

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2209561

## 瑞利衰落下车载辅助低检测概率通信研究\*

朱晓敏 田文 刘光杰 胡静雯 戴跃伟  
(南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044)

**摘要:** 随着第5代无线通信技术的高速发展,无线通信广播特性带来生活便利的同时也使得通信过程存在被非法用户拦截和窃听的风险。为了保护信息传输过程,低检测概率通信自提出以来逐渐受到学界和产业界的关注。与传统固定干扰辅助低检测概率通信不同,移动干扰辅助能够大幅提升低检测概率通信的场景适应性,论文建立了一种基于车载移动干扰辅助的低检测概率通信模型,并在瑞利衰落信道下使用波束成形技术,分析低检测概率通信性能。首先利用假设检验分析检测方检错概率并以此获得最优检测阈值;然后根据最优检测阈值分情况求解模型的平均隐蔽概率进而推导出中断概率的表达式;最后以隐蔽吞吐量为优化目标设计优化算法。仿真结果表明相比于固定干扰,采用车载移动干扰对低检测概率通信性能有所提升。

**关键词:** 低检测概率通信;车载移动干扰;瑞利衰落;波束成形

**中图分类号:** TN918.91 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

## Research on vehicle-assisted low probability of detection communication under Rayleigh fading

Zhu Xiaomin Tian Wen Liu Guangjie Hu Jingwen Dai Yuewei

(College of Electrical &amp; Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

**Abstract:** With the rapid development of the 5th generation wireless communication technology, the broadcast features of wireless communication bring convenience to life, but also make the communication process has the risk of being intercepted and eavesdropped by illegal users. In order to protect the information transmission process, low probability of detection communication gradually attracts the attention of academia and industry. Different from the traditional fixed jammer assisted low probability of detection communication, mobile jammer assisted can greatly improve the scene adaptability of low probability of detection communication. This paper establishes a low probability of detection communication model based on vehicle-mounted mobile jammer, and uses beamforming technology to analyze the performance of low probability of detection communication in Rayleigh fading channel. Firstly, the error probability of test side is analyzed by hypothesis test and the optimal detection threshold is obtained. Then the average concealment probability of the model is solved according to the optimal detection threshold and the expression of interrupt probability is deduced. Finally, the optimization algorithm is designed with covert throughput as the optimization objective. Simulation results show that compared with fixed jammer, the performance of low probability of detection communication is improved by using vehicle-mounted mobile jammer.

**Keywords:** low probability of detection communication; vehicle-mounted mobile jammer; Rayleigh fading; beamforming

## 0 引言

近年来,以5G为代表的无线通信技术蓬勃发展,创造了更加便利的通信生活。然而由于无线电的广播特性,传输信号易遭受非法方的窃听,如何保障无线网络的安全逐

渐受到学界的重视。基于现今计算机性能的快速发展,传统加密技术面临着容易被破解的问题<sup>[1]</sup>。而物理层安全技术<sup>[2]</sup>的传输活动可能会暴露终端的位置。为了保护信息传输过程,具有极高的安全性和隐蔽性的低检测概率通信(low probability of detection, LPD)实现了蓬勃发展。

收稿日期:2022-04-11

\* 基金项目:国家自然科学基金(U21B2003,U1836104,61801073,62072250)、国家重点研发计划项目(2021QY0700)、南京信息工程大学科研启动经费(2022r068)资助

LPD 通信可以实现合法方之间的隐蔽信息传输,防止通信信号被窃听者发现。Bash 等<sup>[3]</sup>证明了 LPD 通信的平方根定律,表明在加性高斯白噪声(additive white gaussian noise, AWGN)信道下,隐蔽通信双方在  $n$  次信道使用中最多传输  $O(\sqrt{n})$  比特信息。文献[4-5]分别研究了二进制对称信道及离散无记忆信道下隐蔽通信的理论极限。

在此基础上,学者们通过引入各类不确定性来削弱非法方的检测性能。Abdelaziz 等<sup>[6]</sup>证明了通信时隙不确定时系统的隐蔽容量。Shahzad 和王旭等<sup>[7-8]</sup>研究了当各个节点对信道估计不确定时的隐蔽通信。Dennis 和林钰达等<sup>[9-10]</sup>通过非法检测方对环境噪声功率的不确定性来完成合法双方之间隐私信息的传输。

此外还可以通过引入中继节点来实现通信双方的远距离信息传输。Hu 等<sup>[11]</sup>研究了在放大转发单向中继网络中,当中继节点也以一定概率向接收方传输隐蔽信息时系统的隐蔽性能。Su 等<sup>[12]</sup>证明了按照中继到接收方的信道系数选取最佳中继的情况下的最优隐蔽传输速率。

无线通信网络还可以加入人工噪声对检测方进行干扰。Shu 等<sup>[13]</sup>考虑了接收方发送人工噪声干扰检测方的检测。文献[14-18]通过引入干扰节点发送干扰信号对检测者施加干扰。Sobers 等<sup>[14]</sup>证明了在位置固定的未知干扰机辅助下合法方可以实现正速率的隐蔽通信。Li 等<sup>[15]</sup>研究了具有友好干扰的隐蔽非正交多址车载通信,设计了一个有效隐蔽速率最大化算法。Shmuel 等<sup>[16]</sup>引入位置固定的多天线干扰机,制定了干扰机的最优传输策略以最大化隐蔽速率。Huang 等<sup>[17]</sup>研究了在友好干扰辅助下单个发送方和多个接收方之间的隐蔽通信,通过最优功率分配实现有效速率之和的最大化。胡静雯等<sup>[18]</sup>研究了无人机辅助的 LPD 通信。从上述文献中可以看出当前研究中很多干扰是固定基站的,缺乏灵活性,遇到障碍有影响。所以我们打算引入车载移动干扰来辅助 LPD 通信,可以规避部分障碍。

在瑞利衰落场景下,孙得娣等<sup>[19]</sup>研究了两种瑞利衰落信道模型。臧鹏<sup>[20]</sup>研究了无线信道的多径衰落问题。Zheng 等<sup>[21]</sup>证明了运用最大比值传输(maximum ratio transmission, MRT)的发送方案,既可以抵抗瑞利衰落的影响又可以保护隐蔽通信的传输。

基于上述背景,本文主要研究分析瑞利衰落场景下车载移动干扰辅助的 LPD 通信性能。主要贡献总结如下:

1) 不同于传统固定干扰辅助的 LPD 通信,首次将车载移动干扰引入 LPD 通信建模中,通过使用波束成形技术,引入友好的无人车干扰器,使得检测方处产生新的噪声不确定性,协助合法通信双方之间的隐蔽传输。

2) 引入瑞利衰落信道来描述 LPD 通信模型,具体来说,当建筑物密集或存在障碍物时,通信双方之间将缺少直射路径,AWGN 信道衰弱模型无法模拟此过程,因此瑞利衰落更符合实际信道环境。

3) 在隐蔽性、可靠性和最大发射功率约束下,提出了一

种针对隐蔽吞吐量的优化算法,该算法能够帮助通信方获得最大的隐蔽吞吐量。

本文其余部分构造如下:第一节介绍模型构建和检测方的假设检验。第二节分析 LPD 通信的性能,设计了隐蔽吞吐量的优化算法。第三节进行仿真实验,验证分析该 LPD 通信模型性能。最后第四节得出结论。

## 1 系统模型

### 1.1 模型构建及假设

如图 1 所示,本文构建了一个 LPD 通信模型,包含发送方 Alice、接收方 Bob、车载移动干扰 Jammer 和检测方 Willie。假设通信双方之间使用预先分配的频谱,而 Willie 尝试检测合法收发对之间通信的存在。此外,干扰器 Jammer 通过发送人工噪声从而在 Willie 处产生噪声不确定性,以保护合法传输。考虑 Alice 具有  $N_a$  根天线,而 Bob、Willie 和无人车干扰器 Jammer 都具有单天线。假设通信块长为  $N$ ,各信道环境噪声服从独立的复高斯分布,分别为  $n_b[n] \sim CN(0, \sigma_b^2)$ ,  $n_w[n] \sim CN(0, \sigma_w^2)$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ 。各信道均服从瑞利衰落,且在各个通信时隙内不变,其中  $h_{am}^i \sim CN(0, 1)$ ,  $\mathbf{h}_{am} = \{h_{am}^i\}$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_a$ ,  $m \in \{b, w\}$ ;  $h_{aw} \sim CN(0, \theta_{aw}^2)$ ,  $h_{ab} \sim CN(0, \theta_{ab}^2)$ 。

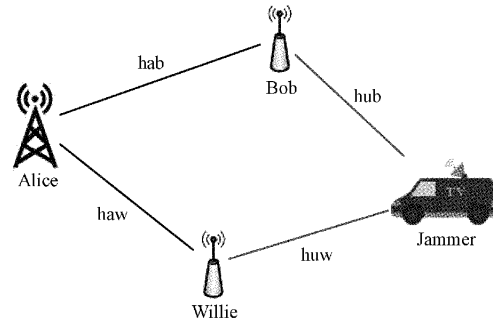


图 1 车载移动干扰辅助的 LPD 通信模型

假设通信过程发生在时间段  $T$  内,时间段  $T$  中包含  $J$  个连续时隙。假设 Alice、Bob 和 Willie 位置静止不动,而无人车 Jammer 在时间段  $T$  内以速度  $v$  作匀速运动。所有节点的位置都以坐标表示,如  $s_i = (x_i, y_i, z_i)$ 。因此,Alice 到 Bob 的距离表示为  $d_{ab} = \|s_a - s_b\|_2$ , Alice 到 Willie 的距离表示为  $d_{aw} = \|s_a - s_w\|_2$ 。不失一般性,假设无人车的移动路径随机。如图 2 所示,在第  $j$  个时隙 ( $j = 1, 2, \dots, J$ ),无人车 Jammer 到 Willie 的距离表示为  $d_{uj}[j]$ ,其满足:

$$\begin{aligned} d_{uj}[j] &\geq d_{uj}[j-1] - vt = \|s_u[j-1] - s_w\|_2 - vt \\ d_{uj}[j] &\leq d_{uj}[j-1] + vt = \|s_u[j-1] - s_w\|_2 + vt \end{aligned} \quad (1)$$

其中,  $t = T/J$ 。同样地,  $d_{ab}[j]$  也有类似的约束条件。

假设 Alice 发射功率为  $P$ ,在时隙  $j$  期间与 Bob 进行通信,  $j = 1, 2, \dots, J$ 。根据自由空间路径损耗模型,任意

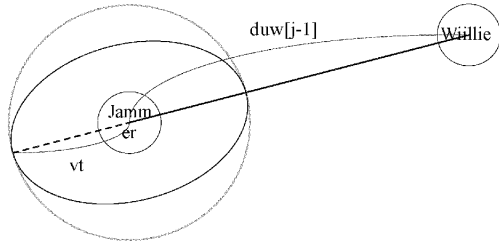


图 2 干扰与 Willie 距离的约束

节点接收到的信号功率与  $d^\alpha$  成反比, 其中  $d$  为节点之间的距离,  $\alpha$  为路径损耗指数。因此 Bob 或 Willie 接收到的发送方信号功率满足  $P_b \propto Pd_{ab}^{-\alpha}$ ,  $P_w \propto Pd_{aw}^{-\alpha}$ 。

假设 Willie 的信道环境噪声存在不确定性, 即在  $[\frac{1}{\rho}\sigma_w^2, \rho\sigma_w^2]$  范围内, 其中  $\sigma_w^2$  为 Willie 处的真实环境噪声功率,  $\rho$  是不确定性参数。此外, 干扰器可以发射功率为  $P_u[j]$  的干扰信号, 使得 Willie 处噪声功率的不确定性进一步复杂化。

LPD 通信重点在于使检测方尽可能检测不到合法通信的传输过程, 通过引入环境噪声和无人车干扰器使其接收信号产生不确定性, 从而保护隐蔽通信。与此同时, Willie 处的低功率接收同样重要。为了使信号定向传输, 发送方采用波束成形技术, 通过将无线信号能量指向特定目标, 即可实现非法方接收信号功率的降低。本文设计使用基于 MRT 的波束成形技术<sup>[21]</sup>, 其预编码矩阵为  $w_a = \frac{h_{ab}}{\|h_{ab}\|}$ 。

## 1.2 Willie 的假设检验

Willie 对接收到的信号进行假设检验, 以确定检测对象是否正在通信。因此检测方需要辨别如下两种信号假设:

$$\begin{cases} H_0: y_w[j, n] = \sqrt{P_u d_{uw}^{-\alpha}} h_{uw} v[j, n] + n_w[j, n] \\ H_1: y_w[j, n] = \sqrt{P_u d_{uw}^{-\alpha}} h_{uw}^H w_a x[j, n] + \sqrt{P_u d_{uw}^{-\alpha}} h_{uw} v[j, n] + n_w[j, n] \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $y_w[j, n]$  为时隙  $j$  期间第  $n$  次采样的 Willie 的接收信号,  $H_0$  对应于 Alice 未传输的情况,  $H_1$  对应于 Alice 正在传输的情况。

当 Willie 使用辐射计即功率探测器时, 测试统计量为每个时隙内的平均接收功率  $T_w$ , 检测方判决标准为

$$T_w = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_w[j, n]|^2 \underset{D_1}{\overset{D_0}{\mathcal{L}}} \tau \quad (3)$$

其中,  $\tau$  为检测阈值,  $D_0$  和  $D_1$  分别为判断 Alice 是否传输的二维判决。

$P_{FA} = P(D_1 | H_0)$  为虚警概率,  $P_{MD} = P(D_0 | H_1)$  为漏检概率。假设 Willie 使用具有相同先验概率的经典假设检验, 则 Willie 的检测错误概率, 也就是隐蔽概率为  $\xi = P_{FA} + P_{MD}$ 。当  $\xi = P_{FA} + P_{MD} \geq 1 - \epsilon, \epsilon > 0$ , 合法通信方之间可以实现隐蔽通信。对于检测方来说, 它的目标是使检错概率最小, 即实现隐蔽概率的最小化。

## 2 性能分析及优化

### 2.1 Willie 的最优检测性能

为使 LPD 通信模型具有更好的稳定性, 考虑对检测方有利的情况, 即从 Willie 的角度选定阈值  $\tau$  使其检测性能最优。假设 Willie 窃听到的样本信号接近无穷大, 此时隐蔽概率  $\xi$  为:

$$\xi(\tau, P_w, \sigma_w^2, P_j) = \begin{cases} 0, & \sigma_w^2 + P_j \leq \tau \leq \sigma_w^2 + P_j + P_w \\ 1, & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

其中,  $P_w = Pd_{aw}^{-\alpha} \frac{h_{aw}^H h_{ab}}{\|h_{ab}\|^2}$  为 Willie 处接收到的发送方信号功率,  $P_j = \frac{P_u}{d_{uw}^\alpha} |h_{uw}|^2$  为检测方处的干扰功率,  $\sigma_w^2$  为环境噪声功率。

考虑实际环境中检测方对环境噪声功率不完全了解, 假设信道环境噪声功率  $\sigma_m^2, m \in \{b, w\}$ , 服从对数均匀分布<sup>[22]</sup>, 那么它的概率密度函数(probability density function, PDF)为

$$f_{\sigma_m^2}(x) = \begin{cases} \frac{1}{2\ln(\rho)x}, & \frac{\sigma_n^2}{\rho} \leq x \leq \rho\sigma_n^2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $\sigma_n^2$  为基本噪声水平,  $\rho$  为噪声不确定度,  $\rho > 1$ 。

因为  $h_{am}^i \sim CN(0, 1)$ , Willie 不能准确知晓各个时隙中的  $h_{aw}$  和  $h_{ab}$ 。令  $u = \frac{h_{aw}^H h_{ab}}{\|h_{ab}\|^2}$ , 则  $u$  服从 PDF 为  $f_u(x) = e^{-x}, x > 0$  的指数分布, 则  $P_w$  的 PDF 为

$$f_{P_w}(x) = \frac{d_{aw}^\alpha}{P} f_u\left(\frac{d_{aw}^\alpha x}{P}\right) = \frac{d_{aw}^\alpha}{P} \exp\left(-\frac{d_{aw}^\alpha x}{P}\right), x > 0 \quad (6)$$

假设  $\frac{P_u}{d_{uw}^\alpha}$  服从均匀分布,  $\frac{P_u}{d_{uw}^\alpha} \in \left[\frac{P_u}{(d_{uw}^{\max})^\alpha}, \frac{P_u}{(d_{uw}^{\min})^\alpha}\right]$ , 其 PDF 为  $f_{\frac{P_u}{d_{uw}^\alpha}}(x) = \begin{cases} \frac{1}{\frac{P_u}{(d_{uw}^{\min})^\alpha} - \frac{P_u}{(d_{uw}^{\max})^\alpha}}, & \frac{P_u}{(d_{uw}^{\max})^\alpha} \leq x \leq \frac{P_u}{(d_{uw}^{\min})^\alpha} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$ ;

又  $h_{uw} \sim CN(0, \theta_{uw}^2)$ , 则  $|h_{uw}|^2$  的 PDF 为  $f_{|h_{uw}|^2}(x) = \frac{1}{\theta_{uw}^2} \exp\left(-\frac{x}{\theta_{uw}^2}\right), x > 0$ , 所以  $P_j = \frac{P_u}{d_{uw}^\alpha} |h_{uw}|^2$  的 PDF 为:

$$\begin{aligned} f_{P_j}(z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|x|} f_{\frac{P_u}{d_{uw}^\alpha}}\left(\frac{z}{x}\right) f_{|h_{uw}|^2}(x) dx = \\ &= \int_{\frac{(d_{uw}^{\max})^\alpha z}{P_u}}^{\frac{(d_{uw}^{\min})^\alpha z}{P_u}} \frac{1}{x} \frac{1}{\frac{P_u}{(d_{uw}^{\min})^\alpha} - \frac{P_u}{(d_{uw}^{\max})^\alpha}} \frac{1}{\theta_{uw}^2} \exp\left(-\frac{x}{\theta_{uw}^2}\right) dx, z > 0 = \\ &= \frac{1}{\frac{P_u}{(d_{uw}^{\min})^\alpha} - \frac{P_u}{(d_{uw}^{\max})^\alpha}} \frac{1}{\theta_{uw}^2} \int_{\frac{(d_{uw}^{\min})^\alpha z}{P_u}}^{\frac{(d_{uw}^{\max})^\alpha z}{P_u}} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\theta_{uw}^2}\right) dx, z > 0 \quad (7) \end{aligned}$$

由式(4)可知,对给定的阈值  $\tau$ ,  $\xi$  为伯努利随机变量。同时可以看出隐蔽概率受接收到的 Alice 功率、背景噪声功率、干扰功率三方的共同影响。然而由于在不同通信时

隙内,信道衰落系数是随机的,所以转为分析平均隐蔽概率。在检测方阈值最优的情况下,平均隐蔽概率  $\xi$  为当满足检测方检测错误概率最小时的均值,则其表达式为:

$$\bar{\xi}(P) = \min_{\tau > 0} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \xi(\tau, P_w, \sigma_w^2, P_j) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_j}(P_j) dP_j f_{P_w}(P_w) dP_w =$$

$$\min_{\tau > 0} \int_0^{\infty} \int_0^{\frac{\rho \sigma_n^2}{\rho - 1}} \xi(\tau, P_w, \sigma_w^2, P_j) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_j}(P_j) dP_j f_{P_w}(P_w) dP_w \quad (8)$$

为使 Willie 的检测机能最优,需要找出其最佳的检测阈值  $\tau^*$ , 从而实现它的检错概率最小化。

证明:令  $P_s = (\rho - \frac{1}{\rho})\sigma_n^2 + (P_j^{\max} - P_j^{\min})$ , 则

定理 1 Willie 的最优检测阈值为  $\tau^* = \rho\sigma_n^2 + P_j^{\max}$ 。

$$\bar{\xi}(P) = \min_{\tau > 0} \left( \int_0^{P_s} + \int_{P_s}^{\infty} \right) \int_0^{\frac{\rho \sigma_n^2}{\rho - 1}} \xi(\tau, P_w, \sigma_w^2, P_j) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_j}(P_j) dP_j f_{P_w}(P_w) dP_w \geq$$

$$\min_{\tau > 0} \int_0^{P_s} \int_0^{\frac{\rho \sigma_n^2}{\rho - 1}} \xi(\tau, P_w, \sigma_w^2, P_j) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_j}(P_j) dP_j f_{P_w}(P_w) dP_w +$$

$$\min_{\tau > 0} \int_{P_s}^{\infty} \int_0^{\frac{\rho \sigma_n^2}{\rho - 1}} \xi(\tau, P_w, \sigma_w^2, P_j) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_j}(P_j) dP_j f_{P_w}(P_w) dP_w \quad (9)$$

令

$$\bar{\xi}_1(P) = \min_{\tau > 0} \int_{P_s}^{\infty} \int_0^{\frac{\rho \sigma_n^2}{\rho - 1}} \xi(\tau, P_w, \sigma_w^2, P_j) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_j}(P_j) dP_j f_{P_w}(P_w) dP_w \quad (10)$$

$$\bar{\xi}_2(P) = \min_{\tau > 0} \int_0^{P_s} \int_0^{\frac{\rho \sigma_n^2}{\rho - 1}} \xi(\tau, P_w, \sigma_w^2, P_j) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_j}(P_j) dP_j f_{P_w}(P_w) dP_w \quad (11)$$

则式(9)可化简为:

$$\bar{\xi}(P) \geq \bar{\xi}_1(P) + \bar{\xi}_2(P) \quad (12)$$

为求  $\bar{\xi}(P)$  的最小值及其对应的最优检测阈值  $\tau^*$ , 通过对  $\bar{\xi}_1(P)$  和  $\bar{\xi}_2(P)$  进行分析,分别求出它们的最小值和对应最优检测阈值  $\tau_1^*$  和  $\tau_2^*$ 。

1)  $P_w \geq P_s = (\rho - \frac{1}{\rho})\sigma_n^2 + (P_j^{\max} - P_j^{\min})$ , 即  $P_w$  大于噪声不确定性范围。此时 Willie 的检测阈值为  $\tau_1$ , 如图 3(a) 所示,  $\tau_1 \in [\rho\sigma_n^2 + P_j^{\max}, P_w + \frac{1}{\rho}\sigma_n^2 + P_j^{\min}]$ , 有

$\xi(\tau_1, P_w, \sigma_w^2, P_j) \equiv 0$ , 则  $\bar{\xi}_1(P)$  取最小值 0。因此最优检测阈值  $\tau_1^*$  可以取区间  $[\rho\sigma_n^2 + P_j^{\max}, P_w + \frac{1}{\rho}\sigma_n^2 + P_j^{\min}]$  的任意值。

2)  $P_w < P_s = (\rho - \frac{1}{\rho})\sigma_n^2 + (P_j^{\max} - P_j^{\min})$ , 即  $P_w$  小

于噪声不确定性范围。此时 Willie 的检测阈值为  $\tau_2$ , 如图 3(b) 所示,  $\tau_2 \in [P_w + \frac{1}{\rho}\sigma_n^2 + P_j^{\min}, \rho\sigma_n^2 + P_j^{\max}]$ ,  $\bar{\xi}_2(P)$  表示为

$$\bar{\xi}_2(P) = \min_{\tau > 0} \int_0^{P_s} \int_0^{\frac{\rho \sigma_n^2}{\rho - 1}} \xi(\tau_2, P_w, \sigma_w^2, P_j) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_j}(P_j) dP_j f_{P_w}(P_w) dP_w =$$

$$\int_0^{P_s} \int_{P_j^{\min}}^{P_j^{\max}} \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\frac{\rho \sigma_n^2}{\rho - 1}} \xi(\tau_2, P_w, \sigma_w^2, P_j) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_j}(P_j) dP_j f_{P_w}(P_w) dP_w \quad (13)$$

$\xi_2(P)$  取得最小值。因此最优检测阈值  $\tau_2^*$  可以取区间  $[P_w + \frac{1}{\rho}\sigma_n^2 + P_j^{\min}, \rho\sigma_n^2 + P_j^{\max}]$  的任意值。

综上所述,当且仅当  $\tau_1 = \tau_2 = \rho\sigma_n^2 + P_j^{\max}$ ,  $\bar{\xi}(P) \geq \bar{\xi}_1(P) + \bar{\xi}_2(P)$  取等,则 Willie 最佳的检测阈值  $\tau^* = \rho\sigma_n^2 + P_j^{\max}$ 。

### 2.2 隐蔽性分析

考虑到环境噪声和车载移动干扰的干扰信号对隐蔽概率  $\xi$  的影响,用平均隐蔽概率  $\bar{\xi}(P)$  反映该 LPD 通信模型的隐蔽性。当 Willie 具有最优检测阈值,即  $\tau^* = \rho\sigma_n^2 + P_j^{\max}$ , 则  $\xi(P)$  表达式为:

$$\bar{\xi}(P) = \bar{\xi}_1(P) + \bar{\xi}_2(P) = \int_0^{P_s} \int_{P_j^{\min}}^{P_j^{\max}} \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\frac{\rho \sigma_n^2}{\rho - 1}} \xi(\tau^*, P_w, \sigma_w^2, P_j) f_{\sigma_w^2}(\sigma_w^2) d\sigma_w^2 f_{P_j}(P_j) dP_j f_{P_w}(P_w) dP_w =$$

$$\int_0^{P_s} \int_D \frac{1}{2 \ln(\rho) \sigma_w^2} \left( \frac{1}{(d_{uw}^{\min})^2} - \frac{1}{(d_{uw}^{\max})^2} \right) \frac{1}{\theta_{uw}^2} \int_{\frac{1}{\rho}\sigma_n^2}^{\frac{\rho \sigma_n^2}{\rho - 1}} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\theta_{uw}^2}\right) dx \Bigg) \frac{d_{aw}^a}{P} \exp\left(-\frac{d_{aw}^a P_w}{P}\right) d\sigma_w^2 dP_j dP_w \quad (14)$$

其中,  $D$  在  $(\sigma_w^2, P_j)$  平面上满足

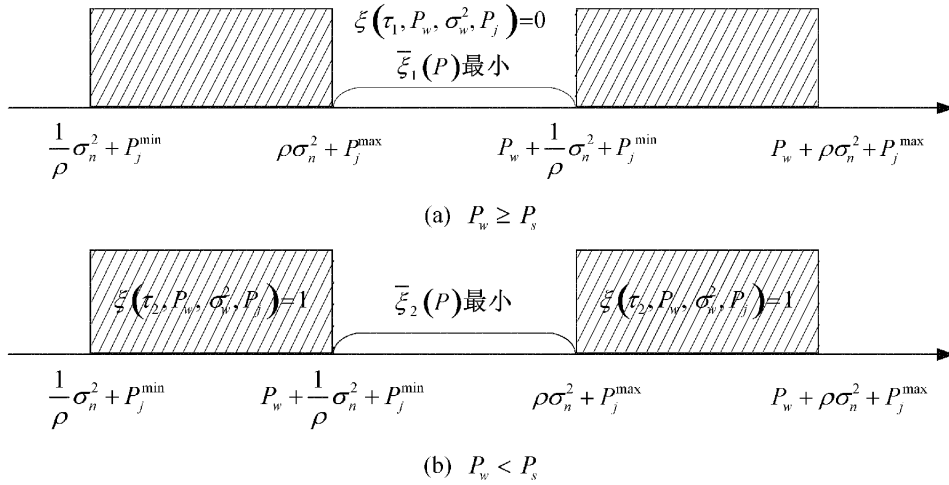


图 3 Willie 最优检测阈值的设置

$$\begin{cases} \frac{1}{\rho} \sigma_n^2 \leq \sigma_w^2 \leq \rho \sigma_n^2 \\ P_j^{\min} \leq P_j \leq P_j^{\max} \\ P_w + \frac{1}{\rho} \sigma_n^2 + P_j^{\min} \leq \sigma_w^2 + P_j \leq \rho \sigma_n^2 + P_j^{\max} \end{cases} \quad (15)$$

分为 3 种情况。直线  $L$  过点  $(\rho \sigma_n^2, P_j^{\min})$  时,  $P_w = \rho \sigma_n^2 - \frac{1}{\rho} \sigma_n^2$ ; 过点  $(\frac{1}{\rho} \sigma_n^2, P_j^{\max})$  时,  $P_w = P_j^{\max} - P_j^{\min}$ 。

且  $\xi(\tau^*, P_w, \sigma_w^2, P_j) = 1$ 。  
考虑干扰信号对 Willie 的影响大于环境噪声的影响, 经过分类讨论来求解平均隐蔽概率。如图 4 所示, 直线  $L$  从起始点  $(\frac{1}{\rho} \sigma_n^2, P_j^{\min})$  处向上移动, 划分的积分区域  $D$  可

1) 如图 4(a) 所示, 直线  $L$  从点  $(\frac{1}{\rho} \sigma_n^2, P_j^{\min})$  起与积分区域  $D$  相交, 向上移动至与直线  $P_j = P_j^{\min}$  交于点  $(\frac{1}{\rho} \sigma_n^2 + P_w, P_j^{\min})$ , 则:

$$\begin{aligned} \bar{\xi}_a(P) &= \int_0^{\rho \sigma_n^2 - \frac{1}{\rho} \sigma_n^2} \int_{\frac{1}{\rho} \sigma_n^2 + P_w}^{P_j^{\max}} \int_{P_w + \frac{1}{\rho} \sigma_n^2 + P_j^{\min} - \sigma_w^2}^{P_j^{\max}} \left( \frac{1}{(d_{uw}^{\min})^\alpha} - \frac{1}{(d_{uw}^{\max})^\alpha} \right) \frac{1}{\theta_{uw}^2} \int_{\frac{(d_{uw}^{\min})^\alpha P_j}{P_u}}^{\frac{(d_{uw}^{\max})^\alpha P_j}{P_u}} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\theta_{uw}^2}\right) dx \\ &+ \int_0^{\rho \sigma_n^2 - \frac{1}{\rho} \sigma_n^2} \int_{\frac{1}{\rho} \sigma_n^2}^{\rho \sigma_n^2} \int_{P_j^{\min}}^{P_j^{\max}} \left( \frac{1}{(d_{uw}^{\min})^\alpha} - \frac{1}{(d_{uw}^{\max})^\alpha} \right) \frac{1}{\theta_{uw}^2} \int_{\frac{(d_{uw}^{\min})^\alpha P_j}{P_u}}^{\frac{(d_{uw}^{\max})^\alpha P_j}{P_u}} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\theta_{uw}^2}\right) dx \\ &+ \int_0^{\rho \sigma_n^2 - \frac{1}{\rho} \sigma_n^2} \int_{\frac{1}{\rho} \sigma_n^2}^{\rho \sigma_n^2} \int_{P_w}^{P_w} \left( \frac{1}{(d_{uw}^{\min})^\alpha} - \frac{1}{(d_{uw}^{\max})^\alpha} \right) \frac{1}{\theta_{uw}^2} \int_{\frac{(d_{uw}^{\min})^\alpha P_j}{P_u}}^{\frac{(d_{uw}^{\max})^\alpha P_j}{P_u}} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\theta_{uw}^2}\right) dx \end{aligned} \quad (16)$$

2) 如图 4(b) 所示, 直线  $L$  经过点  $(\rho \sigma_n^2, P_j^{\min})$  后向上移动, 则

$$\begin{aligned} \bar{\xi}_b(P) &= \int_{\rho \sigma_n^2 - \frac{1}{\rho} \sigma_n^2}^{P_j^{\max} - P_j^{\min}} \int_{\frac{1}{\rho} \sigma_n^2}^{\rho \sigma_n^2} \int_{P_w + \frac{1}{\rho} \sigma_n^2 - P_j^{\min}}^{\rho \sigma_n^2} \left( \frac{1}{(d_{uw}^{\min})^\alpha} - \frac{1}{(d_{uw}^{\max})^\alpha} \right) \frac{1}{\theta_{uw}^2} \int_{\frac{(d_{uw}^{\min})^\alpha P_j}{P_u}}^{\frac{(d_{uw}^{\max})^\alpha P_j}{P_u}} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\theta_{uw}^2}\right) dx \\ &+ \int_0^{\rho \sigma_n^2 - \frac{1}{\rho} \sigma_n^2} \int_{\frac{1}{\rho} \sigma_n^2}^{\rho \sigma_n^2} \int_{P_w}^{P_w} \left( \frac{1}{(d_{uw}^{\min})^\alpha} - \frac{1}{(d_{uw}^{\max})^\alpha} \right) \frac{1}{\theta_{uw}^2} \int_{\frac{(d_{uw}^{\min})^\alpha P_j}{P_u}}^{\frac{(d_{uw}^{\max})^\alpha P_j}{P_u}} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\theta_{uw}^2}\right) dx \end{aligned} \quad (17)$$

3) 如图 4(c) 所示, 直线  $L$  经过点  $(\frac{1}{\rho} \sigma_n^2, P_j^{\max})$  后继续移动至与直线  $P_j = P_j^{\max}$  交于点  $(P_w + \frac{1}{\rho} \sigma_n^2 + P_j^{\max} - P_j^{\min}, P_j^{\max})$ , 则

$$\begin{aligned} \bar{\xi}_c(P) &= \int_{P_j^{\max} - P_j^{\min}}^{P_s} \int_{\frac{1}{\rho} \sigma_n^2}^{\rho \sigma_n^2} \int_{P_w + \frac{1}{\rho} \sigma_n^2 + P_j^{\min}}^{P_j^{\max}} \int_{P_w + \frac{1}{\rho} \sigma_n^2 - P_j^{\min}}^{\rho \sigma_n^2} \left( \frac{1}{(d_{uw}^{\min})^\alpha} - \frac{1}{(d_{uw}^{\max})^\alpha} \right) \frac{1}{\theta_{uw}^2} \int_{\frac{(d_{uw}^{\min})^\alpha P_j}{P_u}}^{\frac{(d_{uw}^{\max})^\alpha P_j}{P_u}} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\theta_{uw}^2}\right) dx \\ &+ \int_0^{\rho \sigma_n^2 - \frac{1}{\rho} \sigma_n^2} \int_{\frac{1}{\rho} \sigma_n^2}^{\rho \sigma_n^2} \int_{P_w}^{P_w} \left( \frac{1}{(d_{uw}^{\min})^\alpha} - \frac{1}{(d_{uw}^{\max})^\alpha} \right) \frac{1}{\theta_{uw}^2} \int_{\frac{(d_{uw}^{\min})^\alpha P_j}{P_u}}^{\frac{(d_{uw}^{\max})^\alpha P_j}{P_u}} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x}{\theta_{uw}^2}\right) dx \end{aligned} \quad (18)$$

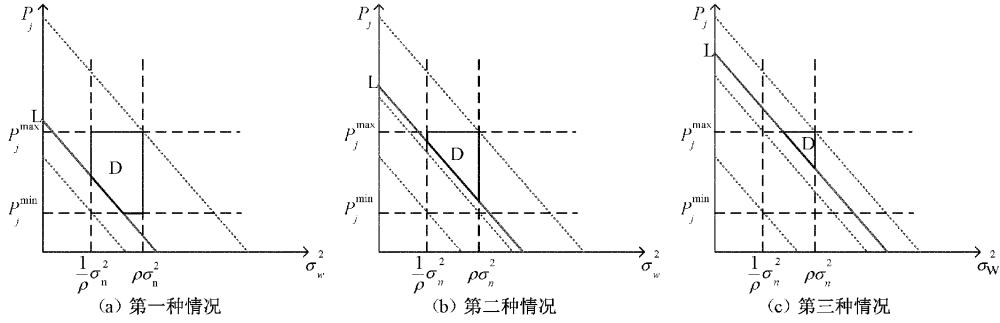


图 4 平均隐蔽概率的求解

综上所述,可以得到平均隐蔽概率  $\bar{\xi}(P)$  的表达式,  

$$\bar{\xi}(P) = \bar{\xi}_a(P) + \bar{\xi}_b(P) + \bar{\xi}_c(P) \quad (19)$$

2.3 可靠性分析

与 Willie 相似,接收方 Bob 同样受到环境噪声和干扰功率的影响,从而影响到通信速率  $R$ ,通信可能会产生中断,所以用中断概率  $P_{out}$  来反映该 LPD 通信模型的可靠性。 $P_{out}$  指当接收方解码信息产生错误时的概率,即信道容量小于通信速率情况下的概率。

$$P_{out} = \begin{cases} \frac{1}{2 \ln \rho} \ln \left( \frac{\rho \sigma_n^2 (2^R - 1)}{P d_{ab}^{-\alpha} - P_{jb} (2^R - 1)} \right), \log_2 \left( 1 + \frac{P}{d_{ab}^{\alpha} (\rho \sigma_n^2 + P_{jb})} \right) < R < \log_2 \left( 1 + \frac{P}{d_{ab}^{\alpha} \left( \frac{\sigma_n^2}{\rho} + P_{jb} \right)} \right) \\ 0, R \leq \log_2 \left( 1 + \frac{P}{d_{ab}^{\alpha} (\rho \sigma_n^2 + P_{jb})} \right) \\ 1, R \geq \log_2 \left( 1 + \frac{P}{d_{ab}^{\alpha} \left( \frac{\sigma_n^2}{\rho} + P_{jb} \right)} \right) \end{cases} \quad (21)$$

2.4 隐蔽吞吐量优化算法

论文采用隐蔽吞吐量  $\Omega$  反映模型的总体性能。通信吞吐量是指在当前信道上实际的信号传输速率,而隐蔽吞吐量为满足隐蔽性约束的通信吞吐量,定义为通信双方间的连接成功概率和通信速率之积,表达式为:

$$\Omega = \begin{cases} (1 - P_{out})R, & \bar{\xi}(P) \geq 1 - \epsilon \\ 0, & \bar{\xi}(P) < 1 - \epsilon \end{cases} \quad (22)$$

同时考虑发送方功率  $P$  和通信速率  $R$ ,提出如下优化问题(P1):

$$\max_{P,R} \Omega = \max_{P,R} (1 - P_{out})R \quad (23)$$

$$s. t. \bar{\xi}(P) \geq 1 - \epsilon \quad (24)$$

$$P_{out} \leq \delta \quad (25)$$

$$P \leq P_{max} \quad (26)$$

其中  $\delta$  为可靠性约束,  $P_{max}$  为 Alice 的最大发射功率。可以看出问题(P1)为具有 3 个约束条件的优化问题,表达式较复杂,计算复杂度较高。为了求出最优解,降低计算复杂度,通过分析表达式的单调性,进一步分析优化问题。根据式(19),  $\xi(P)$  随着  $P$  单调递减,与  $R$  相互独立;根据式(21),  $P_{out}$  随着  $P$  单调非增,随着  $R$  单调非减。

把优化问题(P1)分为两步解决:步骤 1),固定  $R$ ,在满

$$P_{out} = P \left[ \log_2 \left( 1 + \frac{P_b}{\sigma_b^2 + P_{jb}} \right) < R \right] =$$

$$P \left[ \sigma_b^2 > \frac{P_b}{2^R - 1} - P_{jb} \right] = \int_{\frac{P_b}{2^R - 1} - P_{jb}}^{\infty} f_{\sigma_b^2}(\sigma_b^2) d\sigma_b^2 \quad (20)$$

其中,  $P_b = P d_{ab}^{-\alpha}$  为 Bob 处接收的发送方的信号功率,  $P_{jb} = P_u d_{ub}^{-\alpha} |h_{ub}|^2$  为 Bob 处于干扰信号功率,  $\sigma_b^2$  服从对数均匀分布。对于任意发射功率  $P$ ,经过分类讨论可得,

足式(23)的前提下,计算 Alice 的最优发射功率  $P^*$ ;步骤 2),基于求得的  $P^*$ ,推导使  $\Omega$  最大的通信速率  $R^*$ 。具体实施步骤如下:

1) 计算最优发射功率  $P^*$ 。当  $R$  固定时,根据式(22),  $\Omega$  随着  $P_{out}$  单调递减,而  $P_{out}$  随  $P$  单调非增,所以  $\Omega$  关于  $P$  单调递增。若想得到最大的隐蔽吞吐量  $\Omega$ ,则  $P^*$  应为同时满足式(24)和(26)的最大发射功率。而  $\bar{\xi}(P)$  随着  $P$  单调递减,可以得出  $\bar{\xi}(P) \geq 1 - \epsilon$  取等,所以  $P^* = \min \{ \bar{\xi}(P^{\circ}) = 1 - \epsilon, P_{max} \}$ 。其中,根据式(19),  $\bar{\xi}(P^{\circ}) = \bar{\xi}_a(P^{\circ}) + \bar{\xi}_b(P^{\circ}) + \bar{\xi}_c(P^{\circ}) = 1 - \epsilon$ 。

由于  $P^{\circ}$  的闭式表达式无法直接求出,所以首先运用单边搜索算法得到在隐蔽性约束和发射功率约束下的  $\bar{\xi}(P)$  范围,然后再运用二分搜索寻找在求得误差范围内的  $\bar{\xi}(P)$  和相应的  $P^*$ 。

2) 计算最优通信速率  $R^*$ 。把求出的  $P^*$  代入式(25)可得

$$R \leq \log_2 \left( 1 + \frac{P^* e^{2\delta \ln \rho}}{d_{ab}^{\alpha} (\rho \sigma_n^2 + P_{jb} e^{2\delta \ln \rho})} \right) \quad (27)$$

$$\text{令 } R_h = \log_2 \left( 1 + \frac{P^* e^{2\delta \ln \rho}}{d_{ab}^{\alpha} (\rho \sigma_n^2 + P_{jb} e^{2\delta \ln \rho})} \right), R_l = \log_2 \left( 1 + \frac{P^*}{d_{ab}^{\alpha} (\rho \sigma_n^2 + P_{jb})} \right), \text{则隐蔽吞吐量的表达式改写为}$$

$$\Omega(R) = \begin{cases} R - \frac{R}{2 \ln \rho} \ln \left( \frac{\rho \sigma_n^2 (2^R - 1)}{P^* d_{ab}^\alpha - P_{jb} (2^R - 1)} \right), & R_l \leq R \leq R_h \\ R, R \leq R_l \\ 0, R \geq R_h \end{cases} \quad (28)$$

此时,  $\Omega$  是  $R$  的连续有界函数, 必定存在  $R^*$  使  $\Omega$  最大, 进一步可通过穷举搜索求出最大的隐蔽吞吐量  $\Omega_{\max} = \Omega(R^*)$ 。优化算法设计如下:

算法 1 最大化隐蔽吞吐量  $\Omega$

1) 初始化:  $\rho, d_{ab}, d_{aw}, P_{\max}, P_u, \alpha, \theta_{aw}^2, \theta_{ab}^2, \sigma_n^2, \epsilon, \delta$

2) 函数  $\xi(P)$ : 设置可接受误差  $\eta$  和初始发射功率  $P_0$

if  $|\xi(P_0) - \epsilon| \leq \eta$ , then  $P^\circ = P_0$

else 单边搜索得到  $P^\circ$  范围  $[P_l^\circ, P_h^\circ]$

if  $|\bar{\xi}(P_l^\circ) - \epsilon| \leq \eta$ , then  $P^\circ = P_l^\circ$

else if  $|\bar{\xi}(P_h^\circ) - \epsilon| \leq \eta$ , then  $P^\circ = P_h^\circ$

else  $P_m^\circ = \frac{P_l^\circ + P_h^\circ}{2}$

while  $|\bar{\xi}(P_m^\circ) - \epsilon| > \eta$ , do

二分搜索得到  $P^\circ = P_m^\circ$

end

end

end

最优发射功率  $P^* = \min\{P^\circ, P_{\max}\}$

3) 函数  $\Omega(P^*, R)$ : 设置  $R_h, R_l$

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

穷尽搜索得到最优通信速率  $R^*$

end

最大隐蔽吞吐量  $\Omega_{\max} = \Omega(R^*)$

### 3 仿真实验

为验证理论分析结果, 通过仿真实验来验证车载移动干扰辅助的 LPD 通信模型的有效性。假设各信道均服从瑞利衰落, 合法方和非法检测方均受到环境噪声和干扰噪声的影响。系统仿真参数设置为:  $t = 1$  s,  $\rho = 1.5$ ,  $d_{ab} = d_{aw} = 30$  m,  $\eta = 10^{-7}$ ,  $P_0 = 0$  W,  $P_{\max} = 1$  W,  $P_u = 5$  W,  $\alpha = 2$ ,  $\theta_{aw}^2 = \theta_{ab}^2 = 4$ ,  $\epsilon = 0.01$ ,  $\delta = 0.1$ 。

图 5 给出了平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  关于发射功率  $P$  的变化关系图, 评估了不同发射功率和不同的  $d_{aw}$  下的平均隐蔽概率。由图 5 可知, 无论干扰器和 Willie 间距如何, 平均隐蔽概率随发送方的发射功率的增大而减小, 这说明发射功率越高, 越容易被检测方检测到隐蔽通信。同时, 可以看出干扰和检测方之间的距离  $d_{aw}$  越近, 平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  越高。此外, 通过引入无人车, 与不加入干扰器相比, 隐蔽概率得到提升。

图 6 为平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  关于干扰与 Willie 距离  $d_{aw}$  的变化关系图, 显示了干扰器不同位置和移动速度下的平均

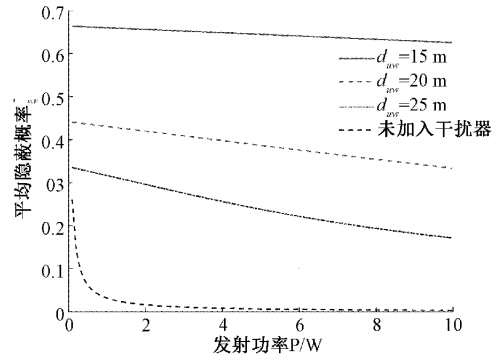


图 5 平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  随发射功率  $P$  的变化曲线

隐蔽概率。如图 6 所示, 当干扰与 Willie 距离  $d_{aw}$  变远, 平均隐蔽概率逐渐减小。此外, 干扰移动速度越快, 平均隐蔽概率越高。因为当干扰与 Willie 上一时隙的距离  $d_{aw}[j-1]$  相同时, 下一时隙的距离, 即第  $j$  个时隙的距离  $d_{aw}[j]$  受到车载干扰移动速度  $v$  的影响, 移动速度越快,  $d_{aw}[j]$  的范围越大, 意味着干扰产生的人工噪声给 Willie 带来的噪声不确定性越大, 所以模型的平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  越高。

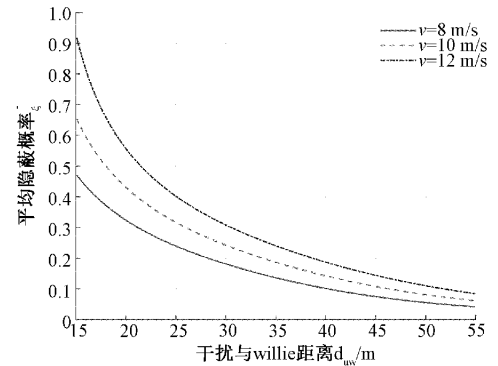


图 6 平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  随干扰与 Willie 距离  $d_{aw}$  的变化曲线

图 7 显示了不同背景环境噪声水平下干扰移动速度  $v$  对平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  的影响。首先, 从图中观察到平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  随干扰移动速度的增大而增大, 因为干扰移动速度越快, 产生的人工噪声的不确定性程度越大, 越不容易被检测方检测到通信过程。其次, 可以发现背景环境噪声  $\sigma_n^2$  越大, 平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  越高。但背景环境噪声对隐蔽概率的影响相对较小, 并没有车载移动干扰的干扰信号对隐蔽概率的影响大。

图 8 给出了干扰器不同移动速度下, 干扰与 Willie 距离  $d_{aw}$  对隐蔽吞吐量  $\Omega$  的影响。如图 8 所示, 隐蔽吞吐量  $\Omega$  随着车载干扰 Jammer 和 Willie 之间的距离  $d_{aw}$  的增大而减小。同时车载干扰移动的速度  $v$  越快, 隐蔽吞吐量  $\Omega$  越高。因为当干扰与 Willie 上一时隙的距离  $d_{aw}[j-1]$  相同时, 下一时隙的距离, 即第  $j$  个时隙的距离  $d_{aw}[j]$  受到车载干扰移动速度  $v$  的影响。移动速度越快,  $d_{aw}[j]$  的范

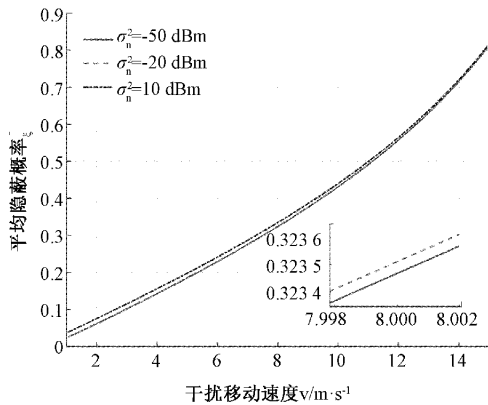


图 7 平均隐蔽概率  $\bar{\xi}$  随干扰移动速度  $v$  的变化曲线

围越大,干扰信号对 Willie 产生的噪声不确定性越大,平均隐蔽概率越高,从而影响优化算法里最优发射功率的取值,最终使隐蔽吞吐量得到提升。

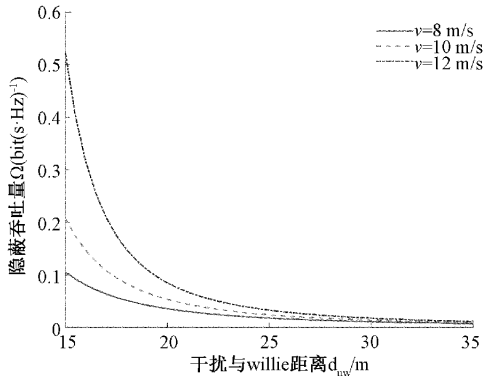


图 8 隐蔽吞吐量  $\Omega$  随干扰与 Willie 距离  $d_{uw}$  的变化曲线

图 9 显示了干扰器不同位置和移动速度下隐蔽性要求  $\epsilon$  对隐蔽吞吐量  $\Omega$  的影响。如图 9 所示,不论干扰与 Willie 距离  $d_{uw}$  和车载干扰的移动速度  $v$  如何变化,隐蔽吞吐量  $\Omega$  随隐蔽性要求  $\epsilon$  的增大而增大。当  $\epsilon=0$  时,  $\Omega=0$ , 因为实际情况中通信系统无法实现完全隐蔽。同时,可以看出当干扰和检测方之间距离  $d_{uw}$  相同时,干扰移动速度  $v$  越大,隐蔽吞吐量  $\Omega$  越大;干扰移动速度  $v$  相同时,距离  $d_{uw}$  越近,隐蔽吞吐量  $\Omega$  越大。另外,加入移动干扰与位置固定的干扰( $v=0$  m/s)相比,系统隐蔽吞吐量得到较大提升。

图 10 为隐蔽吞吐量  $\Omega$  关于可靠性要求  $\delta$  的变化关系图,分析了干扰器不同位置和移动速度下的隐蔽吞吐量。如图 10 所示,首先,无论距离  $d_{uw}$  和速度  $v$  如何,隐蔽吞吐量  $\Omega$  随可靠性要求  $\delta$  的增大而增大,即对中断概率的要求越低,隐蔽吞吐量越大。然而可靠性要求对  $\Omega$  的影响相对较小,变化趋势相对比较平缓。其次,还可以看出当干扰和检测方间距  $d_{uw}$  相同时,干扰移动速度  $v$  越大,隐蔽吞吐量  $\Omega$  越大;当干扰速度相同时,距离  $d_{uw}$  越近,隐蔽吞吐量越大。此外,加入移动干扰与位置固定的干扰( $v=0$  m/s)

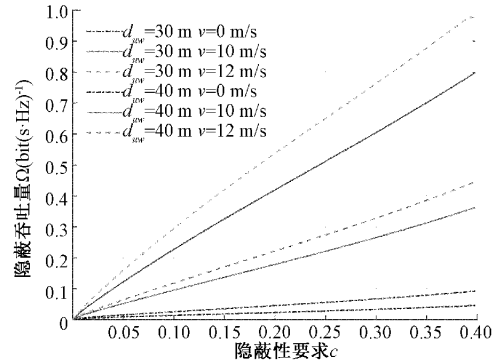


图 9 隐蔽吞吐量  $\Omega$  随隐蔽性要求  $\epsilon$  的变化曲线

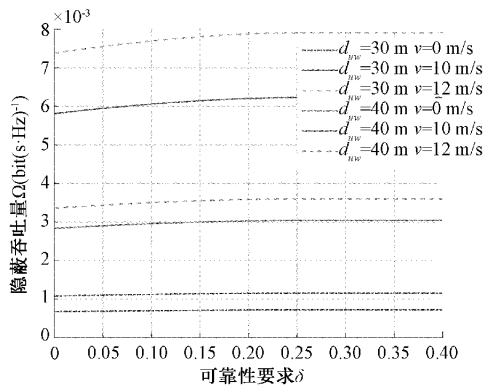


图 10 隐蔽吞吐量  $\Omega$  随可靠性要求  $\delta$  的变化曲线

相比,系统隐蔽吞吐量得到提升。

仿真结果表明了在对检测方最优的情况下,加入车载移动干扰对系统的隐蔽性能和隐蔽吞吐量均有所提升,无人车发出的人工噪声可以增大噪声不确定程度,从而有利于合法方之间的隐蔽通信。

### 4 结 论

本文研究了瑞利衰落场景下车载移动干扰辅助时,采用波束成形技术的低检测概率通信的性能分析。引入移动干扰器来辅助发送方到接收方的隐蔽传输以免受检测方的窃听,通过发送人工噪声使检测方处噪声不确定性进一步复杂化。为使模型具有更好的稳定性,考虑对检测方有利的情况,同时接收方和检测方均受到背景环境噪声的影响。第一步经由假设检验分析检测方检错概率,判定检测方的最优检测阈值。其次,根据最优检测阈值分情况求解平均隐蔽概率,引入并求出中断概率的表达式。最后在隐蔽性和可靠性要求及发送方的最大发射功率的共同限制下,以隐蔽吞吐量为目标设计优化算法。

为了进一步验证理论分析结果,构建了一个仿真平台并依次对不同参数下的 LPD 通信模型进行仿真验证。仿真结果表明加入移动干扰器时,发送方的发射功率、车载移动干扰的位置和移动速度、背景环境噪声、隐蔽性要求和可靠性要求对 LPD 通信性能的影响,验证了所提模型的



有效性, 表明了相比于传统固定干扰, 采用车载移动干扰对 LPD 通信性能和隐蔽吞吐量均有所提升。后续将进一步改进优化算法, 还可以考虑拓展至多移动干扰协同辅助的场景。

### 参考文献

- [1] YASSEIN M B, ALJAW A S, QAW A E, et al. Comprehensive study of symmetric key and asymmetric key encryption algorithms[C]. Proceeding of International Conference on Engineering and Technology(ICET). Washington D. C., USA: IEEE Press, 2017; 1-7.
- [2] KARAS D S, BOULOGEORGOS, KARAGIANNIDIS G K, et al. Physical layer security in the presence of interference[J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2018, 6(6): 802-805.
- [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. Fundamental limits of communication with low probability of detection [J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2016, 62(6): 3493-3503.
- [5] MATTHIEU R B. Covert communication over noisy channels: A resolvability perspective [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2015, 62(5): 2334-2354.
- [6] ABDELAZIZ A, KOKSAL C E. Fundamental limits of covert communication over MIMO AWGN channel[C]. IEEE Conference on Communications and Network Security(CNS), Las Vegas, 2017, 1-9.
- [7] SHAHZAD K, ZHOU X. Covert wireless communications under Quasi-Static fading with channel uncertainty [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2021, 16: 1104-1116.
- [8] 王旭, 金梁, 楼洋明. 基于无线信道差异的隐蔽通信[J]. 信号处理, 2021, 37(1): 86-94.
- [9] DENNIS G, AZADEH S, TAMARA S, et al. Covert communications in a dynamic interference environment[C]. Signal Processing Advances in Wireless Communications(SPAWC), Kalamata, 2018; 1-5.
- [10] 林钰达, 金梁, 周游, 等. 噪声不确定时基于波束成形的隐蔽无线通信性能分析[J]. 通信学报, 2020, 41(7): 49-58.
- [11] HU J, YAN S, SHU F, et al. Covert transmission with a self-sustained relay[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(8): 4089-4102.
- [12] SU Y, SUN H, ZHANG Z, et al. Covert communication with relay selection[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(2): 421-425.
- [13] SHU F, XU T, HU J, et al. Delay-constrained covert communications with a full-duplex receiver[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(3): 813-816.
- [14] 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.
- [15] LI Q, REN P, XU D, et al. Covert non-orthogonal multiple access vehicular communications with friendly jamming[J]. 2020 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Taipei, Taiwan, 2020, 1-6.
- [16] SHMUEL O, COHEN A, GUREWITZ O. Multi-antenna jamming in covert communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(7): 4644-4658.
- [17] HUANG K, DENG H, WANG H. Jamming aided covert communication with multiple receivers [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(7): 4480-4494.
- [18] 胡静雯, 戴跃伟, 刘光杰, 等. 无人机辅助场景下基于波束成形的 LPD 通信性能分析[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2022, 36(3): 152-163.
- [19] 孙得娣, 徐荣蓉. 两种瑞利衰落信道模型的研究[J]. 电子测量技术, 2017, 40(8): 23-26.
- [20] 臧鹏. 无线通信中分集合并技术研究[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(6): 65-69.
- [21] 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.
- [22] HE B, YAN S, ZHOU X, et al. On covert communication with noise uncertainty [J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(4): 941-944.

### 作者简介

朱晓敏, 硕士研究生, 主要研究方向为无线隐蔽通信。

E-mail: 20201249373@nuist.edu.cn

田文(通信作者), 博士, 讲师, 主要研究方向为隐蔽通信、物联网和博弈论。

E-mail: wentian@nuist.edu.cn

刘光杰, 博士, 教授, 主要研究方向为网络与通信安全。

E-mail: gjliu@gmail.com

胡静雯, 硕士研究生, 主要研究方向为无线隐蔽通信。

E-mail: 819044206@qq.com

戴跃伟, 博士, 教授, 主要研究方向为复杂系统建模与控制、网络与多媒体信息安全。

E-mail: dyw@nuist.edu.cn