

引用格式: 秦俐之, 赵宏志, 邵士海. 不完美时间同步对宽带侦察接收机共址干扰抑制性能影响 [J]. 电子科技大学学报, 2025, 54(5): 733-739.  
QIN L Z, ZHAO H Z, SHAO S H. Performance analysis of co-site interference suppression with imperfect time synchronization in wideband reconnaissance receivers[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2025, 54(5): 733-739.

# 不完美时间同步对宽带侦察接收机共址干扰抑制性能影响



秦俐之, 赵宏志\*, 邵士海

(电子科技大学 通信抗干扰全国重点实验室, 成都 611731)

**摘要:** 车载宽带侦察接收机面临同车大功率电台发射信号的共址干扰问题, 干扰重建与对消是有效解决手段, 但是受工程误差影响, 干扰重建信号与接收信号无法实现完美时间同步, 导致共址干扰抑制性能下降, 目前缺少性能恶化的量化分析。该文首先建立面向奈奎斯特折叠接收机的共址干扰抑制系统模型, 然后考虑干扰传播信道多径效应、时间同步误差等非理想因素影响, 给出残余干扰功率和共址干扰对消比的闭合表达式, 从理论上分析了共址干扰重建信号时间同步误差对共址干扰抑制性能的影响, 不同条件下的仿真结果验证了理论分析的正确性。

**关键词:** 共址干扰; 宽带接收; 干扰抑制; 时间同步误差

中图分类号: TN97

文献标志码: A

DOI: 10.12178/1001-0548.2024265

## Performance analysis of co-site interference suppression with imperfect time synchronization in wideband reconnaissance receivers

QIN Lizhi, ZHAO Hongzhi\*, and SHAO Shihai

(Nation Key Laboratory of Wireless Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

**Abstract:** The onboard wideband reconnaissance receiver is faced with the problem of co-site interference of high-power radio transmitting signals in the same vehicle. One effective solution to this issue is interference reconstruction and cancellation. However, due to engineering errors, interference reconstruction signals and received signals cannot achieve perfect time synchronization, leading to a decline in the effectiveness of co-site interference cancellation. This paper establishes a co-site interference cancellation system model for the Nyquist folded receiver, and then presents a closed expression for the residual interference power and co-site interference cancellation ratio by considering the influence of non-ideal factors, such as the multipath effect of the interference propagation channel and time synchronization error. Additionally, this paper theoretically analyzes the influence of the time synchronization error of the co-site interference reconstruction signal on the performance of co-site interference suppression. The simulation results under different conditions validate the correctness of the theoretical analysis.

**Key words:** co-site interference; wideband reception; interference suppression; time synchronization error

随着信息化作战的不断发展, 车载指挥系统面临的电磁环境日益复杂。功能较强的指挥车会同时装备侦察接收机、短波电台、超短波电台等电子设备<sup>[1]</sup>, 集侦察、通信等功能于一体。为了解决大带宽侦察需求与模数转换器 ADC 有限采样频率的矛盾, 文献 [2] 基于压缩感知理论, 研制了奈奎斯特

折叠接收机 (Nyquist folding receiver, NYFR) 架构, 在低于奈奎斯特采样率下, 数字捕获稀疏或可压缩的宽带信号。

同时为了实现指挥系统对复杂电磁环境的实时感知, 宽带侦察接收机需要连续地侦听电磁环境信号。车载电台大功率发射信号, 对同车宽带侦察接

收稿日期: 2024-12-21

基金项目: 国家自然科学基金 (62071094, 61901396)

作者简介: 秦俐之, 博士生, 主要从事干扰抑制、全双工、信号处理方面的研究。

\*通信作者 E-mail: lyn@uestc.edu.cn

收机造成严重的共址干扰, 导致车载宽带侦察接收机无法正常工作<sup>[3]</sup>。

现有研究聚焦于面向常规接收机的共址干扰抑制方法和性能分析<sup>[4-7]</sup>。文献 [8-10] 给出了通过相位控制、隔离等方式, 降低干扰信号功率的空间域抑制技术; 文献 [11-12] 在射频域进行干扰抑制, 通过射频器件调整参考信号的时延、幅度和相位重建干扰信号<sup>[11]</sup>, 或通过数字域辅助重建干扰信号<sup>[12]</sup>; 数字域抑制技术主要通过对干扰信道的估计, 进行干扰信号抑制<sup>[13]</sup>。由于硬件精度的限制, 干扰抑制技术会受到非理想因素的影响, 如文献 [14] 分析了不完美时间同步对干扰抑制性能的影响, 并基于 25 kHz 带宽信号进行仿真验证。文献 [15] 分析了采样时钟偏移对干扰抑制性能的影响, 并基于 10 MHz 带宽信号进行仿真验证。文献 [16] 分析了时钟抖动对干扰抑制性能的影响, 并基于 40 kHz 带宽信号进行仿真验证。现有文献均是针对窄带宽且频点固定的信号, 基于传统接收机进行干扰抑制与性能分析, 缺乏面向宽带奈奎斯特折叠接收机共址干扰抑制性能的相关研究。

针对上述问题, 本文研究了不完美时间同步对奈奎斯特折叠接收机共址干扰抑制性能的影响。首先建立了面向 NYFR 的共址干扰抑制系统模型, 将压缩折叠后的信号进行干扰抑制, 然后从理论上推导了多径效应、时间同步误差和 NYFR 对共址干扰抑制性能的影响。理论分析和仿真结果表明, 随着时间同步误差与折叠倍数的增加, 共址干扰抑制性能呈下降趋势。

## 1 系统模型

面向宽带折叠接收机的共址干扰抑制系统模型如图 1 所示。待侦察信号  $r_s(t)$  在整个频段范围内具有稀疏性, 当指挥车发射信号与待侦察信号在相同频点时, 将会对待侦察信号造成共址干扰  $r_x(t)$ , 则无法从接收信号中提取出有用信号。

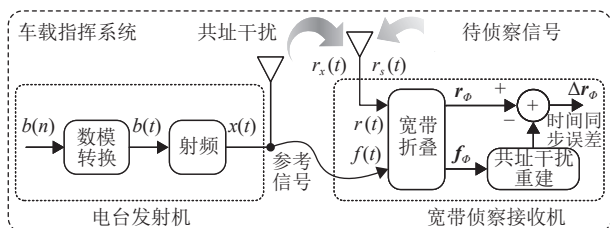


图 1 系统模型

为了消除共址干扰信号带来的影响, 将电台发

射信号  $x(t)$  有线耦合至侦察接收机作为参考信号  $f(t)$ , 然后将接收信号  $r(t)$  与参考信号进行宽带折叠接收处理, 利用折叠后的参考信号  $f_\phi$  对折叠后的接收信号  $r_\phi$  进行重建和对消。

### 1.1 电台发射机

电台发射的基带信号为  $b(n)$ , 经过数模转换后变为模拟信号  $b(t)$ , 然后上变频为射频信号  $x(t)$ :

$$x(t) = b(t)e^{j[2\pi f_t t + \theta_t]} \quad (1)$$

式中,  $f_t$  与  $\theta_t$  分别为电台发射的载波频率与初始相位。

### 1.2 信道

电台发射信号  $x(t)$  会对侦察接收机造成共址干扰, 共址干扰信号  $r_x(t)$  可表示为:

$$r_x(t) = \sum_{l=1}^L h_l x(t - \tau_l) \quad (2)$$

式中,  $L$  表示多径数;  $h_l$  表示第  $l$  条路径的复信道增益;  $\tau_l$  表示共址干扰信号第  $l$  条路径与参考信号的相对时延。

将电台发射信号  $x(t)$  有线耦合至侦察接收机作为参考信号  $f(t)$ , 有线参考信道增益为  $h_f$ , 有:

$$f(t) = h_f x(t) \quad (3)$$

### 1.3 宽带侦察接收机

在车载指挥系统中, 侦察接收机接收信号  $r(t)$  可以表示为:

$$r(t) = r_x(t) + r_s(t) + z(t) \quad (4)$$

式中,  $r_s(t)$  为待侦察信号;  $z(n)$  为高斯白噪声。

接收信号与参考信号经过下变频、模数转换操作后, 可分别表示为:

$$r(n) = r_x(n) + r_s(n) + z(n) \quad (5)$$

$$f(n) = h_f b(n) \quad (6)$$

共址干扰信号  $r_x(n)$  为:

$$r_x(n) = \sum_{l=1}^L h_l b(n - D_l) \quad (7)$$

式中,  $D_l = \tau_l/T$  表示第  $l$  条路径与参考信号的相对时延;  $T$  为采样周期。

## 2 宽带折叠接收机共址干扰抑制

宽带折叠接收机主要分为宽带折叠接收和干扰抑制两个部分。其中 NYFR 作为接收机前端, 对信号进行宽带折叠接收, 为了便于分析, 采用压缩

感知的方式进行数学表示<sup>[17]</sup>; 干扰抑制部分是通过重建共址干扰然后对消的方式, 降低共址干扰信号对接收机侦察的影响。

## 2.1 压缩感知与干扰重建对消机理

### 2.1.1 压缩感知机理

假设信号  $\mathbf{x} \in R^N$  是稀疏的, 可以在一个基  $\mathbf{B} \in R^{N \times N}$  下表示为<sup>[18]</sup>:

$$\mathbf{x} = \mathbf{B}\mathbf{s} \quad (8)$$

式中,  $\mathbf{s}$  是稀疏系数向量。

压缩感知通过一个测量矩阵  $\mathbf{A} \in R^{M \times N}$  ( $M < N$ ) 获取观测值:

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x} \quad (9)$$

若感知矩阵  $\mathbf{H} = \mathbf{A}\mathbf{B}$  满足一定阶数的 RIP 条件, 则稀疏信号可以通过优化方法 (如  $l_1$  范数最小化) 从少量的测量数据中精确或近似重建<sup>[19]</sup>, 即:

$$\|\mathbf{x}\|_2^2 \leq \|\mathbf{H}\mathbf{x}\|_2^2 \leq (1 + \delta)\|\mathbf{x}\|_2^2 \quad (10)$$

式中,  $\|\cdot\|_2$  为欧几里得范数; 参数  $\delta \in (0, 1)$ 。

### 2.1.2 干扰重建对消机理

假设一个全双工系统<sup>[6]</sup>, 发送信号  $s(t)$  在传播过程中通过通道  $h(t)$  到达接收端。接收端除了接收到目标信号外, 还会收到自己的发送信号的干扰。设目标信号为  $x(t)$ , 接收到的信号为:

$$y(t) = h_{tx}(t)s(t) + h_{rx}(t)x(t) + n(t) \quad (11)$$

式中,  $h_{tx}(t)$  是自干扰信道增益;  $h_{rx}(t)$  是目标信号从发射端到接收机信道增益;  $n(t)$  是噪声。

干扰抑制技术通过对自干扰信道的估计  $\hat{h}_{tx}$ , 利用发射端进行重建, 然后通过对消的方式将自干扰信号消除, 则接收到的信号可以表示为:

$$y'(t) = y(t) - \hat{h}_{tx}(t)s(t) = [h_{tx}(t) - \hat{h}_{tx}(t)]s(t) + h_{rx}(t)x(t) + n(t) \quad (12)$$

## 2.2 宽带折叠接收

将 NYRF 输入接收信号  $r(n)$  与参考信号  $f(n)$  分别表示为长度为  $N$  的向量形式:

$$\mathbf{r} = [r(n+1), r(n+2), \dots, r(n+N)]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{f} = [f(n+1), f(n+2), \dots, f(n+N)]^T \quad (14)$$

经过宽带折叠之后, 接收信号  $\mathbf{r}_\Phi$  与参考信号  $\mathbf{f}_\Phi$  可以分别表示为长度为  $K$  的向量<sup>[17]</sup>:

$$\mathbf{r}_\Phi = \Phi\mathbf{r} = \Phi\mathbf{r}_x + \Phi\mathbf{r}_s + \Phi\mathbf{z} = [r(n+\gamma_1), r(n+\gamma_2), \dots, r(n+\gamma_K)]^T \quad (15)$$

$$\mathbf{f}_\Phi = \Phi\mathbf{f} =$$

$$[f(n+\gamma_1), f(n+\gamma_2), \dots, f(n+\gamma_K)]^T \quad (16)$$

式中,  $\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K]$  为  $\Phi$  的索引向量;  $\Phi$  为观测矩阵:

$$\Phi = \begin{bmatrix} \phi_{1,1} & \dots & \phi_{1,N} \\ \vdots & & \vdots \\ \phi_{K,1} & \dots & \phi_{K,N} \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中,  $\phi_{k,\gamma_k}$  为 1,  $k = 1, 2, \dots, K$ ,  $1 \leq \gamma_k \leq N$ , 其余元素为 0。

因此, 折叠后的共址干扰信号  $\mathbf{r}_\Phi^x$  可以表示为:

$$\mathbf{r}_\Phi^x = \Phi\mathbf{r}_x = [r_x(n+\gamma_1), r_x(n+\gamma_2), \dots, r_x(n+\gamma_K)]^T \quad (18)$$

## 2.3 共址干扰抑制

接收端能够通过算法完美地估计出信道增益<sup>[6]</sup>, 但在实现过程中, 多径、时间同步误差等非理想因素的存在会降低折叠后待侦察信号的信噪比, 因此本文主要分析多径环境下, 时间同步误差对干扰抑制性能的影响。

假设第  $l$  条路径的时延估计为:

$$\hat{D}_l = D_l + \Gamma_l \quad (19)$$

则共址干扰信号第  $l$  条路径  $\hat{r}_x^l(n)$  与参考信号  $f(n)$  之间存在的整数倍时延  $D_l$  可以通过时间同步操作对齐。经过时间同步操作之后, 时间同步误差使得  $\hat{r}_x^l(n)$  与  $f(n)$  之间存在相对分数时延  $\Gamma_l$ ,  $0 \leq |\Gamma_l| \leq 0.5$ , 可以通过理想分数时延滤波器表示<sup>[20]</sup>:

$$\hat{r}_x^l(n) = f(n + \Gamma_l) = f(n) \text{sinc}(n + \Gamma_l) = A_{\Gamma_l} f(n) + f_{\Gamma_l}(n) \quad (20)$$

式中,  $A_{\Gamma_l} = \text{sinc}(\Gamma_l)$  表示由时间同步误差带来的衰减系数;  $f_{\Gamma_l}(n) = \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{+\infty} [f(n-i) \text{sinc}(i - \Gamma_l)]$  为来自相邻码元的干扰噪声, 即符号间串扰 (inter-symbol interference, ISI), 且  $f_{\Gamma_l}(n)$  与  $f(n)$  互不相关, 因此  $f_{\Gamma_l}(n)$  无法被抑制。

时间同步后共址干扰信号  $\hat{r}_x(n)$  可表示为:

$$\hat{r}_x(n) = \sum_{l=1}^L h_l \hat{r}_x^l(n) = \sum_{l=1}^L h_l f(n + \Gamma_l) \quad (21)$$

利用参考信号  $f(n)$  对共址干扰信号进行重建, 得到重建后的共址干扰信号  $\hat{f}(n)$ , 可以表示为:

$$\hat{f}(n) = \sum_{l=1}^L h_l A_{\Gamma_l} f(n) \quad (22)$$

如侦察接收机未折叠, 则重建共址干扰信号的向量形式为:

$$\hat{\mathbf{f}} = [\hat{f}(n+1), \hat{f}(n+2), \dots, \hat{f}(n+N)]^T \quad (23)$$

侦察接收机对接收信号进行宽带折叠后, 重建的共址干扰信号  $\hat{\mathbf{f}}_\Phi$  可表示为:

$$\hat{\mathbf{f}}_\Phi = [\hat{f}(n+\gamma_1), \hat{f}(n+\gamma_2), \dots, \hat{f}(n+\gamma_K)]^T \quad (24)$$

对共址干扰信号  $\hat{r}_x(n)$  进行对消后, 残余干扰信号  $\Delta r_x$  可以表示为:

$$\Delta r_x = \hat{r}_x(n) - \hat{f}(n) = \sum_{l=1}^L f_{\Gamma_l}(n) \quad (25)$$

残余共址干扰信号  $\Delta \mathbf{r}_\Phi^x$  可以表示为:

$$\Delta \mathbf{r}_\Phi^x = \hat{\mathbf{r}}_\Phi^x - \hat{\mathbf{f}}_\Phi = \Phi [\mathbf{r}_x - \hat{\mathbf{f}}] = \Phi \Delta \mathbf{r}_x = \Phi \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^L h_l f_{\Gamma_l}(n+1) \\ \vdots \\ \sum_{l=1}^L h_l f_{\Gamma_l}(n+N) \end{bmatrix} \quad (26)$$

式中,  $\Delta \mathbf{r}_x = [\Delta r_x(n+1), \Delta r_x(n+2), \dots, \Delta r_x(n+N)]^T$ 。

经过上述共址干扰重建与对消后, 残余信号向量  $\Delta \mathbf{r}_\Phi$  可以表示为:

$$\Delta \mathbf{r}_\Phi = \Delta \mathbf{r}_\Phi^x + \Phi \mathbf{r}_s + \Phi \mathbf{z} = \Phi (\Delta \mathbf{r}_x + \mathbf{r}_s + \mathbf{z}) \quad (27)$$

由式 (27) 可知, 残余信号主要由残余干扰信号  $\Delta \mathbf{r}_\Phi^x$ 、折叠后的待侦察信号  $\Phi \mathbf{r}_s$  与折叠后的噪声  $\Phi \mathbf{z}$  构成。在理想条件下,  $\Delta r_x(n+\gamma_k) = 0$ , 此时  $\Delta \mathbf{r}_\Phi = \Phi \mathbf{r}_s + \Phi \mathbf{z}$ , 则可采用压缩感知中常见的重构算法对  $\Phi \mathbf{r}_s$  进行重构<sup>[21]</sup>。在工程实现过程中, 存在多径、时间同步误差等非理想因素,  $\Delta r_x(n+\gamma_k) > 0$ , 此时残余干扰信号相当于噪声,  $\Delta \mathbf{r}_\Phi = \Phi \mathbf{r}_s + \Phi (\mathbf{z} + \Delta \mathbf{r}_x)$ , 则折叠后待侦察信号的信噪比降低, 重构精确度也相应降低。

### 3 性能分析

采用干扰对消比 (interference cancellation ratio, ICR) 来衡量共址干扰抑制性能<sup>[15]</sup>, 可以表示为:

$$\text{ICR} = 10 \lg \frac{\mathbb{P}\{\mathbf{r}_x\} + \mathbb{P}\{\mathbf{z}\}}{\mathbb{P}\{\Delta \mathbf{r}_x\} + \mathbb{P}\{\mathbf{z}\}} \quad (28)$$

式中,  $\mathbb{P}$  代表求功率。因此, 宽带折叠接收机的干

扰抑制性能可以表示为:

$$\text{ICR} = 10 \lg \frac{\mathbb{P}\{\hat{\mathbf{r}}_\Phi^x\} + \mathbb{P}\{\Phi \mathbf{z}\}}{\mathbb{P}\{\Delta \mathbf{r}_\Phi^x\} + \mathbb{P}\{\Phi \mathbf{z}\}} \quad (29)$$

假设基带信号  $b(n)$  服从高斯分布, 则  $b(n+\Gamma_l)$  的功率为:

$$\mathbb{P}\{b(n+\Gamma_l)\} = \mathbb{P}\{b(n)\} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(i-\Gamma_l)^2 \approx \mathbb{P}\{b(n)\} \quad (30)$$

时间同步后折叠的共址干扰信号  $\hat{\mathbf{r}}_\Phi^x$  的功率可以表示为:

$$\begin{aligned} \mathbb{P}\{\hat{\mathbf{r}}_\Phi^x\} &= \mathbb{P}\{\Phi \hat{\mathbf{r}}_x\} = \\ &= \mathbb{P}\{\Phi [\hat{r}_x(n+1), \dots, \hat{r}_x(n+N)]^T\} = \\ &= \mathbb{P}\left\{\sum_{l=1}^L h_l b(n+\Gamma_l)\right\} \approx \mathbb{P}\{b(n)\} \sum_{l=1}^L |h_l|^2 \end{aligned} \quad (31)$$

$f_{\Gamma_l}(n)$  的功率可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbb{P}\{f_{\Gamma_l}(n)\} &= \mathbb{P}\{f(n)\} \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{\infty} \text{sinc}(i-\Gamma_l)^2 = \\ &= \mathbb{P}\{b(n)\} \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{\infty} \text{sinc}(i-\Gamma_l)^2 \end{aligned} \quad (32)$$

因此残余干扰信号的功率为:

$$\begin{aligned} \mathbb{P}\{\Delta \mathbf{r}_\Phi^x\} &= \mathbb{P}\{\Phi \Delta \mathbf{r}_x\} = \\ &= \mathbb{P}\left\{\Phi \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^L h_l f_{\Gamma_l}(n+1) \\ \vdots \\ \sum_{l=1}^L h_l f_{\Gamma_l}(n+N) \end{bmatrix}\right\} \approx \mathbb{P}\{b(n)\} \sum_{l=1}^L |h_l|^2 \mathfrak{R}_l \end{aligned} \quad (33)$$

式中,  $\mathfrak{R}_l = \sum_{i \in \gamma} \text{sinc}(i-\Gamma_l)^2 + \sum_{i \in \gamma-N} \text{sinc}(i-\Gamma_l)^2$ 。

将式 (31) 与式 (33) 带入式 (29) 可得:

$$\begin{aligned} \text{ICR} &= 10 \lg \frac{\mathbb{P}\{b(n)\} \sum_{l=1}^L |h_l|^2 + \sigma^2}{\mathbb{P}\{b(n)\} \sum_{l=1}^L |h_l|^2 \mathfrak{R}_l + \sigma^2} = \\ &= 10 \lg \frac{\text{INR} \sum_{l=1}^L |h_l|^2 + 1}{\text{INR} \sum_{l=1}^L |h_l|^2 \mathfrak{R}_l + 1} \end{aligned} \quad (34)$$

式中,  $\sigma^2$  表示接收机噪声经过宽带折叠之后的功率;  $\text{INR} = \mathbb{P}\{b(n)\} / \sigma^2$  表示共址干扰信号与接收机噪声的功率比。

综上可知, 干扰抑制性能受干噪比、时间同步误差与 ISI 的影响。随着时间同步误差的增加, 干扰抑制性能呈下降趋势。

### 4 仿真分析

本节通过 MATLAB 进行数值仿真, 验证宽带折叠接收机共址干扰抑制性能理论分析的正确性, 以及时间同步误差、折叠方式和折叠倍数对接收机共址干扰抑制性能的影响。为了便于仿真, 将侦察频段从 2~18 GHz 等比缩小至 0~50 MHz。共址干扰信道多径分布参照文献 [22]。主径与其余分径时间同步误差均设置为  $\Gamma$ , 其余的仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数设置

参数	取值
原始采样速率/ Msps	100
压缩后采样速率/ Msps	70/50/40/30
干扰信号带宽/ MHz	1
时间同步误差范围	0~0.5
干噪比范围/ dB	10~60

图 2 描述了折叠方式  $\gamma = [0 \ 2 \ 3 \ 5 \ 7]$  时, 干噪比与时间同步误差对干扰抑制性能的影响。从图中可以看出, 仿真与理论值近似, 当干噪比为 10 dB 时, 干扰抑制性能为 10 dB, 时间同步误差对干扰抑制性能的影响可以忽略不记。当干噪比为 20~40 dB 时, 随着干噪比的增加, 干扰抑制性能逐渐增加, 干扰抑制性能同时受到噪声与时间同步误差的影响。当干噪比为 50~60 dB 时, 随着干噪比的增加, 干扰抑制性能趋于稳定, 说明此时干扰抑制性能主要受到时间同步误差的影响, 并且随着时间同步误差的增加, 干扰抑制性能变化量逐渐减小, 说明时间同步误差限制了干扰抑制性能的上限。

由图 2 可知, 当干噪比大于 30 dB 时, 干扰抑制性能受时间同步误差的影响较大。因此图 3 仿真了折叠方式  $\gamma = [0 \ 2 \ 3 \ 5 \ 7]$ 、干噪比为 30~60 dB 时, 时间同步误差为对干扰抑制性能的影响。从图中可以看出, 仿真与理论值近似, 当时间同步误差为 0 时, 干扰抑制性能与干噪比相等, 干扰信号能被抑制到噪声附近。随着时间同步误差增

加, 干扰抑制性能先缓慢后迅速下降, 后趋于平缓。随着干噪比的降低, 干扰抑制性能受时间同步误差的影响变小。

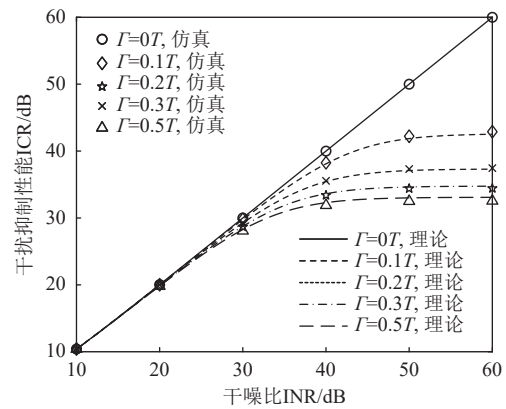


图 2 干扰抑制性能与干噪比的关系

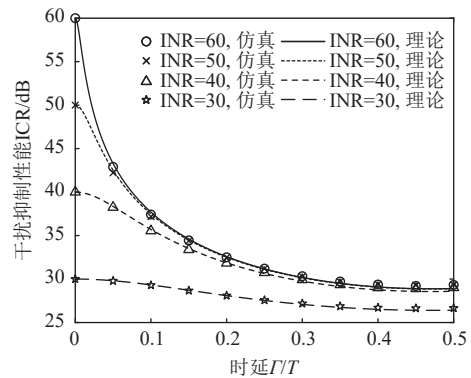


图 3 干扰抑制性能与时间同步误差的关系

图 4 描述了干噪比为 60 dB、折叠方式  $\gamma$  不同时, 时间同步误差对干扰抑制性能的影响。从图中可以看出, 仿真与理论值近似, 多径幅度分布相同、 $\gamma$  不同时, 随着时间同步误差的增加, 干扰抑制性能整体趋势一致,  $\gamma$  取值不同导致干扰抑制性能存在 0~10 dB 的差距。

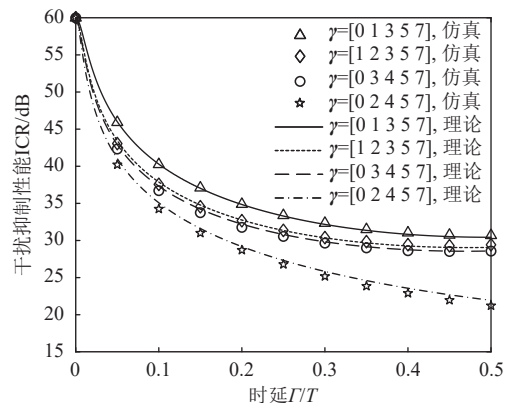


图 4  $\gamma$  不同时, 干扰抑制性能与时间同步误差的关系

图 5 描述了干噪比为 60 dB、折叠倍数不同时, 时间同步误差对干扰抑制性能的影响, 并采用文献 [14] 中常规接收机的共址干扰抑制性能作为对比。从图中可以看出, 随着时间同步误差的增加, 干扰抑制性能整体趋势一致。当时间同步误差大于 0 时, 随着  $K$  的减小, 折叠倍数  $N/K$  增加, 干扰抑制性能略微降低。当  $N/K = 1$  时, 即为常规接收机的干扰抑制性能。当时间同步误差为 0.5 T 时, 10/3 折叠倍数的干扰抑制性能比 10/7 折叠倍数高 2.4 dB, 比常规接收机高 8 dB。

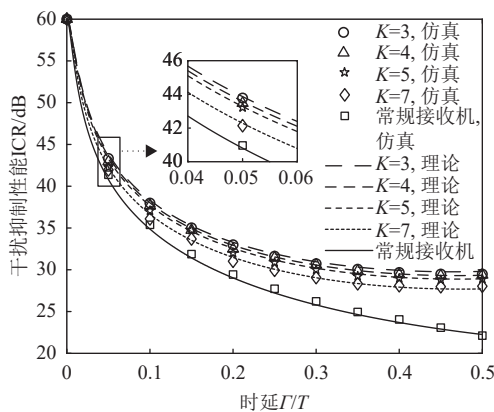


图 5  $K$  不同时, 干扰抑制性能与时间同步误差的关系

## 5 结束语

本文针对不完美时间同步下宽带侦察接收机的共址干扰抑制问题, 建立了面向奈奎斯特折叠接收机的共址干扰抑制系统模型, 给出了多径效应、时间同步误差、奈奎斯特折叠影响下的残余干扰功率与共址干扰对消比的闭合表达式。分析了不完美时间同步下面向奈奎斯特折叠接收机的共址干扰抑制性能, 并通过仿真对其进行验证。后续将使用软件无线电平台, 完成面向宽带折叠接收机共址干扰抑制的实验验证。

## 参考文献

- [1] 张晓烁, 倪唯一, 肖海林. 基于 RIS-UAV 协作的车载通信系统安全传输研究[J]. 电子科技大学学报, 2023, 52(4): 539-548.  
ZHANG X S, NI W Y, XIAO H L. Secure transmission scheme for V ehicular communication with RIS-UAV relay cooperation[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2023, 52(4): 539-548.
- [2] MALEH R, FUDGE G L, BOYLE F A, et al. Analog-to-information and the nyquist folding receiver[J]. *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2012, 2(3): 564-578.
- [3] BERHANE TEKLU M, CHOI W. Energy and spectral efficiency maximization of full-duplex communications under imperfect CSI[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2025, 12(3): 2954-2967.
- [4] DINC T, CHAKRABARTI A, KRISHNASWAMY H. A 60 GHz CMOS full-duplex transceiver and link with polarization-based antenna and RF cancellation[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2016, 51(5): 1125-1140.
- [5] JIANG Y H, LIU Z P, YUAN L, et al. Multitap RF canceller with single LMS loop for adaptive co-site broadband interference cancellation[J]. *China Communications*, 2024, 21(9): 179-197.
- [6] MOHAMMADI M, MOBINI Z, GALAPPATHTHIGE D, et al. A comprehensive survey on full-duplex communication: Current solutions, future trends, and open issues[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2023, 25(4): 2190-2244.
- [7] LIU G, YU F R, JI H, et al. In-band full-duplex relaying: A survey, research issues and challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2015, 17(2): 500-524.
- [8] LIANG Y Z, CHEN F C, XIANG K R, et al. Wideband co-polarized stacked patch antenna for in-band full-duplex applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2023, 71(12): 9920-9925.
- [9] VENKATASUBRAMANIAN S N, LI L S, LEHTOVUORI A, et al. Impact of using resistive elements for wideband isolation improvement[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2016, 65(1): 52-62.
- [10] CHEN Y N, DING C, ZHU H, et al. A dual-slant-polarized differentially-fed in-band full-duplex (IBFD) antenna[C]//*Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*. New York: IEEE, 2022: 221-222.
- [11] ZHU H Y, HUANG J J, WANG C, et al. Multi-domain self-interference cancellation methods considering RF imperfections[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(8): 8668-8682.
- [12] MOTZ C, PAIREDER T, PRETL H, et al. A survey on self-interference cancellation in mobile LTE-A/5G FDD transceivers[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2021, 68(3): 823-829.
- [13] MOE THET N W, TAKIZAWA K. Low latency self-interference suppression in in-band full-duplex relay[C]//*Proceedings of the IEEE 21st Consumer Communications & Networking Conference*. New York: IEEE, 2024: 843-846.

- [14] GUO W B, LI C X, ZHAO H Z, et al. Comprehensive effects of imperfect synchronization and channel estimation on known interference cancellation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(1): 457-470.
- [15] GUO W B, HU H T, HE Y M, et al. Impacts of clock jitter on cooperative jamming cancellation[C]//Proceedings of the 2022 IEEE Global Communications Conference. New York: IEEE, 2022: 4142-4147.
- [16] ZHOU Y X, SONG C Q, ZHAO H Z, et al. Analysis and optimization for artificial noise aided physical layer security under clock jitter[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Communications Workshops. New York: IEEE, 2024: 1791-1796.
- [17] CHEN S J, JIANG K L, SHUAI W, et al. The impact of NYFR's parameters on reconstruction[C]//Proceedings of the International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking. New York: IEEE, 2016: 1686-1692.
- [18] ZHANG Y S, XIANG Y, ZHANG L Y, et al. Secure wireless communications based on compressive sensing: A survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2019, 21(2): 1093-1111.
- [19] JIANG K, TIAN K, FENG H, et al. Distributed uav swarm augmented wideband spectrum sensing using nyquist folding receiver[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(10): 14171-14184.
- [20] OLKKONEN J T, OLKKONEN H. Fractional delay filter based on the B-spline transform[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(2): 97-100.
- [21] LIU S, LIANG Y, ZHANG Z, et al. FPGA implementation of staged projection refining multiple orthogonal matching pursuit algorithm for compressed sensing[J]. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 2025, 33(5): 1334-1347.
- [22] HE Y M, ZHAO H Z, GUO W B, et al. Frequency-domain successive cancellation of nonlinear self-interference with reduced complexity for full-duplex radios[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(4): 2678-2690.

编辑 叶芳