

# 无人平台主动式射频干扰零陷策略及优化

杨 健<sup>1,2</sup>, 严 牧<sup>2</sup>, 宋长庆<sup>2,3\*</sup>, 杨林锋<sup>2,3</sup>, 王亚彤<sup>1</sup>, 马万治<sup>2,3</sup>

(1. 北京理工大学网络空间安全学院, 北京 100081; 2. 电磁空间认知技术国家级重点实验室, 北京 100089;  
3. 电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室, 四川成都 611731)

**摘要:** 无人干扰平台被广泛运用于现代电子战场中, 但其在干扰敌方的同时会降低己方合法用户的信号接收质量. 为了解决无人干扰平台不分敌我的现实问题, 提出一种主动式射频干扰零陷策略: 通过协调2个无人干扰平台发射信号的波形、幅度、相位和相对延迟, 在干扰敌方电磁设备的同时, 在目标区域实现射频干扰零陷、保证合法用户不受干扰影响. 考虑到无人平台之间不可避免地存在时间同步误差, 给出时间误差约束下合法用户的接收信噪比与可达速率优势的闭合表达式, 用来评估干扰零陷的性能. 在此基础上, 优化了无人干扰平台的发射功率以最大化合法用户处的可达速率优势, 并根据实际干扰场景对干扰功率策略进行简化. 在给定的数值仿真条件下, 与传统干扰策略相比, 所提射频干扰零陷策略可达速率优势的平均提升量约为3.2 bps/Hz; 与未考虑时间同步误差的干扰发射功率策略相比, 所提功率优化策略可达速率优势的平均提升量约为1.5 bps/Hz.

**关键词:** 干扰零陷; 时间同步误差; 可达速率优势; 功率优化

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目(No.62071094, No.61901396); 通信抗干扰全国重点实验室基金资助(No.6142102222504)

中图分类号: TN975; R730.58

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)05-1416-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20240580

## Design and Optimization of Active RF Jamming Nulling via Dual Unmanned Jammers

YANG Jian<sup>1,2</sup>, YAN Mu<sup>2</sup>, SONG Chang-qing<sup>2,3\*</sup>, YANG Lin-feng<sup>2,3</sup>, WANG Ya-tong<sup>1</sup>, MA Wan-zhi<sup>2,3</sup>

(1. School of Cyberspace Science and Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;

2. Laboratory of Electromagnetic Space Cognition and Intelligent Control Technology, Beijing 100089, China;

3. National Key Laboratory of Wireless Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

**Abstract:** The unmanned jammer is widely adopted in modern electronic warfare. However, it would reduce the signal quality of legitimate users while interfering with the enemy. To address this issue, an active jamming nulling strategy in the radio frequency domain is developed. By coordinating the waveform, amplitude, phase, and relative delay of signals emitted by dual unmanned jammers, a jamming nulling region is created while interfering with the enemy, ensuring the signal quality of legitimate users. Considering the inevitable time synchronization error between the dual unmanned jammers, closed-form expressions for the received signal-to-noise ratio and achievable rate advantages of legitimate users under the constraint of time error are given, which serve to assess the jamming nulling performance. Further, the emission power of unmanned jammers is optimized to maximize the achievable rate advantage for legitimate users, and the power optimization strategies are simplified according to practical jamming scenarios. Numerical simulations reveal that the proposed jamming nulling strategy outperforms traditional jamming strategies by an average of approximately 3.2 bps/Hz in achievable rate advantage. Compared with the jamming emission power strategy neglecting time synchronization errors, our proposed power optimization strategy has an average improvement of approximately 1.5 bps/Hz in achievable rate advantage.

**Key words:** jamming nulling; time synchronization error; achievable rate advantage; power optimization

**Foundation Item(s):** National Natural Science Foundation of China (No.62071094, No.61901396); National Key Laboratory of Wireless Communications Foundation (No.6142102222504)

## 1 引言

在现代电子战中,时常派遣有人或无人干扰平台对目标敌区进行干扰<sup>[1]</sup>,通过掌控作战区域的制电磁权,明确战场态势、优化作战策略<sup>[2]</sup>.然而由于无线信道的开放特性<sup>[3]</sup>,现有干扰策略对目标区域进行干扰时难以区分敌我<sup>[4]</sup>.例如,文献[5]提出一种智能超表面辅助的干扰策略,将敌方电磁设备的接收信噪比最小化;文献[6]优化并评估了针对敌雷达的距离门拖引干扰策略;文献[7]证明了高斯噪声优于调制干扰.但是上述研究中,均未评估或消除干扰信号对己方合法用户的负面影响.

为了在干扰敌电磁设备的同时保证己方合法用户的信号质量,现有研究主要提出了多天线或智能超表面辅助的干扰置零方案、区域规划方案和主动干扰抑制方案.例如,文献[8]利用多天线无人干扰平台阻塞敌电磁设备,并利用智能反射面来减轻干扰信号对合法接收机的影响;但是该方式的干扰置零波束的面积较大,当合法用户和敌电磁设备都在干扰置零波束内时,无法有效干扰敌电磁设备.在区域规划方面,文献[9]将战场划分为多个子区域,通过优化频率配对和复用方案,提高区域内合法用户的信号质量;然而区域规划方法只适用于协同通信场景,并且复杂度较高.此外,文献[10]提出了主动干扰抑制方案,可实现 130 dB 的干扰抑制能力;但该方案需要消耗大量的计算资源,并且需要预知干扰参考信号,因此难以适用于干扰特性动态变化的现代电子战中.

针对上述挑战,本研究提出一种无人干扰平台频谱空洞策略,并优化了时间同步误差约束下的干扰机发射功率.具体贡献总结如下:

(1)提出了一种无人平台主动式射频干扰零陷策略:通过协调无人干扰平台发射信号的波形、幅度、相位和相对延迟,在干扰敌方电磁设备的同时,在目标区域实现射频干扰零陷、保证了己方合法用户的信号质量.在 20 dB 干信比的仿真条件下,可以将目标合法用户处的电磁干扰置零.

(2)基于无人干扰平台间的时间同步误差服从均值为零的高斯分布的假设,给出合法用户处接收信噪比与可达速率优势的闭合表达式.可以发现时间误差的方差每增加 10 dB,合法用户处的接收信噪比约降低 10 dB.与传统干扰策略相比,所提射频干扰零陷策略可达速率优势的平均提升量约为 3.2 bps/Hz.

(3)以最大化合法用户处的可达速率优势为目标,优化了无人干扰平台的发射功率,并根据实际干扰场景对功率优化策略进行简化.研究发现,敌方节点发射功率每降低 20 dB,干扰发射功率应降低约 10 dB.与未考虑时间同步误差的干扰发射功率方案相比,所提功率优化策略可达速率优势的平均提升量约为 1.5 bps/Hz.

## 2 射频干扰零陷策略

### 2.1 传统干扰策略

干扰简化模型如图 1 所示,包含 2 个合法用户、2 台无人干扰平台和 2 个敌方节点,假设所有节点的工作频率相同.上述节点的三维坐标记为  $(x_*, y_*, z_*)$ ,标记\*的取值集合为  $\{U_i, J_i, E_i\}$ ,其中  $U_i, J_i$  和  $E_i$  分别表示第  $i$  个合法用户、第  $i$  台无人干扰平台和第  $i$  个敌方节点.

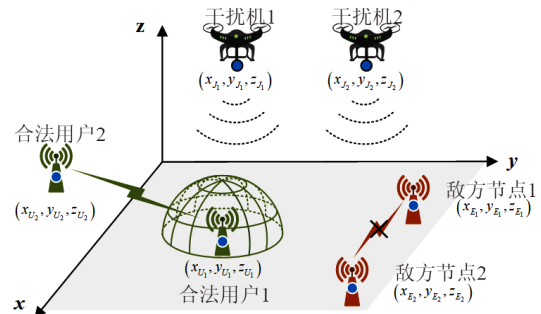


图 1 由 2 个无人干扰平台产生电磁频谱空洞的场景

分别记节点  $U_i, J_i$  和  $E_i$  处的基带发射信号为  $U_i(t), J_i(t)$  和  $E_i(t)$ .在传统干扰场景中<sup>[5-7]</sup>,合法用户节点  $U_1$  处的射频接收信号可以表示为

$$y_{U_1}(t) = \underbrace{h_{U_2U_1}U_2(t-\tau_{U_2U_1})e^{j2\pi f_c(t-\tau_{U_2U_1})}}_{\text{来自 } U_2 \text{ 的有用信号}} + \underbrace{w_{U_1}(t)}_{\text{噪声}} + \underbrace{h_{J_1U_1}J_1(t-\tau_{J_1U_1})e^{j2\pi f_c(t-\tau_{J_1U_1})}}_{\text{来自干扰机 } J_1 \text{ 的干扰}} + \underbrace{h_{J_2U_1}J_2(t-\tau_{J_2U_1})e^{j2\pi f_c(t-\tau_{J_2U_1})}}_{\text{来自干扰机 } J_2 \text{ 的干扰}} \quad (1)$$

其中,  $h_{*†}$  和  $\tau_{*†}$  分别表示节点 \* 和节点 † 之间传播信道的衰落和时延,  $f_c$  表示中心频率,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $w_*(t)$  表示节点 \* 处的热噪声.可以发现,用户  $U_1$  除了接收到用户  $U_2$  发射的有用信号外,还收到节点  $J_1$  和  $J_2$  发射的干扰信号.即在传统的干扰场景中,无人干扰平台会降低合法用户的信号接收质量.

### 2.2 所提射频干扰零陷策略

为了在干扰敌方电磁设备的同时保证己方合法用户的信号质量,提出了射频干扰零陷策略,通过协调节点  $J_1$  和  $J_2$  的波形、幅值、相位和干扰发射时间,可将合法用户  $U_1$  接收到的干扰置零,即

$$h_{J_1U_1}J_1(t-\tau_{J_1U_1})e^{j2\pi f_c(t-\tau_{J_1U_1})} + h_{J_2U_1}J_2(t-\tau_{J_2U_1})e^{j2\pi f_c(t-\tau_{J_2U_1})} = 0 \quad (2)$$

因此,将无人干扰平台  $J_2$  的干扰策略设计为

$$J_2(t) = -\frac{h_{J_1U_1}}{h_{J_2U_1}}e^{j2\pi f_c(-\tau_{J_1U_1} + \tau_{J_2U_1})} \times J_1(t-\tau_{J_1U_1} + \tau_{J_2U_1}) \quad (3)$$

将式(3)代入式(1),则合法用户  $U_1$  处的射频接收

信号可表示为

$$y_{U_1}(t) = \underbrace{h_{U_2U_1}U_2(t-\tau_{U_2U_1})e^{j2\pi f_c(t-\tau_{U_2U_1})}}_{\text{来自 } U_2 \text{ 的有用信号}} + \underbrace{w_{U_1}(t)}_{\text{噪声}} \quad (4)$$

敌方节点  $E_i$  处的射频接收信号为

$$y_{E_i}(t) = \underbrace{h_{E_3\rightarrow E_i}E_{3-i}(t-\tau_{E_3\rightarrow E_i})e^{j2\pi f_c(t-\tau_{E_3\rightarrow E_i})}}_{\text{来自 } E_{3-i} \text{ 的有用信号}} + \underbrace{w_{E_i}(t)}_{\text{噪声}} + \underbrace{h_{J_1E_i}J_1(t-\tau_{J_1E_i})e^{j2\pi f_c(t-\tau_{J_1E_i})}}_{\text{来自干扰机 } J_1 \text{ 的干扰}} + \underbrace{h_{J_2E_i}J_2(t-\tau_{J_2E_i})e^{j2\pi f_c(t-\tau_{J_2E_i})}}_{\text{来自干扰机 } J_2 \text{ 的干扰}} \quad (5)$$

通过对比式(4)和式(5),可以发现所提射频干扰零陷策略可以在阻塞敌方节点  $E_i$  的同时,保证合法用户  $U_i$  处的接收信号质量. 然而,所提策略的干扰零陷性能受限于干扰节点  $J_1$  和  $J_2$  之间时间同步精度. 因此,本文将在第3节中分析并优化非理想时间同步下的干扰零陷性能.

值得注意的是,当同一区域内干扰机数量超过2个时,也可以实施主动式射频干扰零陷,但需要多个干扰机同步协调干扰的波形、幅度、相位与相对延迟. 此时,干扰零陷效果将对时间同步误差更加敏感,并且随着干扰带宽的增大,对多干扰机的时间同步精度要求将逐步提高.

### 3 非理想时间同步下的干扰零陷分析

#### 3.1 射频干扰零陷性能

设无人干扰平台  $J_1$  与  $J_2$  之间的时间同步误差为  $\Delta\tau$ , 节点  $J_1$  的基带发射信号为  $J_1[n]$ . 由式(3)可知,节点  $J_2$  对应的基带发射信号为

$$J_2[n] = -\frac{h_{J_1U_1}}{h_{J_2U_1}} e^{j2\pi F_c(-\varepsilon_{J_1U_1} + \varepsilon_{J_2U_1})} \times J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1} + \varepsilon_{J_2U_1} + \Delta\varepsilon] \quad (6)$$

其中,  $F_c = f_c T_s$  表示归一化中心频率,  $\varepsilon_{J_iU_1} = \frac{\tau_{J_iU_1}}{T_s}$  表示节点  $J_i$  与  $U_1$  间的归一化传播时延,  $\Delta\varepsilon = \frac{\Delta\tau}{T_s}$  表示归一化时间同步误差,  $T_s$  表示符号周期.

根据式(1)和式(6),可得合法用户  $U_1$  处射频接收信号的离散形式为

$$y_{U_1}[n] = \underbrace{h_{U_2U_1}U_2[n - \varepsilon_{U_2U_1}]e^{j2\pi F_c(n - \varepsilon_{U_2U_1})}}_{\text{来自 } U_2 \text{ 的有用信号}} + \underbrace{w_{U_1}[n]}_{\text{噪声}} + \underbrace{h_{J_1U_1}e^{j2\pi F_c(n - \varepsilon_{J_1U_1})} \left( J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1}] - J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1} + \Delta\varepsilon] \right)}_{\text{抑制后的残留干扰}} \quad (7)$$

表明在所提射频干扰零陷策略中,时间同步误差  $\Delta\varepsilon$  会恶化合法用户  $U_1$  处的信号接收质量. 此外,  $J_1[n -$

$\varepsilon_{J_1U_1} + \Delta\varepsilon]$  可以进一步展开为<sup>[11]</sup>

$$J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1} + \Delta\varepsilon] = J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1}] \otimes \text{Sa}(\pi(n - \varepsilon_{J_1U_1} + \Delta\varepsilon)) \quad (8)$$

$$= J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1}] \text{Sa}(\pi\Delta\varepsilon) + J_{1\Delta\varepsilon}[n]$$

其中,  $\otimes$  表示卷积操作,  $\text{Sa}(\cdot) = \frac{\sin(\cdot)}{(\cdot)}$ ,  $J_{1\Delta\varepsilon}[n]$  表示时间同步误差引起的符号间干扰,表达式为

$$J_{1\Delta\varepsilon}[n] = \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{+\infty} J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1} - i] \text{Sa}(\pi i + \pi\Delta\varepsilon) \quad (9)$$

记合法用户  $U_1$  处的残余干扰为  $\Delta J[n]$ . 将式(8)代入式(7),可得  $\Delta J[n]$  的表达式为

$$\Delta J[n] = h_{J_1U_1} e^{j2\pi F_c(n - \varepsilon_{J_1U_1})} \times \left( J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1}] - J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1} + \Delta\varepsilon] \right) \quad (10)$$

$$= h_{J_1U_1} e^{j2\pi F_c(n - \varepsilon_{J_1U_1})} \times \left( (1 - \text{Sa}(\pi\Delta\varepsilon)) J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1}] - J_{1\Delta\varepsilon}[n] \right)$$

记函数  $\mathbb{P}\{\cdot\}$  表示求取信号“ $\cdot$ ”的功率,可得

$$\mathbb{P}\{J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1}]\} = \mathbb{P}\{J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1} + \Delta\varepsilon]\} = P_{J_1} \quad (11)$$

$$\mathbb{P}\{J_{1\Delta\varepsilon}[n]\} = (1 - \text{Sa}^2(\pi\Delta\varepsilon)) P_{J_1} \quad (12)$$

由于式(10)中的  $J_{1\Delta\varepsilon}[n]$  和  $J_1[n - \varepsilon_{J_1U_1}]$  互不相关,合法用户  $U_1$  处残余干扰的功率可以表示为

$$\mathbb{P}\{\Delta J[n]\} = (1 - \text{Sa}(\pi\Delta\varepsilon))^2 |h_{J_1U_1}|^2 P_{J_1} + \mathbb{P}\{J_{1\Delta\varepsilon}[n]\} \quad (13)$$

$$= (2 - 2\text{Sa}(\pi\Delta\varepsilon)) |h_{J_1U_1}|^2 P_{J_1}$$

假设时间同步误差服从均值为0、方差为  $\sigma_\tau^2$  的高斯分布,即  $\Delta\varepsilon \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\tau^2)$ <sup>[12,13]</sup>, 则残余干扰的数学期望可以表示为

$$\mathbb{E}\{\mathbb{P}\{\Delta J[n]\}\} = \left( 2 - 2\mathbb{E}\left\{ \frac{\sin(\pi\Delta\varepsilon)}{\pi\Delta\varepsilon} \right\} \right) |h_{J_1U_1}|^2 P_{J_1} \quad (14)$$

$$\stackrel{(a)}{=} 2 |h_{J_1U_1}|^2 P_{J_1} \left( 1 - \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{\pi^{2m} (-1)^m}{(2m+1)!} \mathbb{E}\{(\Delta\varepsilon)^{2m}\} \right)$$

$$\stackrel{(b)}{=} 2 |h_{J_1U_1}|^2 P_{J_1} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{(\pi\sigma_\tau)^{2m} (-1)^{m+1}}{2m(2m+1)}$$

其中,等式(a)利用了泰勒展开  $\sin(\pi\Delta\varepsilon) = \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{(\pi\Delta\varepsilon)^{2m+1} (-1)^m}{(2m+1)!}$ , 等式(b)利用了高斯变量特性

$$\mathbb{E}\{(\Delta\varepsilon)^{2m}\} = (2m-1)! \sigma_\tau^{2m}.$$

记合法用户  $U_1$  处的接收信噪比为  $\gamma_{U_1}$ . 根据式(7),可得

$$\begin{aligned} \gamma_{U_1} &= \frac{\mathbb{P}\left\{h_{U_2U_1}U_2[n-\varepsilon_{U_2U_1}]e^{j2\pi f(n-\varepsilon_{U_2U_1})}\right\}}{\mathbb{P}\{\Delta J[n]\} + \mathbb{P}\{\omega_{U_1}[n]\}} \\ &= \frac{|h_{U_2U_1}|^2 P_{U_2}}{2|h_{J_1U_1}|^2 P_{J_1} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{(\pi\sigma_\tau)^{2m} (-1)^{m+1}}{2m(2m+1)} + \sigma_{U_1}^2} \end{aligned} \quad (15)$$

其中,  $P_{U_2} = \mathbb{P}\{U_2[n]\}$  表示节点  $U_2$  的发射功率,  $\sigma_{U_1}^2$  表示节点  $U_1$  处的热噪声功率.

对于敌方节点  $E_1$  而言, 有  $\tau_{J_1E_1} - \tau_{J_2E_1} \gg T_s$ , 进而可得  $E_1$  处收到分别来自  $J_1$  和  $J_2$  的干扰信号互不相关, 进而可得  $E_1$  处的接收信噪比为

$$\gamma_{E_1} = \frac{|h_{E_2E_1}|^2 P_{E_2}}{\left(|h_{J_1E_1}|^2 + \left|\frac{h_{J_2E_1}h_{J_1U_1}}{h_{J_2U_1}}\right|^2\right) P_{J_1} + \sigma_{E_1}^2} \quad (16)$$

**推论 1:** 节点  $U_1$  和  $E_1$  处的接收信噪比具有以下特征.

(1) 当无人干扰平台可以实现完美时间同步时, 用

户节点  $U_1$  处的接收信噪比可以简化为  $\frac{|h_{U_2U_1}|^2 P_{U_2}}{\sigma_{U_1}^2}$ , 此时  $U_1$  处干扰信号被完美置零.

(2) 当无人干扰平台之间的时间同步误差不可忽略时, 可以发现  $\mathbb{P}\{\Delta J[n]\} \gg \mathbb{P}\{\omega_{U_1}[n]\}$ ; 此时, 时间同步误差水平  $\sigma_\tau^2$  每增大 10 倍,  $\gamma_{U_1}$  减小 10 dB; 并且  $P_{J_1}$  每增大 10 倍,  $\gamma_{U_1}$  和  $\gamma_{E_1}$  均降低了约 10 dB.

### 3.2 射频干扰零陷策略优化

类似于保密速率指标, 记合法用户  $U_1$  相对于敌方节点  $E_1$  的可达速率优势为  $\Delta C_{\text{ARA}}$ , 定义为节点  $U_1$  与  $E_1$  处的可达速率之差<sup>[14]</sup>. 本节在合法用户接收信噪比大于其解调门限  $\gamma_{U_1}^0$  的约束下, 通过调整无人干扰平台的发射功率, 使合法用户处可达速率优势  $\Delta C_{\text{ARA}}$  最大化<sup>[15, 16]</sup>. 该优化问题可以数学表征为

$$\max_{P_{J_1}, P_{J_2}} \left\{ \Delta C_{\text{ARA}} = \frac{1}{2} \log_2 \frac{1 + \gamma_{U_1}}{1 + \gamma_{E_1}} \right\} \quad (17)$$

$$\text{s.t.} \begin{cases} \gamma_{U_1} \geq \gamma_{U_1}^0 \\ |h_{J_2U_1}|^2 P_{J_2} = |h_{J_1U_1}|^2 P_{J_1} \end{cases} \quad (18)$$

式(18)中,  $\gamma_{U_1} \geq \gamma_{U_1}^0$  等价于

$$P_{J_1} \leq \frac{|h_{U_2U_1}|^2 P_{U_2} - \gamma_{U_1}^0 \sigma_{U_1}^2}{a_1 \gamma_{U_1}^0} \quad (19)$$

并且  $\frac{1 + \gamma_{U_1}}{1 + \gamma_{E_1}}$  可以进一步表示为

$$\begin{aligned} & \frac{1 + \gamma_{U_1}}{1 + \gamma_{E_1}} \\ &= \frac{(a_1 P_{J_1} + b_1 P_{U_2} + c_1)(a_2 P_{J_1} + c_2)}{(a_1 P_{J_1} + c_1)(a_2 P_{J_1} + b_2 P_{E_2} + c_2)} \\ &= 1 + \frac{(a_2 b_1 P_{U_2} - a_1 b_2 P_{E_2}) P_{J_1} + b_1 c_2 P_{U_2} - b_2 c_1 P_{E_2}}{a_1 a_2 P_{J_1}^2 + [a_1(b_2 P_{E_2} + c_2) + a_2 c_1] P_{J_1} + b_2 c_1 P_{E_2} + c_1 c_2} \\ &= 1 + \frac{1}{A \cdot \eta(P_{J_1}) + B/\eta(P_{J_1}) + C} \end{aligned} \quad (20)$$

其中,  $a_1 = 2|h_{J_1U_1}|^2 \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{(\pi\sigma_\tau)^{2m} (-1)^{m+1}}{2m(2m+1)}$ ,  $b_1 = |h_{U_2U_1}|^2$ ,  $c_1 =$

$\sigma_{U_1}^2$ ,  $a_2 = \left|\frac{h_{J_2E_1}h_{J_1U_1}}{h_{J_2U_1}}\right|^2 + |h_{J_1E_1}|^2$ ,  $b_2 = |h_{E_2E_1}|^2$ ,  $c_2 = \sigma_{E_1}^2$ . 记  $p = a_2 b_1 P_{U_2} - a_1 b_2 P_{E_2}$ ,  $q = b_1 c_2 P_{U_2} - b_2 c_1 P_{E_2}$ ,  $x = a_1 a_2$ ,  $y = a_1(b_2 P_{E_2} + c_2) + a_2 c_1$  以及  $z = b_2 c_1 P_{E_2} + c_1 c_2$ , 则  $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $\eta(P_{J_1})$  可以表示为

$$\begin{cases} A = x/p^2 \\ B = x \cdot q^2/p^2 - y \cdot q/p + z \\ C = y/p - 2x \cdot q/p^2 \\ \eta(P_{J_1}) = (a_2 b_1 P_{U_2} - a_1 b_2 P_{E_2}) P_{J_1} + b_1 c_2 P_{U_2} - b_2 c_1 P_{E_2} \end{cases} \quad (21)$$

在实际工程应用中, 满足  $a_2 \gg a_1 \approx 0$ ,  $\max\{c_1, c_2\} \approx 0$ , 可得  $\min\{A, B, \eta(P_{J_1})\} > 0$ . 结合式(17)与式(20), 可得随着  $P_{J_1}$  的增大,  $\Delta C_{\text{ARA}}$  先增大后减小, 取值上界为

$$\Delta C_{\text{ARA}} \leq \frac{1}{2} \log_2 \frac{1 + 2\sqrt{AB} + C}{2\sqrt{AB} + C} \quad (22)$$

当  $A \cdot \eta(P_{J_1}) = B/\eta(P_{J_1})$  时,  $\Delta C_{\text{ARA}}$  取得最大值, 此时无人干扰平台的发射功率满足

$$P_{J_1} = \frac{b_2 c_1 P_{E_2} - b_1 c_2 P_{U_2} + \sqrt{B/A}}{a_2 b_1 P_{U_2} - a_1 b_2 P_{E_2}} \quad (23)$$

实际工程应用中, 干扰发射功率满足  $P_{\min} \leq P_{J_1} \leq P_{\max}$ , 则最优的干扰功率策略可以归纳为

$$P_{J_1}^{\text{opt}} = \max\left\{\min\{P_{J_1}, P_{\max}\}, P_{\min}\right\} \quad (24)$$

**推论 2:** 式(24)中最优干扰功率策略中, 需要预知敌方节点的部分参数, 因此在实际应用中的可行性较低. 为此, 提出了 2 种简化的干扰发射功率优化策略.

**策略 1:** 在  $\gamma_{U_1} \gg \gamma_{U_1}^0$  的约束下, 最小化敌方节点的接收信噪比. 由式(16)可知, 敌方节点接收信噪比随着

$P_{J_1}$  的增大而减小. 因此在式(19)的约束下, 最优干扰发射功率的表达式为

$$P_{J_1} = \frac{|h_{U_2U_1}|^2 P_{U_2} - \gamma_{U_1^0} \sigma_{U_1}^2}{a_1 \gamma_{U_1^0}} \quad (25)$$

策略2: 在敌方节点  $E_1$  与合法用户  $U_1$  参数取值相同的假设下, 最大化可达速率优势. 此时, 满足  $P_{E_2} = P_{U_2}$ 、 $h_{E_2E_1} = h_{U_2U_1}$ 、 $h_{J_1E_1} = h_{J_1U_1}$ 、 $h_{J_2E_1} = h_{J_2U_1}$ 、 $\sigma_{E_1}^2 = \sigma_{U_1}^2$ . 将上述参数代入式(23), 可得最优干扰发射功率的表达式为

$$P_{J_1} = \sqrt{\frac{z}{x}} = \sqrt{\frac{b_1 c_1 P_{U_2} + c_1^2}{a_1 a_2}} \quad (26)$$

#### 4 仿真与分析

本节基于图1所示的系统模型开展 MATLAB 仿真. 合法用户间通信信号的调制方式为 16QAM, 模数转换器采样间隔为 1 ns, 载波频率为 1 GHz. 其余仿真参数的取值, 将在仿真图中单独给出.

在传统干扰策略和所提射频干扰零陷策略下, 合法用户  $U_1$  处接收信号的功率谱和星座图如图2所示, 表征了合法用户处的信号接收质量. 为更好展示干扰抑制效果, 将干扰带宽设为 75 kHz、信号带宽设为 50 kHz. 图2(a)中的蓝色曲线和图2(b)表明, 在传统干扰策略下<sup>[5-7]</sup>, 合法用户  $U_1$  处的有用信号被淹没在干扰中, 己方通信链路被干扰机阻塞; 图2(a)中的绿色曲线和图2(c)表明, 在本文所提的射频干扰零陷策略下, 合法用户  $U_1$  处的干扰信号得到了有效抑制, 验证了所提策略的有效性.

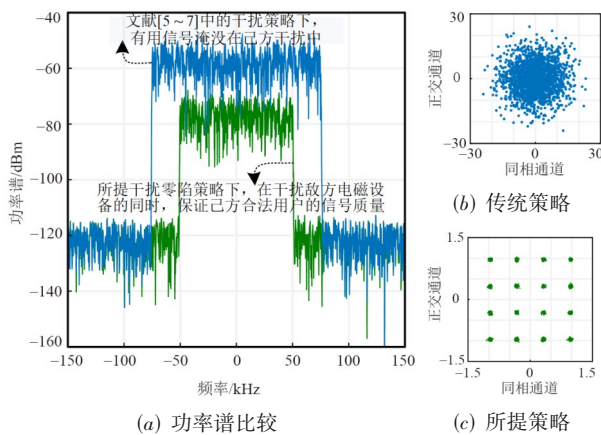


图2 合法用户  $U_1$  处接收信号功率谱和星座图

图3在不同的干扰发射功率  $P_{J_1}$  下, 对合法用户  $U_1$  与敌方节点  $E_1$  处的接收信噪比性能展开仿真, 其中  $\sigma_{E_1}^2 = \sigma_{U_1}^2 = -124$  dBm、 $P_{E_2} = P_{U_2} = 20$  dBm 以及  $|h_{*j}|^2 = 10^{-10}$ . 可以发现随着无人干扰平台发射功率的增大, 敌方节点的接收信噪比逐渐恶化; 在传统干扰策略

下<sup>[5-7]</sup>, 合法用户处的接收信噪比也在逐渐恶化; 在所提射频干扰零陷策略下, 当不存在时间误差时合法用户处的接收信号质量不受影响. 然而, 红色虚线表明无人干扰平台之间的时间同步误差会恶化  $U_1$  处的接收信噪比性能, 并且随着干扰发射功率的增加, 信噪比性能损失逐步加剧. 具体地, 时间误差的方差  $\sigma_\tau^2$  每增大 20 dB, 或者干扰发射功率  $P_{J_1}$  每增大 20 dB,  $U_1$  处的接收信噪比将恶化约 20 dB, 验证了推论1中的结论.

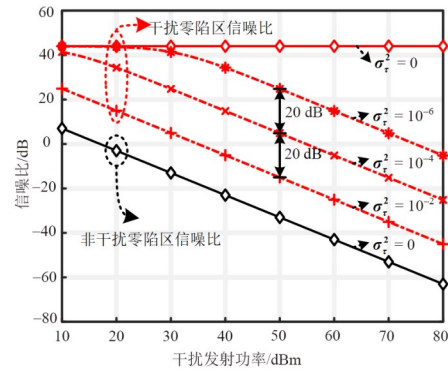


图3 合法用户  $U_1$  和敌方节点  $E_1$  处的接收信噪比性能

图4给出了  $J_1$  处的最优干扰发射功率随时间同步误差的变化趋势, 其中  $P_{U_2} = 20$  dBm 且  $\dagger \in \{1, 2\}$ . 首先, 曲线①给出了文献[5~7]中传统干扰策略下的最优发射功率, 此时  $P_{J_1} = P_{J_2} = P_{\max} = 80$  dBm, 通过功率压制的方式恶化敌方节点的信号接收质量. 曲线②~⑥给出了所提射频干扰零陷策略下的最优干扰发射功率. 通过对比曲线②~④, 可以发现敌方节点的发射功率每降低 20 dB, 最优干扰功率约降低 10 dB; 当时间误差可忽略时,  $P_{J_1}^{\text{opt}}$  取值为  $P_{\max} = 80$  dBm; 随着时间误差的增大,  $P_{J_1}^{\text{opt}}$  逐渐减小. 在曲线②中,  $P_{J_1}^{\text{opt}}$  的下降速度在  $\sigma_\tau^2 > 5 \times 10^{-5}$  时加快, 这是因为由时间误差引起的残余干扰功率在此阶段迅速增大;  $P_{J_1}^{\text{opt}}$  在  $\sigma_\tau^2 > 5 \times 10^{-5}$  时取值为空, 因为此时无论干扰发射功率取何值, 合法用户  $U_1$  处的接收信噪比总小于敌方节点  $E_1$  处的接收信噪比. 根据曲线③~⑤可以发现,  $P_{J_1}^{\text{opt}}$  在  $\sigma_\tau^2 > 0.126$  时取值为 0, 因为此时  $U_1$  处的接收信噪比小于其解调阈值  $\gamma_{U_1^0}$ . 此外, 通过对比曲线④~⑥, 可以发现  $|h_{J_1E_1}|^2 + |h_{J_2E_1}|^2$  或  $|h_{J_1U_1}|^2 + |h_{J_2U_1}|^2$  每增大 20 dB, 最优干扰发射功率约降低 10 dB. 注意到曲线⑥中, 当  $\sigma_\tau^2 > 1.6 \times 10^{-3}$  时,  $P_{J_1}^{\text{opt}}$  值为 0; 其临界值小于曲线⑤, 这是因为  $U_1$  处的干扰接收功率增大, 进而对时间误差更加敏感.

基于图4中的最优干扰发射功率, 图5仿真了合法用户  $U_1$  处的可达速率优势  $\Delta C_{\text{ARA}}$  随时间同步误差的变

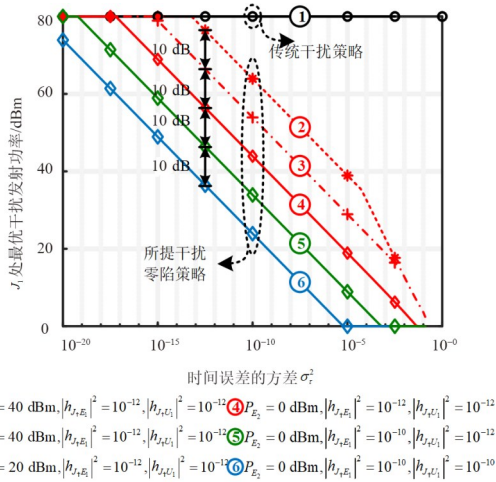


图4 最优干扰发射功率随时间误差的变化趋势

化趋势,  $P_{U_2} = 20 \text{ dBm}$  且  $\dagger \in \{1, 2\}$ . 可以发现当时间误差趋于0时,  $\Delta C_{\text{ARA}}$  趋于  $4 \text{ bps/Hz}$ , 与式(22)中的理论值保持一致; 随着时间误差的增大,  $\Delta C_{\text{ARA}}$  逐渐减小. 曲线①中, 当时间误差  $\sigma_\tau^2$  取值为  $3 \times 10^{-3}$  时,  $\Delta C_{\text{ARA}}$  取值为0, 因为此时合法用户  $U_1$  与敌方节点  $E_1$  处的接收信噪比相同; 曲线②~⑤中, 当  $\sigma_\tau^2$  取值超过  $0.126$  或  $1.6 \times 10^{-3}$  时,  $\Delta C_{\text{ARA}}$  取值为空, 因为此时合法用户  $U_1$  处的接收信噪比低于其解调门限. 此外, 当  $\sigma_\tau^2 \in [10^{-12}, 10^{-2}]$  时, 与文献[5~7]中的传统干扰策略(曲线⑦)相比, 所提干扰发射功率策略下(曲线②)可达速率优势的平均提升量为  $3.2 \text{ bps/Hz}$ ; 与未考虑时间误差的干扰发射功率策略(曲线①)相比, 所提干扰发射功率策略下(曲线②)可达速率优势的平均提升量为  $1.5 \text{ bps/Hz}$ .

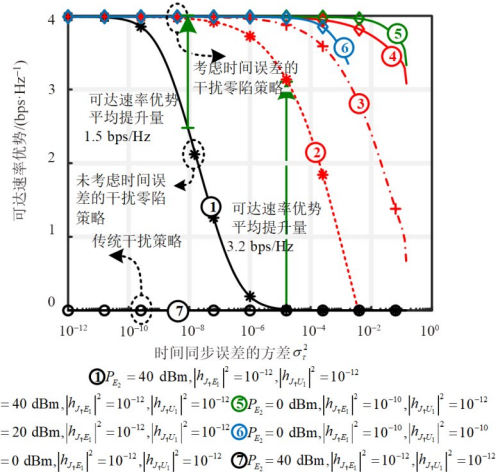


图5 合法用户处可达速率优势随时间误差的变化趋势

### 5 结论

本文提出了一种无人平台主动式射频干扰零陷策略, 可以在干扰敌方电磁设备的同时, 在目标区域实现

射频干扰零陷, 保证合法用户的信号质量. 所提射频干扰零陷性能对无人平台之间的时间同步误差较为敏感, 因此给出了时间误差约束下合法用户接收信噪比与可达速率优势的闭合表达式, 并通过优化干扰发射功率, 最大化合法用户处的可达速率优势. 在给定的数值仿真条件下, 与传统干扰策略相比, 所提射频干扰零陷策略可达速率优势的平均提升量约为  $3.2 \text{ bps/Hz}$ ; 与未考虑时间同步误差的干扰零陷策略相比, 所提功率优化策略可达速率优势的平均提升量约为  $1.5 \text{ bps/Hz}$ . 后续研究中, 将进一步设计多个动态宽带干扰机协作的主动式射频干扰零陷策略, 并给出典型工程误差下射频干扰零陷性能界.

### 参考文献

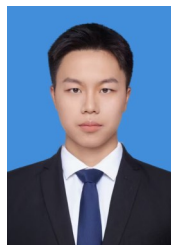
- [1] ZHANG W X, MA D, ZHAO Z K, et al. Design of cognitive jamming decision-making system against MFR based on reinforcement learning[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(8): 10048-10062.
- [2] 侯杰, 陈曦, 陶诗飞, 等. 区块链赋能的战场分布式频谱分配: 一种快速匹配算法[J/OL]. 电子学报. (2025-05-09)[2025-05-10]. <https://link.cnki.net/urlid/11.2087.TN.20250508.1349.004>. CHEN X, TAO S F, et al. Blockchain-enabled distributed spectrum allocation in battlefield: A fast matching algorithm[J/OL]. Acta Electronica Sinica. (2025-05-09)[2025-05-10]. <https://link.cnki.net/urlid/11.2087.TN.20250508.1349.004>. (in Chinese)
- [3] 张正宇, 何睿斯, 杨汨, 等. 面向6G的无线信道语义特征及建模[J]. 电子学报, 2025, 53(1): 14-23. ZHANG Z Y, HE R S, YANG M, et al. Semantic characteristics and modeling of wireless channels for 6G[J]. Acta Electronica Sinica, 2025, 53(1): 14-23. (in Chinese)
- [4] TORRENS S A, PETROV V, JORNET J M. Modeling interference from millimeter wave and terahertz bands cross-links in low earth orbit satellite networks for 6G and beyond[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2024, 42(5): 1371-1386.
- [5] LI Y Z, GUO H Y, CHEN Y B, et al. Reflect beamforming optimization for reconfigurable intelligent surface assisted cooperative jamming[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(9): 2126-2130.
- [6] WANG Y H, ZHANG T X, KONG L J, et al. Strategy optimization for range gate pull-off track-deception jamming under black-box circumstance[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2023, 59(4): 4262-4273.
- [7] ALI A S, BADDELEY M, BARIAH L, et al. JamRF: Performance analysis, evaluation, and implementation of RF jamming over Wi-Fi[J]. IEEE Access, 2022, 10: 133370-

- 133384.
- [8] YE R L, PENG Y Y, AL-HAZEMI F, et al. A robust cooperative jamming scheme for secure UAV communication via intelligent reflecting surface[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(2): 1005-1019.
- [9] LIU D L, WU F, QUAN X, et al. Energy- and spectral-efficiency of zero-forcing beamforming in massive MIMO systems with imperfect reciprocity calibration: Bound and optimization[J]. Science China Information Sciences, 2018, 61(12): 122302.
- [10] YU B, QIAN C, LEE J, et al. Realizing high power full duplex in millimeter wave system: Design, prototype and results[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(9): 2893-2906.
- [11] LAAKSO T I, VALIMAKI V, KARJALAINEN M, et al. Splitting the unit delay [FIR/all pass filters design][J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1996, 13(1): 30-60.
- [12] ROUMELAS G D, NISTAZAKIS H E, GAPPMAIR W, et al. Time jitter influence on the performance of gamma-gamma turbulence FSO links with various modulation schemes[J]. Journal of Modern Optics, 2020, 67(8): 721-729.
- [13] 宋长庆. 频谱共生环境中的跳频通信关键技术[D]. 成都:电子科技大学, 2023.
- SONG C Q. Key Technology of Frequency-Hopping Communication in Spectrum Symbiosis Environments[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2023. (in Chinese)
- [14] XIAO Y Q, DU Q H, ZHANG Y S, et al. Secure vehicular communications with varying QoS and environments: A unified cross-layer policy-adaptation approach[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2023, 24(11): 13462-13471.
- [15] 雷维嘉, 毕文佳, 雷宏江, 等. 时间反转 OFDM 系统中增强安全性能的功率分配与人工噪声设计[J]. 电子学报, 2024, 52(5): 1570-1581.
- LEI W J, BI W J, LEI H J, et al. Power allocation and artificial noise design of time-reversal OFDM system to enhance security performance[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(5): 1570-1581. (in Chinese)
- [16] 宋长庆, 张译丹, 赵宏志, 等. 人工噪声掩护下跳频安全通信[J]. 中国科学: 信息科学, 2023, 53(3): 550-565.
- SONG C Q, ZHANG Y D, ZHAO H Z, et al. Artificial noise shielded frequency hopping secure communication[J]. Scientia Sinica (Informationis), 2023, 53(3): 550-565. (in Chinese)

### 作者简介



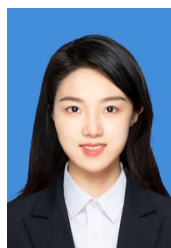
**杨健** 男, 1982年5月出生于安徽省. 现为电磁空间认知技术国家级重点实验室研究员. 主要研究方向为电磁空间感知分选与控制.  
E-mail: yuhengzi\_8205@163.com



**杨林锋** 男, 1999年1月出生于四川省. 2025年毕业于电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室. 主要研究方向为同时同频发射接收信号处理.  
E-mail: yanglf018@163.com



**严牧** 男, 1991年4月出生于重庆市. 2020年毕业于电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室, 现为军事科学院助理研究员. 主要研究方向为无人机集群协同.  
E-mail: yanmuwhite@foxmail.com



**王亚彤** 女, 1995年11月出生于河北省. 2023年毕业于电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室, 现为北京理工大学信息与电子学院博士后. 主要研究方向为电磁频谱感知.  
E-mail: wangyatong@bit.edu.cn



**宋长庆** 男, 1996年9月出生于江苏省. 2023年毕业于电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室, 现为电子科技大学助理研究员. 主要研究方向为同时同频发射接收信号处理.  
E-mail: scq@uestc.edu.cn



**马万治** 男, 1977年6月出生于四川省. 现为电子科技大学副研究员. 主要研究方向为全双工自组网抗干扰技术.  
E-mail: mawanzhi@uestc.edu.cn