission power and target covert rate, the optimal goal of the maximum covert throughput of the system was achieved, and the corresponding algorithm based on step search was given. The simulation results show that the beam forming technology could provide some gain for covert wireless communication. Compared with the ideal case in which the legitimate receiver is not affected by the noise uncertainty, the covert throughput in non-ideal case is significantly reduced and almost not affected by the basic noise level of the environment.

**Key words:** covert wireless communication, noise uncertainty, beam forming, covert throughput

收稿日期: 2020-02-26; 修回日期: 2020-04-27

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目(No.2017YFB0801903); 国家自然科学基金资助项目(No.61501516, No.61701538, No.61871404, No.61801435, No.61601514); 国家自然科学基金创新群体资助项目(No.61521003)

**Foundation Items:** The National Key Research and Development Program of China (No.2017YFB0801903), The National Natural Science Foundation of China (No.61501516, No.61701538, No.61871404, No.61801435, No.61601514), The National Natural Science Foundation Innovative Groups Project of China (No.61521003)

## 1 引言

在一些具有高安全等级的特殊无线通信场景中,通信行为的暴露可能会带来难以预估的风险和损失,此时,防止无线信号被第三方非法检测往往比对信息进行加密具有更重要的意义。近年来出现的隐蔽无线通信技术通过运用多种信号处理手段实现敌方低概率检测,使其没有发起窃听、破译和攻击的机会,为解决无线通信隐私保护和安全问题提供了新的思路<sup>[1]</sup>。

隐蔽无线通信的应用可以追溯到扩频通信。扩频通信因其良好的隐蔽性和抗干扰能力被广泛用于安全要求较高的无线通信场景,但其隐蔽优势随着盲检测技术不断成熟而逐渐消失,这说明以扩频通信为典型的隐蔽无线通信在很长一段时间里缺乏深入的理论研究<sup>[2]</sup>。直到 2013 年, Bash 等<sup>[3]</sup>发现了隐蔽无线通信的平方根律,揭示了隐蔽传输的信息理论界限:高斯白噪声(AWGN, additive white Gaussian noise)信道下,发送方经  $n$  次信道使用最多能可靠地传输  $O(\sqrt{n})$  bit 信息至接收方,同时保证被第三方非法检测的概率为任意小,其中  $O(\sqrt{n})$  表示  $\sqrt{n}$  的非紧上界。平方根律的发现掀起了针对隐蔽无线通信的新一轮研究热潮。目前,该领域的研究大致可以分为两类主要方向:第一类是以平方根律为代表的隐蔽无线通信基础理论研究,包括平方根律在各种信道下的研究<sup>[4-7]</sup>、隐蔽码本构造<sup>[8-9]</sup>、隐蔽密钥生成<sup>[10-11]</sup>等;第二类是关于隐蔽无线通信系统的方案设计及性能优化,包括基于干扰的隐蔽无线通信<sup>[12-13]</sup>、通信块长有限的隐蔽无线通信<sup>[14]</sup>以及本文重点关注的噪声不确定时的隐蔽无线通信<sup>[15-17]</sup>等方向。基于相对完备的基础理论,目前的研究更多注重第二类方向。

隐蔽无线通信需要一定的掩体信号,最常见的是无线环境中的背景噪声,由于实际环境中的温度变化、环境变化和量化误差等原因,噪声不确定性几乎无法避免,这为实现隐蔽无线通信提供了便利。文献[15]研究了非法检测方对背景噪声不确定时的平方根律,发现此时 AWGN 信道下  $n$  次信道使用最多可以传输  $O(n)$  bit 信息。文献[16-17]考虑了 AWGN 信道下噪声不确定有界和无界 2 种模型,分别研究了非法检测方性能最差和最优时的隐蔽无线通信系统。一方面,上述文献为了探究系统隐蔽性而只考虑非法检测方受到噪声不确定影响的假

设存在一定局限性,忽视了噪声不确定对合法接收方可靠性能及系统总体性能的影响。另一方面,目前,关于隐蔽无线通信的绝大多数研究都集中在单天线发射机上,关于利用多天线技术辅助实现隐蔽无线通信的研究很少。尽管文献[18]研究了多天线发射机对隐蔽无线通信的影响,并重点对比了集中式多天线系统和分布式多天线系统的隐蔽性能,但其研究基于干扰节点泊松分布的隐蔽网络模型,对于更具一般性的噪声不确定场景,目前,还缺乏针对性的深入研究。

针对上述问题,本文在噪声不确定和瑞利衰落的环境下采用一种基于复高斯随机编码和波束成形的下行隐蔽无线通信传输方案,并重点分析此时的隐蔽无线通信性能。首先,利用假设检验理论分析通信的隐蔽概率。然后,给出并证明了 Willie 最优检测门限,并将求得的平均隐蔽概率、连接中断概率和隐蔽吞吐量闭式表达式分别用于描述系统的隐蔽性、可靠性和总体性能。本文进一步提出了最大隐蔽吞吐量的目标优化问题,并设计了基于分步搜索的最大隐蔽吞吐量求解算法。最后,通过仿真实验,证明了波束成形技术能够为隐蔽无线通信带来一定增益,分析了噪声不确定程度、基本噪声水平、隐蔽性及可靠性要求松紧程度对系统隐蔽吞吐量的影响。

## 2 系统模型

下行隐蔽无线通信系统如图 1 所示。本文考虑一个由合法发送方 Alice、合法接收方 Bob 和非法检测方 Willie 组成的三节点下行隐蔽无线通信系统,其中 Alice 配备  $N_a$  根天线, Bob 和 Willie 均配备单天线,系统通信块长为  $N$ ,即 Alice 在每个通信时隙内最多可进行  $N$  次信道使用。假设 Bob 和 Willie 的接收噪声分别服从独立的复高斯分布,即  $r_z[n] \sim \text{CN}(0, \sigma_z^2)$ ,  $n=1,2,\dots,N$ ,  $z \in \{b,w\}$ ,  $b$  和  $w$  分别代表 Bob 和 Willie。考虑信道为准静态瑞利衰落,且在每个通信时隙内保持不变,即  $h_{az}^i \sim \text{CN}(0,1)$ ,其中  $\mathbf{h}_{az} = \{h_{az}^i\}, i=1,2,\dots,N_a$ 。

### 2.1 噪声不确定模型

不同于隐写术、数字水印等借助于第三方多媒体信息掩体的信息隐藏技术,隐蔽无线通信的掩体一般是背景噪声,此时,Willie 通过对比接收信号与环境背景噪声的偏差来检测 Alice 通信行为的存在。因此,若 Willie 对该背景噪声具有不确定性,

其接收信噪比可能会突然低于信号检测要求的信噪比墙<sup>[19]</sup>，进一步导致其接收机检测性能急剧下降而发生检测错误。

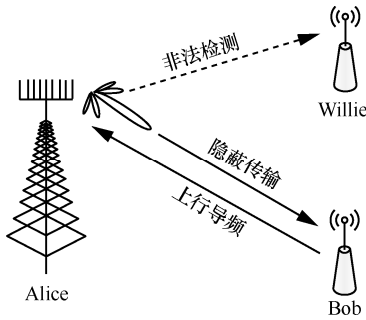


图 1 下行隐蔽无线通信系统示意

在实际环境中，背景噪声源包括热噪声、量化噪声、其他发射节点的聚合干扰等，噪声往往存在不确定性，故本文考虑 Willie 对某一确定噪声功率缺乏确切了解的情形，假设噪声功率  $\sigma_n^2$  服从对数均匀分布<sup>[15,17]</sup>，则其概率密度函数（PDF, probability density function）可表示为

$$f_{\sigma_n^2}(x) = \begin{cases} \frac{1}{2\ln(\rho)x}, & \frac{\sigma_n^2}{\rho} \leq x \leq \rho\sigma_n^2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

其中， $\sigma_n^2$ 、 $\rho$  分别表示基本噪声水平、噪声不确定程度， $\rho > 1$ 。与文献[15-17]仅考虑了 Willie 受噪声不确定影响的理想情形不同，本文假设 Bob 和 Willie 的噪声均具有不确定性，此时噪声不确定性在为通信系统提供隐蔽可能的同时，也会造成通信速率的不稳定。

### 2.2 隐蔽传输方案

实现隐蔽无线通信的关键之一是造成 Willie 接收信号的不确定性，扰乱其正确检测。噪声不确定假设使通信静默时 Willie 接收信号功率具有不确定性，为保证通信发生时 Willie 同样具有不确定性，本文提出了基于复高斯随机编码和波束成形的隐蔽无线通信方案。

1) 复高斯随机编码<sup>[20]</sup>。通信方首先从均值为 0、方差为  $P$  的复高斯分布中提取长度为  $N$  的独立码字集，再将发送信号与其一一映射，即每个通信时隙内所发送的码字  $x[n] \sim \text{CN}(0, P)$ ， $n = 1, 2, \dots, N$ 。假设 Alice 和 Bob 通信之前预享该私密码本，那么即使 Willie 知道码长及码字构造方式，对于具体每个块的信号发射功率  $P$  它仍无法获知。

2) 波束成形设计。低功率接收是实现隐蔽无线通信的另一关键特性，波束成形技术能够将信号能量集中于目标用户，实现非目标用户接收信号的低功率特性。当 Alice 采用基于最大比发送（MRT, maximum ratio transmission）方式的波束成形时，文献[18]证明了发射天线数目  $N_a$  对系统性能无影响，但不可否认的是，MRT 在对抗瑞利衰落的同时，能够有效利用合法信道的随机性和私密性，为隐蔽无线通信带来安全增益。因此，本文采用基于 MRT 的波束成形设计，预编码矩阵为

$$\mathbf{w}_a = \frac{\mathbf{h}_{ab}}{\|\mathbf{h}_{ab}\|} \quad (2)$$

需要注意的是，本文所提隐蔽传输方案需要 Bob 发送导频以便于 Alice 进行信道估计和波束成形设计，因此需要首先解决 Bob 上行导频的隐蔽性问题，目前已有 2 种解决方案：第一种方案基于文献[16-17]的研究，直接将导频信号无差别地视为一般发送信号，借助复高斯编码直接隐藏于具有不确定性的噪声中；第二种方案基于文献[21]的研究，将 Bob 以外其他节点的导频信号作为掩体，隐藏 Bob 的导频信号。基于已有研究成果上行导频的隐蔽性可以得到保障，本文着重分析该系统的下行隐蔽无线通信性能。

### 2.3 非法方假设检验

一般采用假设检验理论分析 Willie 对合法通信行为的检测能力，即 Willie 必须区分假设  $\mathcal{H}_0$  和  $\mathcal{H}_1$  以检测隐蔽通信的存在，其中  $\mathcal{H}_0$  表示 Alice 未进行通信，反之为  $\mathcal{H}_1$ ，则 Willie 的接收信号可表示为

$$y_w[n] = \begin{cases} r_w[n], & \mathcal{H}_0 \\ \sqrt{Pd_{aw}^{-\alpha}} \mathbf{h}_{aw}^H \mathbf{w}_a x[n] + r_w[n], & \mathcal{H}_1 \end{cases} \quad (3)$$

不失一般性地，假设 Willie 无法获知被检测信号的任何先验信息，但有能力对通信时隙完成同步，因此 Willie 采用能量检测法。该方法是一种基于信号能量的非相干盲检测方法，假设检验统计量为每个块内的平均接收功率  $T$ ，则 Willie 的判决准则可表示为

$$T \triangleq \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |y_w[n]|^2 \underset{\mathcal{D}_0}{\overset{\mathcal{D}_1}{\geq}} \nu \quad (4)$$

其中， $\nu$  表示 Willie 设定的检测门限； $\mathcal{D}_0$  和  $\mathcal{D}_1$  分别表示对假设  $\mathcal{H}_0$  和  $\mathcal{H}_1$  的二维判决，Alice 未进行通信为  $\mathcal{D}_0$ ，反之为  $\mathcal{D}_1$ 。那么检测判决的虚警率  $\alpha$  和

漏检率  $\beta$  可表示为

$$\begin{aligned}\alpha &= \mathbb{P}[\mathcal{D}_1 | \mathcal{H}_0] = \mathbb{P}(T > \nu | \mathcal{H}_0) \\ \beta &= \mathbb{P}[\mathcal{D}_0 | \mathcal{H}_1] = \mathbb{P}(T < \nu | \mathcal{H}_1)\end{aligned}\quad (5)$$

由于 Willie 无法获知 Alice 先验传输概率  $\mathbb{P}[\mathcal{H}_0]$  和  $\mathbb{P}[\mathcal{H}_1]$ , 为使其检错概率  $\xi$  最小, 一般假设  $\mathbb{P}[\mathcal{H}_0] = \mathbb{P}[\mathcal{H}_1] = 0.5$ , 则  $\xi$  可表示为

$$\xi = \alpha + \beta \quad (6)$$

显然,  $0 \leq \xi \leq 1$ ,  $\xi$  又称为通信的隐蔽概率。当  $\xi = 0$  时, 表示 Willie 可以无差错地检测到 Alice 的通信行为; 当  $\xi = 1$  时, 表示 Willie 对 Alice 通信行为的检测相当于进行随机猜测与判断, 结果完全不具有说服力。

### 3 隐蔽无线通信系统性能分析及优化

#### 3.1 最优检测性能分析

基于系统的强稳健性设计原则, 本文考虑 Willie 具有最优的检测性能。假设 Willie 能随机抽取部分通信静默时间以获知噪声不确定模型, 但其仍无法获知通信发生时每个块内确切的噪声功率, 此时, Willie 实现最优检测的关键是设置最优的检测门限  $\nu^*$  使其检错概率最小, 下面进行  $\nu^*$  的分析及推导。

与目前该领域绝大部分研究一样, 本文考虑 Willie 所收集信号样本趋于无穷的情形<sup>[22-25]</sup>, 即  $N \rightarrow \infty$ , 则此时  $\xi$  可表示为

$$\xi(\nu, P_w, \sigma_w^2) = \begin{cases} 0 & , \sigma_w^2 \leq \nu \leq P_w + \sigma_w^2 \\ 1 & , \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

其中,  $P_w = Pd_{aw}^{-\alpha} \frac{\mathbf{h}_{aw}^H \mathbf{h}_{ab}}{\|\mathbf{h}_{ab}\|^2}$  表示 Willie 的接收信号功率。由于  $h_{az}^i \sim \text{CN}(0,1)$ , Willie 无法获知每个通信块中  $\mathbf{h}_{aw}$  和  $\mathbf{h}_{ab}$  的准确值, 令  $u = \frac{\mathbf{h}_{aw}^H \mathbf{h}_{ab}}{\|\mathbf{h}_{ab}\|^2}$ , 则  $u$  服从参

数为 1 的指数分布, 其 PDF 为  $f_u(x) = e^{-x}, x > 0$ , 那么  $P_w$  的 PDF 可表示为

$$f_{P_w}(x) = \frac{d_{aw}^\alpha}{P} f_u\left(\frac{d_{aw}^\alpha x}{P}\right) = \frac{d_{aw}^\alpha}{P} \exp\left(-\frac{d_{aw}^\alpha x}{P}\right), x \geq 0 \quad (8)$$

其中,  $\sigma_w^2$  和  $P_w$  分别为对数均匀随机变量和指数随机变量, 进一步由式(7)可知, 对于任一给定的  $\nu$ ,  $\xi$  是一个伯努力随机变量。本文定义平均隐蔽概率

$\bar{\xi}$  为 Willie 通过设置最优检测门限使其检错概率达到的最小均值, 则  $\bar{\xi}$  可表示为

$$\begin{aligned}\bar{\xi}(P) &= \int_0^\infty \min_{\nu > 0} \int_0^\infty \xi(\nu, \sigma_w^2, P_w) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_w}(P_w) dP_w = \\ &= \min_{\nu > 0} \int_0^\infty \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\rho\sigma_n^2} \frac{\xi(\nu, \sigma_w^2, P_w)}{2 \ln(\rho)\sigma_w^2} d\sigma_w^2 \frac{d_{aw}^\alpha}{P} \exp\left(-\frac{d_{aw}^\alpha P_w}{P}\right) dP_w\end{aligned}\quad (9)$$

**定理 1** Willie 最优检测门限为噪声功率波动的上界, 即  $\nu^* = \rho\sigma_n^2$ 。

**证明** 将式(9)改写为

$$\begin{aligned}\bar{\xi}(P) &= \min_{\nu > 0} \int_0^\infty \int_0^\infty \xi(\nu, \sigma_w^2, P_w) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_w}(P_w) dP_w = \\ &= \min_{\nu > 0} \left( \int_0^{\left(\rho-\frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2} \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\rho\sigma_n^2} \frac{\xi(\nu, \sigma_w^2, P_w)}{2 \ln(\rho)\sigma_w^2} d\sigma_w^2 f_{P_w}(P_w) dP_w + \right. \\ &\quad \left. \int_{\left(\rho-\frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2}^\infty \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\rho\sigma_n^2} \frac{\xi(\nu, \sigma_w^2, P_w)}{2 \ln(\rho)\sigma_w^2} d\sigma_w^2 f_{P_w}(P_w) dP_w \right) \geq \\ &= \min_{\nu > 0} \int_0^{\left(\rho-\frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2} \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\rho\sigma_n^2} \frac{\xi(\nu, \sigma_w^2, P_w)}{2 \ln(\rho)\sigma_w^2} d\sigma_w^2 f_{P_w}(P_w) dP_w + \\ &= \min_{\nu > 0} \int_{\left(\rho-\frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2}^\infty \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\rho\sigma_n^2} \frac{\xi(\nu, \sigma_w^2, P_w)}{2 \ln(\rho)\sigma_w^2} d\sigma_w^2 f_{P_w}(P_w) dP_w\end{aligned}\quad (10)$$

为了求得  $\bar{\xi}(P)$  的最小值以及对应最优检验门限  $\nu^*$ , 引入  $\bar{\xi}_1(P)$  和  $\bar{\xi}_2(P)$ 。

$$\bar{\xi}_1(P) = \min_{\nu > 0} \int_{\left(\rho-\frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2}^\infty \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\rho\sigma_n^2} \frac{\xi(\nu, \sigma_w^2, P_w)}{2 \ln(\rho)\sigma_w^2} d\sigma_w^2 f_{P_w}(P_w) dP_w \quad (11)$$

$$\bar{\xi}_2(P) = \min_{\nu > 0} \int_0^{\left(\rho-\frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2} \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\rho\sigma_n^2} \frac{\xi(\nu, \sigma_w^2, P_w)}{2 \ln(\rho)\sigma_w^2} d\sigma_w^2 f_{P_w}(P_w) dP_w \quad (12)$$

则式(10)可表示为

$$\bar{\xi}(P) \geq \bar{\xi}_1(P) + \bar{\xi}_2(P) \quad (13)$$

分别对  $\bar{\xi}_1(P)$  和  $\bar{\xi}_2(P)$  进行分析, 求其最小值和对应最优检测门限  $\nu_1^*$  和  $\nu_2^*$ 。

**情形 1**  $P_w \geq \left(\rho - \frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2$ , 即 Willie 接收信号功率  $P_w$  大于噪声不确定性范围, 如图 2(a)所示。当  $\nu_1 \in \left[\rho\sigma_n^2, P_w + \frac{\sigma_n^2}{\rho}\right]$  时, 有  $\xi(\nu, \sigma_w^2, P_w) \equiv 0$ , 进而  $\bar{\xi}_1(P) = 0$  取得最小值, 因此针对  $\bar{\xi}_1(P)$  设置的最优检测门限  $\nu_1^*$  为区间  $\left[\rho\sigma_n^2, P_w + \frac{\sigma_n^2}{\rho}\right]$  中的任意值。

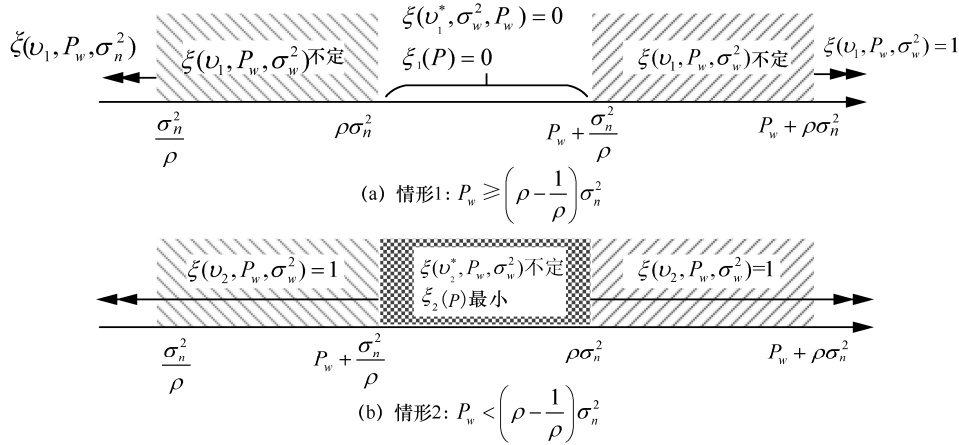


图 2 Willie 最优检测门限设置示意

**情形 2**  $P_w < \left(\rho - \frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2$ ，即 Willie 接收信号功率  $P_w$  小于噪声不确定性范围，如图 2(b)所示。此时 Willie 针对  $\bar{\xi}_2(P)$  设置其检测门限为  $v_2$ ，当

$v_2 \in \left[ P_w + \frac{\sigma_n^2}{\rho}, \rho\sigma_n^2 \right]$  时， $\bar{\xi}_2(P)$  可表示为

$$\bar{\xi}_2(P) = \min_{v>0} \int_0^{\left(\rho - \frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2} \left( \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^v + \int_v^{\rho\sigma_n^2} \right) \frac{\xi(v, \sigma_w^2, P_w)}{2 \ln(\rho)\sigma_w^2} d\sigma_w^2$$

$$d\sigma_w^2 f_{P_w}(P_w) dP_w =$$

$$\min_{v>0} \int_0^{\left(\rho - \frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2} \left( \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^v + \int_v^{\rho\sigma_n^2} \right) \frac{\xi(v, \sigma_w^2, P_w)}{2 \ln(\rho)\sigma_w^2} d\sigma_w^2$$

$$d\sigma_w^2 f_{P_w}(P_w) dP =$$

$$\int_0^{\left(\rho - \frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2} \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\rho\sigma_n^2} \frac{1}{2\sigma_w^2 \ln \rho} d\sigma_w^2 \frac{d_{aw}^\alpha}{P} \exp\left(-\frac{d_{aw}^\alpha P_w}{P}\right) dP_w \quad (14)$$

此时， $\bar{\xi}_2(P)$  取得最小值，因此针对  $\bar{\xi}_2(P)$  设置的最优检测门限  $v_2^*$  为区间  $\left[ P_w + \frac{\sigma_n^2}{\rho}, \rho\sigma_n^2 \right]$  中的任意值。

综合以上 2 种情况， $v_1^* \in \left[ \rho\sigma_n^2, P_w + \frac{\sigma_n^2}{\rho} \right]$ ，

$v_2^* \in \left[ P_w + \frac{\sigma_n^2}{\rho}, \rho\sigma_n^2 \right]$ ，当且仅当  $v_1 = v_2 = \rho\sigma_n^2$  时，

式(13)取得等号， $\bar{\xi}(P)$  取得最小值  $\bar{\xi}_1(P) + \bar{\xi}_2(P)$ ，因此 Willie 最优检测门限为  $v^* = \rho\sigma_n^2$ 。

证毕。

### 3.2 系统隐蔽性、可靠性及总体性能分析

由于噪声不确定和信道衰落对隐蔽概率  $\xi$  的不确定影响，本文用平均隐蔽概率  $\bar{\xi}(P)$  来衡量系统

的隐蔽性。考虑 Willie 具有设置最优检测门限的能力，由定理 1 可知  $v^* = \rho\sigma_n^2$ ，代入式(9)，得到此时  $\bar{\xi}(P)$  的表达式为

$$\begin{aligned} \bar{\xi}(P) &= \bar{\xi}_1(P) + \bar{\xi}_2(P) = \\ &= \int_0^{\left(\rho - \frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2} \int_{P_w + \frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\rho\sigma_n^2} \frac{1}{2\sigma_w^2 \ln \rho} d\sigma_w^2 \frac{d_{aw}^\alpha}{P} \exp\left(-\frac{d_{aw}^\alpha P_w}{P}\right) dP_w = \\ &= \int_0^{\left(\rho - \frac{1}{\rho}\right)\sigma_n^2} \frac{d_{aw}^\alpha}{2P \ln \rho} \exp\left(-\frac{d_{aw}^\alpha P_w}{P}\right) \ln \frac{\rho\sigma_n^2}{P_w + \frac{\sigma_n^2}{\rho}} dP_w \quad (15) \end{aligned}$$

式(15)为非初等函数积分，无法直接求得精确结果，可通过梯形积分法求近似解，也可通过幂级数展开求积分法进一步得到式(16)。

$$\begin{aligned} \bar{\xi}(P) &= 1 - \exp\left(\frac{d_{aw}^\alpha \sigma_n^2}{P\rho}\right) \left[ 1 - \frac{\left(\rho - \frac{1}{\rho}\right) d_{aw}^\alpha \sigma_n^2}{2P \ln \rho} + \frac{1}{2 \ln \rho} \cdot \right. \\ &\quad \left. \sum_{n=2}^{\infty} \frac{(-1)^n \left[ (\rho d_{aw}^\alpha \sigma_n^2)^n - \left(\frac{d_{aw}^\alpha \sigma_n^2}{\rho}\right)^n \right]}{P^n n!} \right] \quad (16) \end{aligned}$$

由于 Bob 侧接收噪声  $\sigma_b^2$  同样具有不确定性，通信速率存在一定程度的上下波动，对于系统设定的目标通信速率  $R$  可能存在不达标情形，因此本文用连接中断概率  $p_{out}$  来测量系统的可靠性能。

$$p_{out}(P, R) = \mathbb{P}\left(\text{lb}\left(1 + \frac{P_b}{\sigma_b^2}\right) < R\right) =$$

$$\mathbb{P}\left(\sigma_b^2 > \frac{P_b}{2^R - 1}\right) = \int_{\frac{P_b}{2^R - 1}}^{\infty} f_{\sigma_b^2}(\sigma_b^2) d\sigma_b^2 \quad (17)$$

其中，Bob 接收信号功率  $P_b = Pd_{ab}^{-\alpha}$ ， $f_{\sigma_b^2}(x)$  为噪声

不确定程度为  $\rho$ 、基本噪声水平为  $\sigma_n^2$  的对数均匀分布 PDF。给定任意  $P$ ，经分类讨论及积分运算，得到  $p_{\text{out}}$  的闭式表达式为

$$p_{\text{out}}(P, R) = \begin{cases} \frac{1}{2 \ln \rho} \ln \left( \frac{d_{ab}^\alpha \rho \sigma_n^2 (2^R - 1)}{P} \right), \text{lb} \left( 1 + \frac{P}{d_{ab}^\alpha \rho \sigma_n^2} \right) < R < \text{lb} \left( 1 + \frac{\rho P}{d_{ab}^\alpha \sigma_n^2} \right) \\ 0, R \leq \text{lb} \left( 1 + \frac{P}{d_{ab}^\alpha \rho \sigma_n^2} \right) \\ 1, R \geq \text{lb} \left( 1 + \frac{\rho P}{d_{ab}^\alpha \sigma_n^2} \right) \end{cases} \quad (18)$$

联合考虑系统的隐蔽性和可靠性，本文采用隐蔽吞吐率  $\eta$  来描述系统的总体性能， $\eta$  定义为

$$\eta = \begin{cases} (1 - p_{\text{out}})R, \bar{\xi}(P) \geq 1 - \epsilon \\ 0, \bar{\xi}(P) < 1 - \epsilon \end{cases} \quad (19)$$

观察发现，隐蔽吞吐率是添加隐蔽性约束限制的通信系统吞吐率，当隐蔽性约束未被满足时其值为 0。

### 3.3 最大隐蔽吞吐率的优化设计

本节的目标是通过联合设计信号发射功率  $P$  和目标隐蔽速率  $R$ ，在满足系统隐蔽性、可靠性及最大发射功率的约束下，实现最大的隐蔽吞吐率  $\eta$ 。优化问题可表示为

$$\max_{P, R} \eta = \max_{P, R} (1 - p_{\text{out}})R \quad (20a)$$

$$\text{s.t. } \bar{\xi}(P) \geq 1 - \epsilon \quad (20b)$$

$$p_{\text{out}}(P, R) \leq \delta \quad (20c)$$

$$P \leq P_{\text{max}} \quad (20d)$$

式(20b)~式(20d)是含 3 个约束条件的二维优化问题，可以直接通过穷举搜索求出最优解，但计算复杂度很高。为精简求解流程，减小计算复杂度，下面先对该优化问题进行分析。

由式(15)、式(18)和式(19)分别给出的  $\bar{\xi}(P)$ 、 $p_{\text{out}}(P, R)$  和  $\eta$  的表达式可得到它们关于  $P$  和  $R$  的单调性，如表 1 所示。

表 1  $\bar{\xi}(P)$ 、 $p_{\text{out}}(P, R)$  和  $\eta$  关于  $P$  和  $R$  的单调性

性能指标	关于 $P$	关于 $R$	关于 $p_{\text{out}}(P, R)$
$\bar{\xi}(P)$	单调递减	相互独立	无
$p_{\text{out}}(P, R)$	单调非增	单调非减	无
$\eta$	单调递增	不确定	单调递减

基于表 1 给出的单调性，优化问题由以下步骤进行求解。

**步骤 1** 求最优发射功率  $P^*$ 。对于任意给定的  $R$ ， $p_{\text{out}}$  关于  $P$  单调非增，而  $\eta$  关于  $p_{\text{out}}$  单调递减，因此  $\eta$  关于  $P$  单调递增，为求得最大的  $\eta$ ， $P^*$  应是满足不等式约束式(20b)和式(20d)的最大发射功率；又由于  $\bar{\xi}(P)$  关于  $P$  单调递减，因此将隐蔽不等式约束式(20b)转化为等式约束，得到  $P^* = \min \{ \bar{\xi}(P^\Delta) = 1 - \epsilon, P_{\text{max}} \}$ 。其中， $P^\Delta$  经式(16)计算化简，由式(21)确定。

$$\exp \left( \frac{d_{aw}^\alpha \sigma_n^2}{P^\Delta \rho} \right) \left[ 1 - \frac{\left( \rho - \frac{1}{\rho} \right) d_{aw}^\alpha \sigma_n^2}{2 P^\Delta \ln \rho} + \frac{1}{2 \ln \rho} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{(-1)^n \left( (\rho d_{aw}^\alpha \sigma_n^2)^n - \left( \frac{d_{aw}^\alpha \sigma_n^2}{\rho} \right)^n \right)}{(P^\Delta)^n n!} \right] = \epsilon \quad (21)$$

**步骤 2** 求最优目标隐蔽速率  $R^*$ 。基于步骤 1 中求得的  $P^*$ ，代入约束式(20c)可得

$$R \leq \text{lb} \left( 1 + \frac{P^* e^{2\delta \ln(\rho)}}{d_{ab}^\alpha \rho \sigma_n^2} \right) \quad (22)$$

$$\text{令 } R_l = \text{lb} \left( 1 + \frac{P^*}{d_{ab}^\alpha \rho \sigma_n^2} \right), R_r = \text{lb} \left( 1 + \frac{P^* e^{2\delta \ln(\rho)}}{d_{ab}^\alpha \rho \sigma_n^2} \right),$$

则  $\eta$  可表示为

$$\eta(R) = \begin{cases} R - \frac{R}{2 \ln \rho} \ln \left( \frac{d_{ab}^\alpha \rho \sigma_n^2 (2^R - 1)}{P^*} \right), R_l < R \leq R_r \\ R, R \leq R_l \\ 0, R > R_r \end{cases} \quad (23)$$

此时， $\eta$  是  $R$  的连续有界函数，因此必定存在  $R^* = \arg \max \eta$ ，进一步可通过穷尽搜法求出最大隐蔽吞吐率  $\eta_{\text{max}} = \eta(R^*)$ 。

基于式(21)无法直接求得  $P^\Delta$  解析表达式，本文设计了搜索算法以得到平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  在可接受误差范围内的最大隐蔽吞吐率  $\eta_{\text{max}}$ 。首先通过单边搜索确定  $\bar{\xi}$  的初步范围，再采用二分搜索算法求得在具体可接受误差范围内的  $\bar{\xi}$  及所对应的  $P^*$ ，然后结合可靠性约束得到隐蔽吞吐率  $\eta(P^*, R)$  表达式，最后通过穷尽搜索求得最大隐蔽吞吐率  $\eta_{\text{max}}$  及所对

应的  $R^*$ 。具体步骤如算法 1 所示。

**算法 1** 最大隐蔽吞吐量搜索算法

输入  $P_{\max}, \epsilon, \delta, d_{ab}, d_{aw}, \alpha, \rho, \sigma_n^2, \sigma_b^2$

输出 最大隐蔽吞吐量  $\text{CovThr}(P^*, R^*)$ ，最优

发射功率  $P^*$ ，最优目标隐蔽速率  $R^*$

1) function  $\text{CovThr}(P_{\max}, \epsilon, \delta, d_{ab}, d_{aw}, \alpha, \rho, \sigma_n^2, \sigma_b^2)$

2) 设置  $\bar{\xi}(P)$  可接受误差  $\tau$  以及搜索初始发射功率  $P_0$

3) if  $|\text{CovPro}(P_0) - \epsilon| \leq \tau$  then  $P^\Delta = P_0$

4) else 单边搜索得到  $P^\Delta$  上下界  $P_u^\Delta$  和  $P_l^\Delta$

5) if  $|\text{CovPro}(P_l^\Delta) - \epsilon| \leq \tau$  then  $P^\Delta = P_l^\Delta$

6) else if  $|\text{CovPro}(P_u^\Delta) - \epsilon| \leq \tau$  then  $P^\Delta = P_u^\Delta$

7) else  $P_m^\Delta = \frac{P_l^\Delta + P_u^\Delta}{2}$

8) while  $|\text{CovPro}(P_m^\Delta) - \epsilon| > \tau$  do

9) 二分搜索得到  $P^\Delta = P_m^\Delta$

10) end while

11) end if

12) end if

13)  $P^* = \min\{P^\Delta, P_{\max}\}$  //求得最优发射功率

14)  $R_l = \text{lb}\left(1 + \frac{P^*}{d_{ab}^\alpha \rho \sigma_n^2}\right)$ ,  $R_r = \text{lb}\left(1 + \frac{P^* e^{2\delta \ln(\rho)}}{d_{ab}^\alpha \rho \sigma_n^2}\right)$ ,

$\Delta = \frac{R_r - R_l}{10^5}$  //设置穷尽搜索的搜索精度

15) for ( $j = 0; j \leq 10^5; j++$ )

16) 穷尽搜索得到最大隐蔽吞吐量  $\eta_{\max}$  和最优

目标隐蔽速率  $R^*$

17) end for

18) return  $\eta_{\max}$

19) end function

20) function  $\text{CovPro}(P)$  //计算平均隐蔽概率

的子函数

$$21) \bar{\xi} = \int_0^{(\rho^{-1})\sigma_n^2} \frac{1}{2Pd_{aw}^\alpha \ln \rho} \exp\left(-\frac{P_w}{Pd_{aw}^\alpha}\right) \ln \frac{\rho \sigma_n^2}{P_w + \frac{\sigma_n^2}{\rho}} dP_w$$

22) return  $\bar{\xi}$

23) end function

### 4 仿真分析

本节通过仿真实验来验证和评估所提方案的性能。为模拟一个具有噪声不确定和瑞利衰落的无线通

信环境，除非特别说明，仿真参数设置如表 2 所示。默认合法及非法双方均受噪声不确定影响的非理想情形，噪声功率服从对数均匀分布；不失一般性，设置节点间距离为 10 m，最大发射功率为 10 dBm，路径损耗指数为 4；为满足系统高隐蔽性的首要性能需求，并兼顾系统中高可靠性的一般性能需求，设置平均隐蔽概率不低于 99%，隐蔽通信中断概率不高于 10%；为满足所设计算法求解的一般需求，设置搜索初始发射功率为 0，平均概率可接受误差为  $10^{-7}$ 。

**表 2** 仿真参数设置

参数	数值
信道模型	瑞利衰落
噪声不确定模型	对数均匀分布 ( $\sigma_n^2 = 0$ , $\rho = 1.5$ )
合法接收方 Bob 情形	受噪声不确定影响的非理想情形
搜索初始发射功率 $P_0$ /dBm	0
最大发射功率 $P_{\max}$ /dBm	10
Alice 与 Bob、Willie 距离 $d_{ab}$ 、 $d_{aw}$ /m	10
路径损耗指数 $\alpha$	4
隐蔽性约束 $\epsilon$	0.01
可靠性约束 $\delta$	0.1
平均隐蔽概率可接受误差 $\tau$	$10^{-7}$

图 3 和图 4 分别给出了不同基本噪声水平  $\sigma_n^2$  下发射功率  $P$  和噪声不确定程度  $\rho$  对平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  的影响。由图 3 可知， $\bar{\xi}$  随  $P$  的增大而单调递减，尤其是在  $\sigma_n^2 = -10$  dBm 时基本噪声水平比较低， $\bar{\xi}$  随  $P$  的增大急剧下降，证明了高隐蔽概率无线通信的低功率特征。

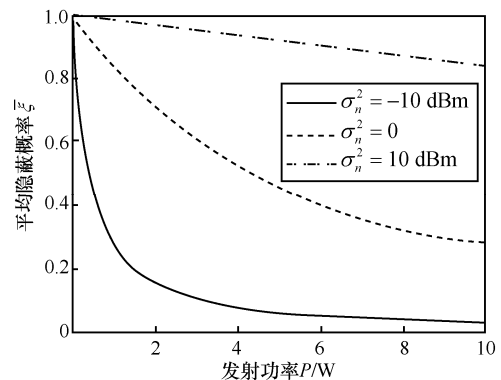


图 3 平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  随发射功率  $P$  的变化

由图 4 可知， $\bar{\xi}$  随  $\rho$  的增大而单调递增，但增速逐渐趋于平缓，说明增大噪声不确定程度能够提升通信平均隐蔽概率。但是过高的  $\rho$  不仅对

提升  $\bar{\xi}$  效果不明显,还会造成合法通信速率波动,可能导致通信中断。此外,图3和图4都表明了,在发射功率和噪声不确定程度确定时,增大基本噪声水平能够提升通信平均隐蔽概率,这是因为高水平噪声是更好的信号掩体,因此更有利于提升系统隐蔽性。

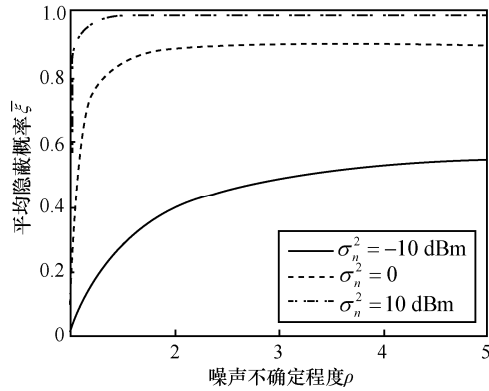
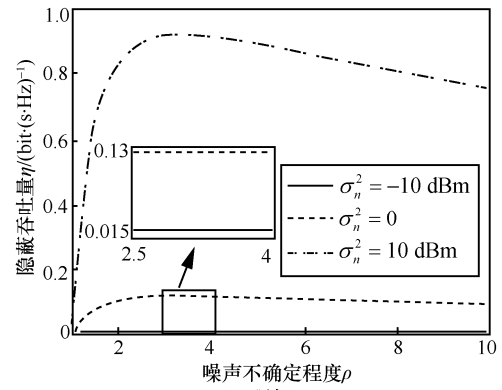
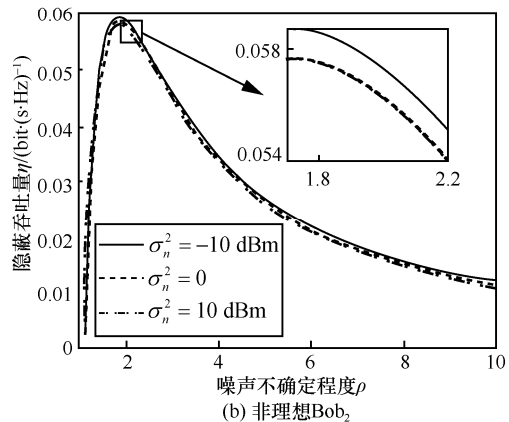


图4 平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  随噪声不确定程度  $\rho$  的变化

基于以上分析,增大噪声不确定程度  $\rho$  和基本噪声水平  $\sigma_n^2$  有利于系统隐蔽性而不利于系统可靠性,其对系统总体性能的影响仍不能确定,因此图5进一步在 Bob 理想与非理想 2 种情形下给出了不同  $\sigma_n^2$  时  $\eta$  随  $\rho$  的变化曲线。其中,图5(a)考虑了 Bob<sub>1</sub> 不受噪声不确定影响的理想情形,此时增大  $\sigma_n^2$  对  $\eta$  的提升效果十分明显,而图5(b)考虑 Bob<sub>2</sub> 和 Willie 一样也受噪声不确定影响的非理想情形,3 条曲线几乎重合,且  $\sigma_n^2 = \sigma_b^2 = 0$  时最大的  $\eta$  数值未达到 0.06,同比理想情形有明显下降,分析原因如下:在理想情形下,提升基本噪声水平只会给 Willie 检测带来影响,为提升系统性能,此时拉大 Bob<sub>1</sub> 与 Willie 间的信噪比差异是提升隐蔽吞吐量的关键因素;而在非理想情形下,提升基本噪声水平对 Willie 检测和合法通信都会有影响,因此隐蔽吞吐量同比理想情形有明显下降,并且由于噪声不确定对系统隐蔽性的增益和对系统可靠性的损耗几乎相抵,最终导致在非理想 Bob<sub>2</sub> 情形下增大基本噪声水平对隐蔽吞吐量基本没有影响,为提升系统性能,此时提升合法接收机设备性能以减小合法接收方受噪声不确定影响成了提升隐蔽吞吐量的关键因素。另外,2 种情形下  $\eta$  都随  $\rho$  的增大而先增后减,这与文献[17]在 AWGN 信道下得到的“ $\eta$  随  $\rho$  的增大而单调递增”结论不同,说明在瑞利信道下存在一个使隐蔽吞吐量最大的最优噪声不确定程度。



(a) 理想 Bob<sub>1</sub>



(b) 非理想 Bob<sub>2</sub>

图5 隐蔽吞吐量  $\eta$  随噪声不确定程度  $\rho$  的变化

为体现本文所提方案中的波束成形技术对隐蔽通信性能的影响,考虑增加 Bob<sub>3</sub> 不使用波束成形的非理想情形进行对比,如图6所示。从图6可看出,无论哪种情形,隐蔽性要求  $\epsilon$  越宽松,隐蔽吞吐量  $\eta$  越大,当  $\epsilon = 0$ ,即要求通信系统达到完美隐蔽,此时隐蔽吞吐量  $\eta = 0$ ,该结果与隐蔽无线通信平方根律所揭示的零隐蔽容量一致;随着  $\epsilon$  不断增大,系统的隐蔽性能逐渐下降,隐蔽吞吐量  $\eta$  也不断向一般的通信吞吐量逼近。另外,通过纵向对比图6中3种情形下的隐蔽吞吐量可以发现,由于忽略噪声不确定对合法接收机的影响,理想 Bob<sub>1</sub> 的  $\eta$  最大;由于未采用波束成形技术对抗衰落信道的影响,非理想 Bob<sub>3</sub> 的  $\eta$  最小。总的来说,采用波束成形技术能够为隐蔽无线通信带来一定增益,但对于设计一个隐蔽无线通信系统而言,还需要在隐蔽性要求和隐蔽吞吐量之间进行折中考虑。

图7为隐蔽吞吐量  $\eta$  在不同情形下关于可靠性要求  $\delta$  的变化曲线。对于理想 Bob<sub>1</sub> 情形,由于忽略噪声不确定对合法接收机的影响,其连接中断概率始终为零,隐蔽吞吐量为一定值。对于非理想 Bob<sub>2</sub> 和 Bob<sub>3</sub> 情形,可靠性要求越严格,隐蔽吞吐量越小,但是与

隐蔽性要求不同, Bob<sub>2</sub> 的隐蔽吞吐量在  $\delta = 0$  时并不为零, 这是因为噪声不确定模型为对数均匀模型, 对于给定的  $\rho$ , 噪声波动范围始终有界, 总存在一个非零目标隐蔽速率  $R$  以达到零连接中断概率, 只要隐蔽性要求不完美, 就能进一步实现正隐蔽吞吐量的无连接中断隐蔽无线通信; 而 Bob<sub>3</sub> 由于未采用波束成形技术对抗衰落信道的影响, 通信始终存在一定的连接中断概率, 因此其隐蔽吞吐量在  $\delta = 0$  时降为零。

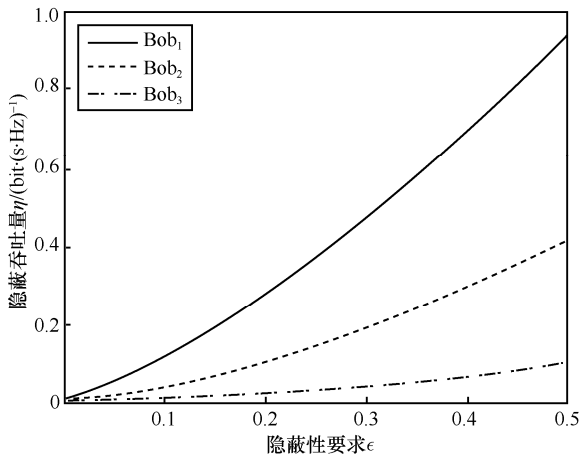


图 6 隐蔽吞吐量  $\eta$  随隐蔽性要求  $\epsilon$  的变化

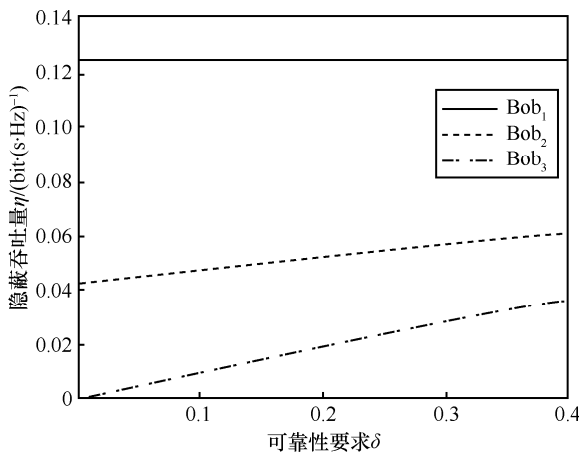


图 7 隐蔽吞吐量  $\eta$  随可靠性要求  $\delta$  的变化

图 8 和图 9 展示了本文所提的最大隐蔽吞吐量搜索算法的收敛性。从图 8 可以看出, 所提算法第一部分关于最优发射功率  $P^*$  的二分搜索的收敛性较好, 当迭代次数仅达到 7 次以上发射功率就已经趋于稳定, 另外, 改变搜索初始发射功率  $P_0$  对迭代次数和收敛性影响很小。从图 9 可以看出, 所提算法第二部分关于最大隐蔽吞吐量  $\eta$  的穷尽搜索与其搜索精度  $\Delta$  无关, 因为在这 3 种仿真参数设置下,  $\eta$  在目标隐蔽速率  $R \in [R_l, R_r]$  区

间是单调递增的, 最大隐蔽吞吐量总是在最优目标隐蔽速率  $R^* = R_r$  时取得, 所以此时与其穷尽搜索精度无关。综合考虑, 所提算法第一部分收敛性较好, 时间复杂度较低, 但是在得到  $P^*$  后  $\eta$  关于  $R$  的单调性和极值无法通过简单的求导分析而直接确定, 因此算法第二部分只能采取穷尽搜索, 显然该部分消耗资源更多, 仍有待将来研究进行进一步优化。

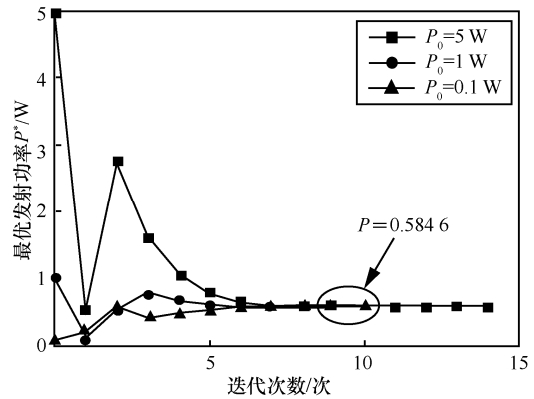


图 8 最优发射功率  $P^*$  随算法迭代次数  $k$  的变化

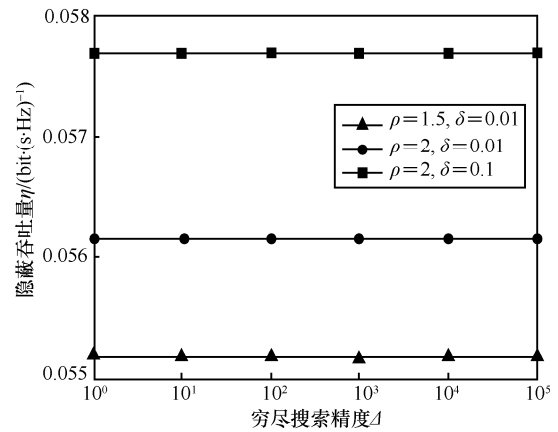


图 9 隐蔽吞吐量  $\eta$  随穷尽搜索精度  $\Delta$  的变化

## 5 结束语

本文在噪声不确定时的瑞利衰落环境下, 采用一种基于复高斯随机编码和波束成形的下行隐蔽无线通信传输方案, 重点分析此时的隐蔽无线通信性能。首先, 在考虑合法接收方也受到噪声不确定影响的非理想情形下, 证明了非法检测方最优检测门限, 推导了系统平均隐蔽概率、连接中断概率和隐蔽吞吐量的闭式表达式。本文进一步提出了最大隐蔽吞吐量的优化问题, 利用各参数间的单调性将不等式约束转化为等式约束, 并设计了基于分步搜

索的最大隐蔽吞吐量算法, 将优化问题分为两步进行求解, 得到了在隐蔽性及可靠性约束下的系统最优发射功率、最优目标隐蔽速率以及最大隐蔽吞吐量。仿真结果验证了所提方案的有效性, 还表明了噪声不确定程度、基本噪声水平、隐蔽性及可靠性要求松紧对隐蔽吞吐量的影响, 所提搜索算法的性能也得到了验证, 但算法的第二部分有待进一步改进和优化。

### 参考文献:

- [1] LIU Z, LIU J, ZENG Y, et al. Covert wireless communications in IoT systems: hiding information in interference[J]. IEEE Wireless Communications, 2018, 25(6): 46-52.
- [2] BASH B A, GOECKEL D, TOWSLEY D, et al. Hiding information in noise: fundamental limits of covert wireless communication[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(12): 26-31.
- [3] BASH B A, GOECKEL D, 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.
- [4] WANG L, WORNELL G W, ZHENG L. Limits of low-probability-of-detection communication over a discrete memoryless channel[C]//2015 IEEE International Symposium on Information Theory. Piscataway: IEEE Press, 2015: 2525-2529.
- [5] BASH B A, GUHA S, GOECKEL D, et al. Quantum noise limited optical communication with low probability of detection[C]//2013 IEEE International Symposium on Information Theory. Piscataway: IEEE Press, 2013: 1715-1719.
- [6] ARUMUGAM K S K, BLOCH M R. Covert communication over a  $k$ -user multiple access channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2019, DOI: 10.1109/TIT.2019.2930484.
- [7] ZHANG Q E, BAKSHI M, JAGGI S. Covert communication over adversarially jammed channels[C]//2018 IEEE Information Theory Workshop. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-5.
- [8] FRÈCHE G, BLOCH M R, BARRET M. Polar codes for covert communications over asynchronous discrete memoryless channels[J]. Entropy, 2018, 20(1): 3.
- [9] KADAMPOT I A, TAHMASBI M, BLOCH M R. Multilevel-coded pulse-position modulation for covert communications[C]//2018 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1864-1868.
- [10] LIN P H, JANDA C R, JORSWIECK E A. Stealthy secret key generation[C]//2017 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing. Piscataway: IEEE Press, 2017: 492-496.
- [11] TAHMASBI M, BLOCH M R. Covert secret key generation with an active warden[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2019, DOI: 10.1109/TIFS.2019.2932906.
- [12] HE B, YAN S, ZHOU X, et al. Covert wireless communication with a Poisson field of interferers[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(9): 6005-6017.
- [13] SHI X, WU D, YUE C, et al. Resource allocation for covert communication in D2D content sharing: a matching game approach[J]. IEEE Access, 2019, DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2919453.
- [14] YAN S, HE B, ZHOU X, et al. Delay-intolerant covert communications with either fixed or random transmit power[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2018, 14(1): 129-140.
- [15] GOECKEL D, BASH B, GUHA S, et al. Covert communications when the warden does not know the background noise power[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 20(2): 236-239.
- [16] LEE S, BAXLEY R J, WEITNAUER M A, et al. Achieving undetectable communication[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2015, 9(7): 1195-1205.
- [17] HE B, YAN S, ZHOU X, et al. On covert communication with noise uncertainty[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(4): 941-944.
- [18] ZHENG T X, WANG H M, 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.
- [19] TANDRA R, SAHAI A. SNR walls for signal detection[J]. IEEE Journal of selected topics in Signal Processing, 2008, 2(1): 4-17.
- [20] SOBERS T V, BASH B A, GUHA S, et al. Covert communication in the presence of an uninformed jammer[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(9): 6193-6206.
- [21] LU X B, YANG W W, CAI Y M, et al. Proactive eavesdropping via covert pilot spoofing attack in multi-antenna systems[J]. IEEE Access, 2019, DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2948078.
- [22] HU J, YAN S, ZHOU X, et al. Covert communication achieved by a greedy relay in wireless networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(7): 4766-4779.
- [23] SHEIKHOLESAMI A, GHADERI M, TOWSLEY D, et al. Multi-hop routing in covert wireless networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(6): 3656-3669.
- [24] WANG J, TANG W, ZHU Q, et al. Covert communication with the help of relay and channel uncertainty[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2018, 8(1): 317-320.
- [25] ZHOU X, YAN S, HU J, 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.

### [作者简介]



林钰达 (1994—), 男, 浙江杭州人, 信息工程大学博士生, 主要研究方向为隐蔽无线通信、物理层安全。

金梁 (1969—), 男, 浙江上虞人, 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, 主要研究方向为移动通信技术、物理层安全、阵列信号处理等。

周游 (1986—), 男, 安徽合肥人, 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移动通信。

楼洋明 (1991—), 男, 浙江义乌人, 信息工程大学博士生、国家数字交换系统工程技术研究中心助理研究员, 主要研究方向为信息论、物理层安全。