

基于时间调制阵列的共孔径干扰辅助短包隐蔽通信

马越^① 马瑞谦*^② 杨炜伟^③ 林志^② 缪晨^① 吴文^①

^①(南京理工大学近程射频感知芯片与微系统教育部重点实验室 南京 210014)

^②(国防科技大学电子对抗学院 合肥 230037)

^③(陆军工程大学通信工程学院 南京 210007)

摘要: 该文首次研究了基于时间调制阵列(TMA)的共孔径干扰辅助短包隐蔽通信。首先提出并设计了共孔径干扰的TMA架构,提出一种优化方法,能够在最大化目标方向信号增益的同时对非目标方向形成干扰。基于上述模型,推导出隐蔽性约束和隐蔽吞吐量的闭合表达式。在此基础上,该文进一步对发送功率和数据包长进行联合优化,以最大化隐蔽吞吐量。仿真结果表明,存在一个使隐蔽吞吐量最大化的最优包长,所提方案相比基准方案实现了更好的隐蔽通信性能。

关键词: 隐蔽通信; 时间调制阵列; 共孔径干扰; 人工噪声

中图分类号: TN918

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)YU-0001-09

DOI: [10.11999/JEIT231115](https://doi.org/10.11999/JEIT231115)

Shared-aperture Jammer Assisted Covert Communication Using Time Modulated Array

MA Yue^① MA Ruiqian^② YANG Weiwei^③ LIN Zhi^②

MIAO Chen^① WU Wen^①

^①(Key Laboratory of Near-Range RF Sensing ICs & Microsystems, Ministry of Education, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

^②(College of Electronic Engineering, National University of Defense Technology, Hefei 230037, China)

^③(College of Communications Engineering, Army Engineering University of PLA, Nanjing 210007, China)

Abstract: The short packet covert communication using a shared-aperture jammer assisted Time-Modulated Array (TMA) is investigated for the first time in this paper. Firstly, a TMA architecture for shared-aperture jammer is proposed and an optimization method is introduced that maximizes the gain of the target direction while forming interference in non-target directions. Based on this model, closed-form expressions for the covertness constraint and covert throughput are derived. Furthermore, the transmission power and blocklength are optimized to maximize the covert throughput. Simulation results show that there exists an optimum blocklength that maximizes the covert throughput, and the proposed scheme outperforms the benchmark scheme in terms of covert communication performance.

Key words: Covert communication; Time Modulated Array(TMA); Shared-aperture jammer; Artificial noise

收稿日期: 2023-10-17; 改回日期: 2024-01-26; 网络出版: 2024-01-31

*通信作者: 马瑞谦 mrq@nudt.edu.cn

基金项目: 江苏省自然科学基金(BK20230916), 国家自然科学基金(62301254, 62171464), 中国博士后科学基金(2023M731700), 国防科技大学自主科研创新基金(22-ZZCX-07), 合肥综合性国家科学中心资助

Foundation Items: Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK20230916), The National Natural Science Foundation of China (62301254, 62171464), China Postdoctoral Science Foundation (2023M731700), Research and Innovation Fund of National University of Defense Technology (22-ZZCX-07), Comprehensive National Science Center of Hefei

1 引言

随着无线通信设备的普及, 确保通信安全变得愈发关键, 特别是随着物联网(Internet of Things, IoT)在各个领域的应用^[1], 使得通信安全成为一个广受关注的问题。传统的无线通信安全研究主要侧重于通过加密^[2,3]和物理层安全(Physical Layer Security, PLS)^[4-6]来保护通信内容免受窃听。然而, 在某些情况下, 通信行为的隐藏也非常重要, 这就需要进行私密消息的隐蔽传输。例如, 在战场上的军事侦察信号、公共场所中的个人隐私信号传输以及机密的金融数据传输等场景中, 不仅需要确保传输信息的安全性, 还需要确保传输行为本身的隐蔽性, 由此隐蔽通信应运而生。隐蔽通信的历史可以追溯到上世纪初兴起的扩频通信^[7], 其核心是使发送信号功率低于背景噪声, 以实现传输信号的隐藏。尽管已有不少利用扩频技术实现信息隐藏的案例^[8], 但隐蔽通信的理论机理一直没有得到严格的论证和定量的表征。直到2013年, Bash等人^[9]揭示了在加性白高斯噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道上进行隐蔽传输的基本性能界, 奠定了隐蔽通信的信息论基础, 掀起了一轮隐蔽通信研究的热潮。此后, 研究人员针对隐蔽通信的不同方面展开广泛研究, 包括考虑不同的信道模型^[7]、不确定性来源^[10,11]和不同的网络架构^[12,13]。

为了增强隐蔽通信的性能, 研究人员在传统的隐蔽通信系统中加入了人工噪声。如文献^[14]利用干扰节点向窃听者发送人工噪声, 以干扰其检测行为。文献^[15]分析了时变干扰对隐蔽吞吐量的影响。文献^[16]通过采用一个能够感知Alice传输信息的认知干扰节点, 增强了系统的隐蔽传输速率。文献^[17]首次考虑了一个全双工的接收节点, 它发送变功率的人工噪声, 以干扰检测者的检测行为。在此基础上, 文献^[18]给出了最优的干扰功率范围和最优的先验发送概率。由于单天线发送的干扰信号存在泄露问题, 因此对接收端有一定影响。为了提高干扰控制能力, 研究人员进一步采用多天线技术(Multi-Antenna Technology, MAT)^[19]控制干扰信号的发送范围。文献^[20]引入了MAT实现人工噪声干扰以提升D2D用户隐蔽通信能力。此外, MAT可以增强接收信噪比^[21], 并可以用于改善中继性能^[22]等。

然而, 传统的MAT系统复杂度与功耗较高, 需要较多的射频链路和移相器等组件以实现波束形成, 阻碍了其在隐蔽通信中的广泛应用。时间调制阵列(Time-Modulated Array, TMA)作为一种有着独特优势的前沿技术备受关注^[23]。与传统天线阵列

相比, TMA引入的时间维提高了自由度, 并采用单通道结构有效降低了复杂度, 带来移相精度更高、频率一致性更好等一系列优势^[24]。TMA在战场物联网和目标自动跟踪等应用场景中具有广泛的应用前景, 这些场景往往资源非常匮乏, 如传感器和发射机需要尽可能保持低复杂度, 且需要较高的移相精度。目前研究中产生干扰信号需要加入额外的节点, 而利用TMA则可在原有通道中并联另一个通道, 以便捷地实现干扰和信号的同时发送。尽管TMA作为一种先进的技术具有广泛的功能, 但如何通过TMA实现隐蔽通信仍是一个开放的课题。

在IoT等应用场景中, 数据包长较短, 尤其是在功率、频谱等资源有限的情况下, 对通信传输速率等方面有较为严苛的限制。与长包相比, 短包隐蔽通信使得窃听者所检测的数据样本是有限的, 有利于增强通信的隐蔽性。文献^[25]基于短包传输, 对具有随机发送功率的隐蔽通信进行了研究, 确定了最大化平均有效隐蔽吞吐量的最优发送功率和包长。文献^[26]出一种基于毫米波的隐蔽通信系统, 并研究了最大化有效隐蔽吞吐量的波束训练时间、训练功率和数据传输功率。此外, 文献^[27]分析了短包的隐蔽性能, 同时考虑了传统的和截断的信道反转功率控制方案, 以隐藏发送者的位置和通信行为。目前干扰辅助大部分通过额外的节点实现, 因而需要更多的资源开销。共口径干扰在发送端传输信息的同时发送干扰信号, 可进一步提升干扰控制能力, 同时增强隐蔽性能。

基于上述背景, 本文研究了基于TMA的共口径干扰辅助隐蔽通信。首先提出并设计一种共口径干扰辅助的TMA系统架构, 旨在最大化Bob方向上的信号天线增益, 并抑制其余方向上的旁瓣。系统中采用了双通道架构, 在发送隐蔽信息的同时, 向非Bob方向发送人工噪声干扰。基于该场景, 推导出隐蔽性约束和隐蔽吞吐量的闭合表达式。在此基础上, 联合优化发送功率和包长, 以最大化隐蔽吞吐量。通过仿真测试, 发现了使隐蔽吞吐量最大化的最优包长, 且所提出的优化方法相较于基准方案实现了更好的隐蔽性能。此外, 还可观察到隐蔽吞吐量随着总功率的提高而增加。

2 系统模型

本文研究的场景如图1所示, Alice使用了一个具有 M 个天线的TMA系统。系统由两个通道组成: 一个信道用于向Bob传输固定包长 N 的隐蔽信息, 另一个信道用于向Bob的零空间方向发送人工噪声干扰。同时, Willie的目标是检测Alice是否发

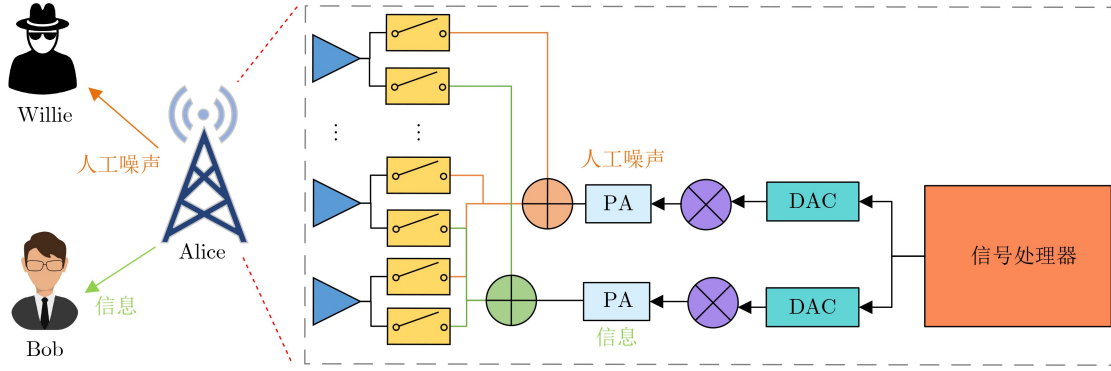


图1 基于TMA的隐蔽通信系统架构

送信息。考虑AWGN信道，并且假设Willie和Bob均配置单天线。

2.1 共口径干扰辅助发射机

本文提出的发射器架构基于TMA，如图1所示。由信号处理器生成的隐蔽信息和人工噪声经过数字-模拟转换器(Digital-to-Analog Converter, DAC)和混频器进行处理。随后，它们通过功率放大器(Power Amplifier, PA)进入射频频开关。与传统的TMA系统不同，本系统在每个天线的后面连接两个射频频开关。这允许在相同的频率下，在同一个阵列孔径内生成两个不同辐射模式的波束。具体而言，负责传输隐蔽信息的波束对Bob来说具有最高的增益，而在其他方向上具有明显较低的增益。相反，用于传输人工噪声的波束对Bob来说具有最低的增益，而在其他所有方向上都能达到更高的增益。传统的人工噪声源一般与发射机隔离，分布在空间中的不同位置，为此会增加许多额外开销，而本文所采用的方案有利于减少这类开销，同时通过波束形成设计减小噪声源对Bob的影响。TMA中的信号传输和人工噪声发射的阵列因子可分别表示为

$$\left. \begin{aligned} AF_s(\theta, t) &= e^{j2\pi f_0 t} \sum_{m=1}^M U_m^s(t) e^{jkd(m-1)\sin\theta} \\ AF_j(\theta, t) &= e^{j2\pi f_0 t} \sum_{m=1}^M U_m^j(t) e^{jkd(m-1)\sin\theta} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中， k 表示波数， f_0 是主频率， θ 表示目标相对于Alice的方向， d 是阵列元件的间距，假设 d 为半个波长。 $U_m^s(t)$ 和 $U_m^j(t)$ 分别表示信号传输和人工噪声发射的开关函数，可以分别表示为

$$\left. \begin{aligned} U_m^s(t) &= \begin{cases} 1, t_{m,s}^{\text{on}} < t < t_{m,s}^{\text{off}} \\ 0, \text{其它} \end{cases} \\ U_m^j(t) &= \begin{cases} 1, t_{m,j}^{\text{on}} < t < t_{m,j}^{\text{off}} \\ 0, \text{其它} \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中 $t_{m,s}^{\text{on}}$ ， $t_{m,s}^{\text{off}}$ 和 $t_{m,j}^{\text{on}}$ ， $t_{m,j}^{\text{off}}$ 分别表示调制周期 T_p 中

第 m 个阵元的开启和关闭时间。经过傅里叶变换后， $U_m^s(t)$ 和 $U_m^j(t)$ 可以表示为

$$\left. \begin{aligned} U_m^s(t) &= \sum_{h=-\infty}^{\infty} a_{m,h}^s e^{j2\pi h f_p t} \\ U_m^j(t) &= \sum_{h=-\infty}^{\infty} a_{m,h}^j e^{j2\pi h f_p t} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

其中， f_p 是调制频率， $a_{m,h}^s$ 和 $a_{m,h}^j$ 是 h 次谐波的傅里叶级数系数，表达式为

$$\left. \begin{aligned} a_{m,h}^s &= \begin{cases} \frac{\sin[\pi h(t_{m,s}^{\text{off}} - t_{m,s}^{\text{on}})]}{\pi h} e^{-j\pi h(t_{m,s}^{\text{off}} + t_{m,s}^{\text{on}})}, h \neq 0 \\ t_{m,s}^{\text{off}} - t_{m,s}^{\text{on}}, h = 0 \end{cases} \\ a_{m,h}^j &= \begin{cases} \frac{\sin[\pi h(t_{m,j}^{\text{off}} - t_{m,j}^{\text{on}})]}{\pi h} e^{-j\pi h(t_{m,j}^{\text{off}} + t_{m,j}^{\text{on}})}, h \neq 0 \\ t_{m,j}^{\text{off}} - t_{m,j}^{\text{on}}, h = 0 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

进一步地，信号传输和人工噪声发射的阵列因子可以表示为

$$\left. \begin{aligned} AF_s(\theta, t) &= \sum_{h=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(f_0 + h f_p)t} \sum_{m=1}^M a_{m,h}^s e^{jkd(m-1)\sin\theta} \\ AF_j(\theta, t) &= \sum_{h=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(f_0 + h f_p)t} \sum_{m=1}^M a_{m,h}^j e^{jkd(m-1)\sin\theta} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

通过式(1)–式(5)可以看出，通过适当的开关时间设计可使得TMA可以产生两个方向的理想波束方向图。基于上述原理，可以分别设计用于信号传输和人工噪声的波束方向图。

2.2 Willie的检测性能

从Alice到Willie的信号可表示为

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{H}_0: \mathbf{y}_{aw}[i] &= \sqrt{P_j d_{aw}^{-\alpha}} AF_j(\theta_w, t) \mathbf{x}_j[i] + \mathbf{n}_{aw}[i] \\ \mathcal{H}_1: \mathbf{y}_{aw}[i] &= \sqrt{P_a d_{aw}^{-\alpha}} AF_s(\theta_w, t) \mathbf{x}_{ab}[i] \\ &\quad + \sqrt{P_j d_{aw}^{-\alpha}} AF_j(\theta_w, t) \mathbf{x}_j[i] + \mathbf{n}_{aw}[i] \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

其中 $i = 1, 2, \dots, N$ 表示一个数据包中信号使用索引, $\mathbf{n}_{\text{aw}}[i] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 表示观测到均值为0、方差为 σ^2 的复高斯噪声, $\mathbf{x}_j[i] \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 表示发送的人工噪声, $\mathbf{x}_{\text{ab}}[i]$ 表示Alice发送到Bob的信号, 零假设 \mathcal{H}_0 表示Alice和Bob之间没有传输, 而 \mathcal{H}_1 表示Alice向Bob发送信号, d_{aw} 是Alice和Willie之间的距离, P_a 是信号发射功率, P_j 是人工噪声的发射功率, θ_w 是Willie相对于Alice的角度。Willie处的信噪比可以推导为

$$\gamma_{\text{aw}} = \frac{P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t)}{P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{D}(\mathbb{P}_1 \parallel \mathbb{P}_0) &= \int_{\mathbf{y}} f(\mathbf{y}_{\text{aw}} | \mathcal{H}_1) \ln \frac{f(\mathbf{y}_{\text{aw}} | \mathcal{H}_1)}{f(\mathbf{y}_{\text{aw}} | \mathcal{H}_0)} d\mathbf{x} = N \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t) + P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2}} \\ &\quad \times \ln \left(\frac{\pi(P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2)}{\pi(P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t) + P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2)} \times e^{-\frac{x^2}{P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t) + P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2} + \frac{x^2}{P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2}} \right) d\mathbf{x} \\ &= N \int_{-\infty}^{\infty} \left(\ln \frac{P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2}{P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t) + P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2} + \left(\frac{1}{\frac{P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2}{P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t) + P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2}} \right) x^2 \right) \\ &\quad \times \frac{e^{-\frac{x^2}{P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t) + P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2}}}{\pi(P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t) + P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2)} d\mathbf{x} \\ &= N \left(\frac{P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t)}{P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2} - \ln \left(1 + \frac{P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t)}{P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2} \right) \right) \stackrel{a}{\leq} \frac{N}{2} \left(\frac{P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t)}{P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2} \right)^2 \quad (8) \end{aligned}$$

那么, 在所考虑的模型中, 隐蔽性约束条件可进一步放缩为

$$\frac{\sqrt{N}}{2} \frac{P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w, t)}{P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2} \leq \varepsilon \quad (9)$$

2.3 合法传输

当Alice向Bob传输时, Bob接收到的信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\text{ab}}[i] &= \sqrt{P_a d_{\text{ab}}^{-\alpha} \text{AF}_s(\theta_b, t)} \mathbf{x}_{\text{ab}}[i] \\ &\quad + \sqrt{P_j d_{\text{ab}}^{-\alpha} \text{AF}_j(\theta_b, t)} \mathbf{x}_j[i] + \mathbf{n}_{\text{ab}}[i] \quad (10) \end{aligned}$$

其中, $\mathbf{n}_{\text{ab}}[i] \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 表示AWGN, d_{ab} 是Alice和Bob之间的距离, θ_b 是Bob相对于Alice的角度。随后, Bob处的信噪比可写为

$$\gamma_{\text{ab}} = \frac{P_a d_{\text{ab}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_b, t)}{P_j d_{\text{ab}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_b, t) + \sigma^2} \quad (11)$$

其中, σ^2 是噪声功率。

当数据包长有限时, 译码错误不可忽略, 吞吐

当满足一定约束条件 $\xi^* \geq 1 - \varepsilon$ 时^[9], 可认为传输对于Willie是隐蔽的, 其中 ε 是预先确定的隐蔽容忍度, ξ^* 表示Willie的最小检测错误概率。根据文献[25], ξ^* 的下界可以写为 $\xi^* \geq 1 - \sqrt{\mathcal{D}(\mathbb{P}_1 \parallel \mathbb{P}_0)}/2$ 表示Kullback-Leibler(KL)散度^[28], 其中 $\mathbb{P}_1 = \prod_{i=1}^M f(\mathbf{y}_{\text{aw}}[i] | \mathcal{H}_1)$ 和 $\mathbb{P}_0 = \prod_{i=1}^M f(\mathbf{y}_{\text{aw}}[i] | \mathcal{H}_0)$ 分别表示在 \mathcal{H}_1 和 \mathcal{H}_0 下Willie的观测样本概率分布, 其中 $f(\mathbf{y}_{\text{aw}}[i] | \mathcal{H}_1) = \mathcal{CN}(0, P_a d_{\text{ab}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_b, t) + \sigma^2)$ 和 $f(\mathbf{y}_{\text{aw}}[i] | \mathcal{H}_0) = \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 。为了确保更严格的隐蔽性, 采用了更严格的约束条件 $\sqrt{\mathcal{D}(\mathbb{P}_1 \parallel \mathbb{P}_0)}/2 \leq \varepsilon$, 进一步地, KL散度可推导为

量可写为^[29]

$$\rho = NR(1 - \delta) \quad (12)$$

其中, R 表示信道编码速率, 短包通信的误包率 δ 可以表示为^[30]

$$\delta = Q \left(\frac{\ln 2 \sqrt{N} (\log_2(1 + \gamma_{\text{ab}}) - R)}{\sqrt{1 - (\gamma_{\text{ab}} + 1)^{-2}}} \right) \quad (13)$$

其中, $Q(x) = \int_x^{\infty} (1/\sqrt{2\pi}) e^{-t^2/2} dt$, R 表示信道编码速率。

本文采用隐蔽吞吐量衡量系统的隐蔽通信性能。隐蔽吞吐量定义为在满足隐蔽约束的条件下, Alice每次能可靠地传输给Bob的信息量, 其表达式可写为

$$\rho = NR(1 - \delta), \text{ s.t. } \frac{\sqrt{N}}{2} \frac{P_a d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_s^2(\theta_w)}{P_j d_{\text{aw}}^{-\alpha} \text{AF}_j^2(\theta_w) + \sigma^2} \leq \varepsilon \quad (14)$$

3 优化和问题描述

本节描述了基于TMA的发射机方向图优化，并借助人工噪声实现隐蔽通信。在此基础上，还提出了一种隐蔽吞吐量优化方法。

3.1 TMA优化流程

通过优化式(5)中的开关时间，可以实现TMA的理想方向图。为了确保结果符合期望的要求，在算法中设置了优化目标。本研究选择了布谷鸟搜索(Cuckoo Search, CS)算法，因为与粒子群优化算法和遗传算法等方法相比，它具有更高的计算精度以及且相对较低的复杂度^[31]。本文中给出的算法步骤如算法1所示。

首先初始化开关时间序列，经过调整后输入到适应度函数中，在迭代过程中计算它们的适应度值。当迭代次数低于指定值 K 时，利用Lévy飞行机制在评估适应度的同时探索解空间。在这个搜索过程中，任何适应度较低的巢都会被随机替换。随着迭代的进行，不良解被丢弃，新的解由算法生成。最终，最佳解决方案被存储和评估。假设我们使用第 h 个谐波进行波束成形，那么第 i 步的适应度函数可以表示为

$$f_i = c_1(\psi_{\max}^{i,h} - \psi_d)^2 + c_2(\theta_i^s - \theta_b)^2 + c_3(\theta_i^j - \theta_b)^2 + c_4\left(|AF_j(\theta, t)| - \varpi_d^j\right)^2 \Big|_{\theta=\theta_i^j} + c_5\left(|AF_s(\theta, t)| - \varpi_d^{\max}\right)^2 \Big|_{\theta \neq \theta_i^j} \quad (15)$$

其中， $\psi_d^{i,h}$ 和 ψ_d 分别表示 $AF_s(\theta, t)$ 的优化和期望的

$$d\left(\frac{\sqrt{N}P_a d_{aw}^{-\alpha} AF_s^2(\theta_w, t)}{2(P - P_a)d_{aw}^{-\alpha} AF_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2}\right) \Big/ d(P_a) = \frac{d_{aw}^{-\alpha} AF_s^2(\theta_w, t)((P - P_a)d_{aw}^{-\alpha} AF_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2) + P_a d_{aw}^{-2\alpha} AF_s^2(\theta_w, t) AF_j^4(\theta_w, t)}{((P - P_a)d_{aw}^{-\alpha} AF_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2)^2} > 0 \quad (19)$$

算法1 基于CS算法的TMA方向图优化程序

初始化：使用随机实数来生成 s 个巢穴的初始种群 $x_i (i = 1, 2, \dots, S)$ ，其中 x_i 表示切换序列。

适应度计算：将每个宿主巢穴代入适合度函数 f_i ，计算适合度值。

当 $t < K$ 时：通过Lévy飞行随机选择一个巢穴，并评估其适应度值；

随机选择一个巢；

如果 $f_i > f_j$ ，则用新解代替 j ；

一部分($P \in [0, 1]$)较差的巢被放弃，并建立新的巢；

保留最佳解决方案；

对解决方案进行排序，找出当前最佳解决方案；

得到最优的开关序列。

结束

旁瓣衰减(Side-Lobe Level, SLL)， θ_i^s 和 θ_i^j 分别是 $AF_s(\theta, t)$ 和 $AF_j(\theta, t)$ 的优化波束指向方向， ϖ_d^j 表示 $AF_j(\theta, t)$ 的期望零陷水平， ϖ_d^{\max} 表示除 θ_i^j 之外的方向上 $AF_j(\theta, t)$ 的预期增益。 c_1, c_2, c_3, c_4, c_5 分别是权重因子，它们的和为1。

3.2 隐蔽吞吐量优化

考虑到 $N_{\min} \leq N \leq N_{\max}$ ，假设总发射功率为 P 以及Alice到Bob的传输功率为 P_a ，则最大化隐蔽吞吐量的优化问题可以表示为

$$\left. \begin{aligned} & \max_{N, P_a} \rho \\ & \text{s.t.} \quad \frac{\sqrt{N}}{2} \frac{P_a d_{aw}^{-\alpha} AF_s^2(\theta_w, t)}{P_j d_{aw}^{-\alpha} AF_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2} \leq \varepsilon \\ & \quad P_a > 0, P_j \geq 0, P = P_j + P_a \\ & \quad N_{\min} \leq N \leq N_{\max}, N \in \mathbb{N}^+ \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

推论1 对于给定的包长 N ，最优发射功率 P_a^\dagger 应设为满足隐蔽约束时发射功率的最大值，可表示为

$$P_a^\dagger = \frac{PAF_s^2(\theta_w, t) + \sigma^2 / d_{aw}^{-\alpha}}{(\sqrt{N} / 2\varepsilon)AF_s^2(\theta_w, t) + AF_j^2(\theta_w, t)} \quad (17)$$

证明 参考式(16)，在最优的 N 下，下式的左侧关于 P_a 单调递增，则较大的 P_a 值会提升隐蔽性能

$$\frac{\sqrt{N}}{2} \frac{P_a d_{aw}^{-\alpha} AF_s^2(\theta_w, t)}{P_j d_{aw}^{-\alpha} AF_j^2(\theta_w, t) + \sigma^2} \leq \varepsilon \quad (18)$$

对不等号左侧的方程关于 P_a 求导将得到

由式(19)可知，式(18)不等号左侧的方程关于 P_a 的导数大于0，因而其关于 P_a 单调递增，证毕。

对于优化问题式(16)，存在最优发射功率 P_a^\dagger ，因此可进一步写为

$$\left. \begin{aligned} & \max_{N, P_a} \rho \\ & \text{s.t.} \quad P_a = P_a^\dagger, P_j = P - P_a \\ & \quad N_{\min} \leq N \leq N_{\max}, N \in \mathbb{N}^+ \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

由式(20)可知，通过一维搜索得到最优包长，将最优包长代入式(21)可获得最优发射功率 P_a^\dagger 。相应地，将最优包长和最优发射功率 P_a^\dagger 代入式(18)得到最大隐蔽吞吐量。

4 仿真结果

4.1 参数设置

本节对所提出模型的性能进行了仿真验证, 表1中给出了所有仿真参数。

仿真过程中, 首先验证了TMA方向图的优化。CS算法的迭代次数 K 设置为1 000, 天线数量 M 设置为12。谐波级数 $h=1$, CS算法中主巢的数量设置为 $S=25$ 。AF_s(θ, t)的期望SLL $\psi_d^{i,h}$ 设置为-40 dB, 期望零陷水平设置为 $\psi_d=-25$ dB。预期增益 ϖ_d^{\max} 设置为归一化值1。 θ_i^s 和 θ_i^j 分别设置为 -20° 和 -5° 。根据文献[30], 对于系统隐蔽吞吐量的优化考虑以下参数: 路径衰减为 $\alpha=3$, Alice和Bob之间的距离、Alice和Willie之间的距离以及Bob和Willie之间的距离分别为 $d_{ab}=40$ m, $d_{aw}=10$ m和 $d_{bw}=10$ m。噪声功率设置为 $\sigma^2=-80$ dBm, 总发射功率为 $P=-20$ dBm, 包长的最小值和最大值分别为 $N_{\min}=100$ 和 $N_{\max}=800$, 信道编码速率 $R=0.1$ BPCU (比特每信道使用)。

4.2 TMA方向图优化

图2(a)和图2(b)展示了优化后得到的信号方向图和人工噪声方向图开关时间, 将开关时间代入式(1)可以得到与之对应的方向图优化结果。图2(c)展示了TMA方向图的优化结果, 可以观察到优化后的信号传输阵列因子AF_s(θ, t)和人工噪声阵列因子AF_j(θ, t)满足期望的要求。AF_s(θ, t)在指向Bob的方向上具有最大增益, 而AF_j(θ, t)在Bob方向上的增益非常低。

4.3 最大隐蔽吞吐量优化

图3(a)表明, 最大隐蔽吞吐量随着 N 值的变化呈现先增加后减小的趋势。存在一个最佳的 N 值最大化有效隐蔽吞吐量。此外, 可以观察到引入人工噪声可以改善隐蔽性能, 相比基准方案有所提升。再次, 随着发射功率的增加, 性能逐渐提高。图3(b)中的仿真结果说明了隐蔽吞吐量与 ε 的关系。可以观察到, 随着 ε 的增加, 隐蔽性能得到改善。此外, 随着总发射功率 P 的增加, 本文所提出的基于TMA的干扰方案在所有情况下的隐蔽吞吐量随之增大, 超过了基准方案。图3(c)显示了当 d_{aw} 增加时, 最大隐蔽吞吐量逐渐改善。与基准方案相比, 引入人工噪声的方案性能更好。此外, 尽管存在隐蔽性能的上限, 随着发射功率的增加, 隐蔽性能逐渐提高。本文进一步研究了 d_{ab} 对隐蔽性能的影响。如图3(d)所示, 可以观察到随着 d_{ab} 的增加, 引入人工噪声的方案性能优于基准方案。最后, 本文研究了总发射功率对隐蔽性能的影响, 如图3(e)所示。可以发现, 随着总发射功率 P 的增加, ρ 也会增大。相比基准方案, 引入人工噪声的方案在性能方面显著改善, 通过观察不同 $N, \varepsilon, d_{aw}, d_{ab}$ 以及 P 变化时最大隐蔽吞吐量的变化可以证明提升总发射功率和隐蔽容忍度的有助于提高最大隐蔽吞吐量。此外, 图3(b)、图3(c)和图3(e)显示 ρ 随着隐蔽容忍值 ε 和 d_{aw} 增加到一定程度后保持不变, 这是因为随着 ε 和 d_{aw} 的增加, 最优包长逐渐变大, 同时误包率逐渐减小为0, 但由于存在上限 N_{\max} , 在 R 一定的情况下 ρ 不再增大。图3(d)显示 ρ 随 d_{ab} 的增加在一定程

表1 仿真参数设置

天线数	迭代次数	谐波级数	巢数	信号旁瓣	干扰旁瓣	Bob方向	Willie方向	信道编码速率
$M=12$	$K=1\ 000$	$h=1$	$S=25$	-40 dB	-25 dB	-20°	-5°	$R=0.1$ BPCU
d_{ab}	d_{aw}	d_{bw}	总发射功率	噪声功率	路径衰减	最大包长	最小包长	
40 m	10 m	10 m	$P=-20$ dBm	$\sigma^2=-80$ dBm	$\alpha=3$	$N_{\max}=800$	$N_{\min}=100$	

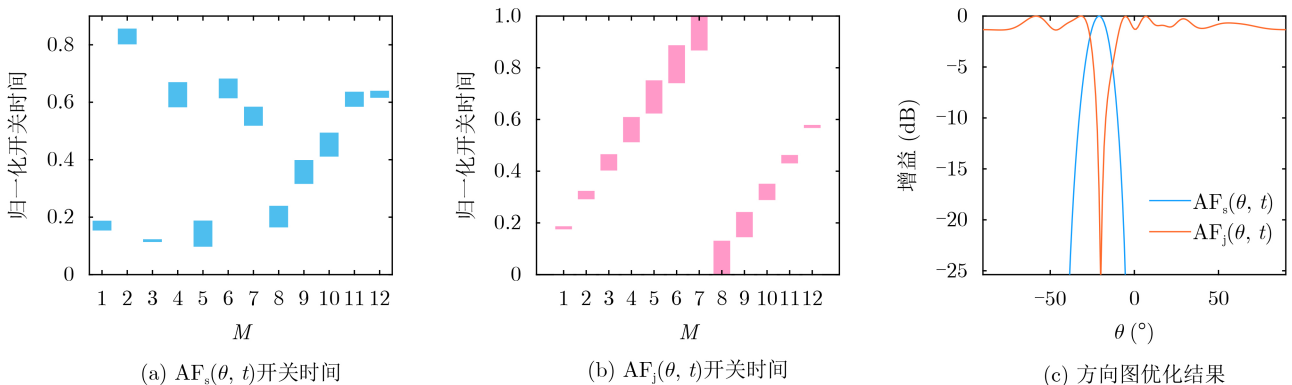


图2 开关时间优化结果与TMA方向图

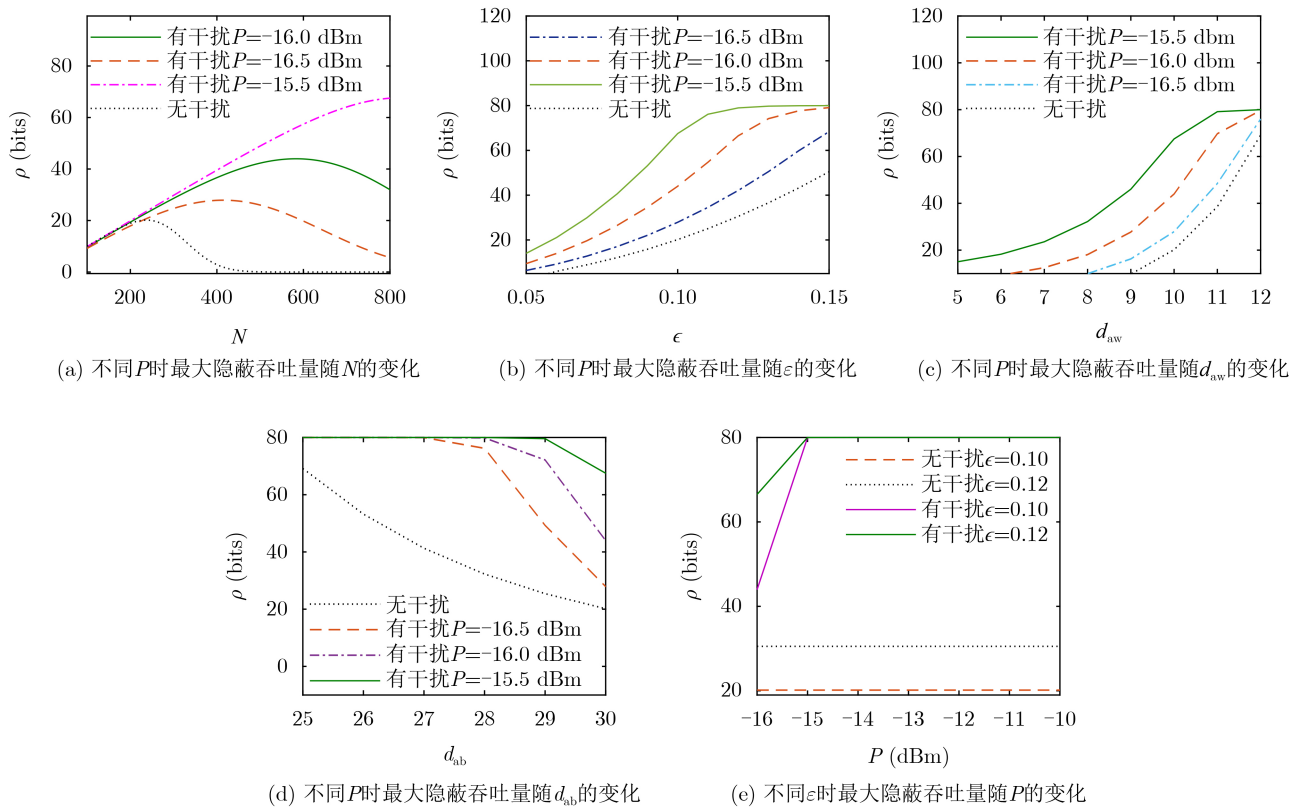


图3 不同参数对最大隐蔽吞吐量的影响

度范围不变后再减小，这是由于合法路径的路径损耗增大导致误包率逐渐变大造成的。

5 结束语

本文将TMA用于短包隐蔽通信，通过设计共孔径人工噪声来提升隐蔽性能，采用CS算法对TMA进行优化设计，以有效抑制Bob零空间的传输信号的增益，同时最大化除Bob之外方向上的干扰信号增益。本文推导出用于表征基于TMA共孔径干扰辅助的短包通信隐蔽性约束的解析式，并分析和确定了最佳的发射功率和包长，以最大化隐蔽吞吐量。仿真结果表明，与基准方案相比，优化后的包长提升了最大隐蔽吞吐量，突显了所提方案的有效性。此外，本文观察到随着发射功率的增加，最大隐蔽吞吐量会下降，但通过增加隐蔽容忍度可以进一步改善。未来的工作将探索和分析更一般的信道模型对基于TMA系统的短包隐蔽通信的影响，并研究不同的时间调制架构以提高隐蔽性能，以面向通感一体化^[32]等场景。

参考文献

- [1] LI Yan, DING Guoru, WANG Haichao, *et al.* Cooperative Multistation secure transmission in HF Skywave massive MIMO communications for wide-area IoT applications[J]. *IEEE Transactions on Reliability*, 2023, 72(2): 459–471. doi: 10.1109/tr.2022.3182665.
- [2] ARUNA M G and MOHAN K G. Secured cloud data migration technique by competent probabilistic public key encryption[J]. *China Communications*, 2020, 17(5): 168–190. doi: 10.23919/jcc.2020.05.014.
- [3] GAO Juntao, YU Haiyong, ZHU Xiuqin, *et al.* Blockchain-based digital rights management scheme via multiauthority ciphertext-policy attribute-based encryption and proxy re-encryption[J]. *IEEE Systems Journal*, 2021, 15(4): 5233–5244. doi: 10.1109/jsyst.2021.3064356.
- [4] ZHANG Wei, CHEN Jian, KUO Yonghong, *et al.* Artificial-noise-aided optimal beamforming in layered physical layer security[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(1): 72–75. doi: 10.1109/lcomm.2018.2881182.
- [5] GUO Wenbo, SONG Changqing, XIA Xiangjie, *et al.* Analysis of cooperative jamming cancellation with imperfect time synchronization in physical layer security[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(2): 335–338. doi: 10.1109/lwc.2020.3030075.
- [6] LEE S H, WANG Ligong, KHISTI A, *et al.* Covert communication with channel-state information at the transmitter[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2018, 13(9): 2310–2319. doi: 10.1109/tifs.2018.2818650.
- [7] AMIN M G. Interference mitigation in spread spectrum communication systems using time-frequency

- distributions[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(1): 90–101. doi: [10.1109/78.552208](https://doi.org/10.1109/78.552208).
- [8] VOLKOVSKII A R, TSIMRING L S, RULKOV N F, *et al.* Spread spectrum communication system with chaotic frequency modulation[J]. *Chaos*, 2005, 15(3): 033101. doi: [10.1063/1.1942327](https://doi.org/10.1063/1.1942327).
- [9] 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).
- [10] TAO Liwei, YANG Weiwei, YAN Shihao, *et al.* Covert communication in downlink NOMA systems with random transmit power[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(11): 2000–2004. doi: [10.1109/lwc.2020.3011191](https://doi.org/10.1109/lwc.2020.3011191).
- [11] TOPAL O A and KURT G K. A countermeasure for traffic analysis attacks: Covert communications with digital modulation[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(2): 441–445. doi: [10.1109/lwc.2020.3034664](https://doi.org/10.1109/lwc.2020.3034664).
- [12] CHEN Rui, LI Zan, SHI Jia, *et al.* Achieving covert communication in overlay cognitive radio networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(12): 15113–15126. doi: [10.1109/tvt.2020.3034928](https://doi.org/10.1109/tvt.2020.3034928).
- [13] HU Jinsong, YAN Shihao, ZHOU Xiaobo, *et al.* Covert communications without channel state information at receiver in IoT systems[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2020, 7(11): 11103–11114. doi: [10.1109/jiot.2020.2994441](https://doi.org/10.1109/jiot.2020.2994441).
- [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. doi: [10.1109/twc.2017.2720736](https://doi.org/10.1109/twc.2017.2720736).
- [15] GOECKEL D, SHEIKHOESLAMI A, SOBERS T, *et al.* Covert communications in a dynamic interference environment[C]. 2018 IEEE 19th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Kalamata, Greece, 2018: 1–5. doi: [10.1109/spawc.2018.8445896](https://doi.org/10.1109/spawc.2018.8445896).
- [16] WANG Wenhui, YAO Yinfeng, FU Xiaoyu, *et al.* Covert communication with cognitive jammer[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(10): 1753–1757. doi: [10.1109/lwc.2020.3003472](https://doi.org/10.1109/lwc.2020.3003472).
- [17] HU Jinsong, SHAHZAD K, YAN Shihao, *et al.* Covert communications with a full-duplex receiver over wireless fading channels[C]. 2018 IEEE International Conference on Communications (ICC), City, USA, 2018: 1–6. doi: [10.1109/icc.2018.8422941](https://doi.org/10.1109/icc.2018.8422941).
- [18] 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).
- [19] SHMUEL O, COHEN A, and GUREWITZ O. Multi-antenna jamming in covert communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(7): 4644–4658. doi: [10.1109/tcomm.2021.3067386](https://doi.org/10.1109/tcomm.2021.3067386).
- [20] JIANG Yu'e, WANG Liangmin, and CHEN H H. Covert communications in D2D underlying cellular networks with antenna array assisted artificial noise transmission[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(3): 2980–2992. doi: [10.1109/tvt.2020.2966538](https://doi.org/10.1109/tvt.2020.2966538).
- [21] YU Xinchun, LUO Yuan, and CHEN Wen. Covert communication with beamforming over MISO channels in the finite blocklength regime[J]. *Science China Information Sciences*, 2021, 64(9): 192303. doi: [10.1007/s11432-019-2919-5](https://doi.org/10.1007/s11432-019-2919-5).
- [22] YANG Ling, YANG Weiwei, TANG Liang, *et al.* Covert communication for wireless networks with full-duplex multi-antenna relay[J]. *Complexity*, 2022, 2022: 1456570. doi: [10.1155/2022/1456570](https://doi.org/10.1155/2022/1456570).
- [23] MA Yue, MIAO Chen, LI Yuehua, *et al.* A partition-based method for harmonic beamforming of time-modulated planar array[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2021, 69(4): 2112–2121. doi: [10.1109/tap.2020.3026893](https://doi.org/10.1109/tap.2020.3026893).
- [24] CHEN Qiaoyu, ZHANG Jindong, WU Wen, *et al.* A single-sideband time-modulated phased array with low sideband level suitable for wide-bandwidth signals[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, 70(2): 1057–1067. doi: [10.1109/tap.2021.3111322](https://doi.org/10.1109/tap.2021.3111322).
- [25] 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).
- [26] ZHANG Jiayu, LI Min, YAN Shihao, *et al.* Joint beam training and data transmission design for covert millimeter-wave communication[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2021, 16: 2232–2245. doi: [10.1109/tifs.2021.3050070](https://doi.org/10.1109/tifs.2021.3050070).
- [27] MA Ruiqian, YANG Xiaoqin, PAN Gaofeng, *et al.* Covert communications with channel inversion power control in the finite blocklength regime[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(4): 835–839. doi: [10.1109/lwc.2020.3046508](https://doi.org/10.1109/lwc.2020.3046508).
- [28] MA Ruiqian, YANG Weiwei, GUAN Xinrong, *et al.* Covert mmWave communications with finite blocklength against spatially random wardens[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(2): 3402–3416. doi: [10.1109/jiot.2023](https://doi.org/10.1109/jiot.2023).

- 3296414.
- [29] MA Ruiqian, YANG Weiwei, TAO Liwei, *et al.* Covert communications with randomly distributed wardens in the finite blocklength regime[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(1): 533–544. doi: [10.1109/tvt.2021.3128600](https://doi.org/10.1109/tvt.2021.3128600).
- [30] MA Ruiqian, YANG Weiwei, SHI Hui, *et al.* Covert communication with a spectrum sharing relay in the finite blocklength regime[J]. *China Communications*, 2023, 20(4): 195–211. doi: [10.23919/jcc.fa.2022-0490.202304](https://doi.org/10.23919/jcc.fa.2022-0490.202304).
- [31] MESA A, CASTROMAYOR K, GARILLOS-MANLIGUEZ C, *et al.* Cuckoo search via Levy flights applied to uncapacitated facility location problem[J]. *Journal of Industrial Engineering International*, 2018, 14(3): 585–592. doi: [10.1007/s40092-017-0248-0](https://doi.org/10.1007/s40092-017-0248-0).
- [32] ZHANG Ruoyu, SHIM B, YUAN Weijie, *et al.* Integrated sensing and communication waveform design with sparse vector coding: Low sidelobes and ultra reliability[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(4): 4489–4494. doi: [10.1109/tvt.2022.3146280](https://doi.org/10.1109/tvt.2022.3146280).
- 马越：男，助理研究员、博士后，研究方向为隐蔽通信、阵列信号处理。
- 马瑞谦：男，讲师，研究方向为协同通信、短包通信、隐蔽通信。
- 杨炜伟：男，教授，研究方向为协同通信、无线物理层安全、隐蔽通信。
- 林志：男，副教授，研究方向为天地一体化信息网络、物理层安全、智能反射面。
- 缪晨：男，副研究员，研究方向为近程探测、信号处理。
- 吴文：男，研究员，研究方向为通感一体化、近程探测。
- 责任编辑：余蓉