

## 抗频率偏移协作干扰非线性抑制算法

文荣<sup>1,2</sup>, 何怡敏<sup>1</sup>, 张译丹<sup>1</sup>, 赵宏志<sup>1</sup>, 唐友喜<sup>1</sup>

(1. 电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室, 四川 成都 611731; 2. 成都工业学院网络与通信工程学院, 四川 成都 611730)

**摘要:** 针对协作干扰机与授权接收机之间频率偏移恶化协作干扰非线性抑制性能的问题, 提出一种基于多自适应滤波器联合系数估计的抗频率偏移协作干扰非线性抑制算法。考虑协作干扰机与授权接收机之间独立晶振与相对运动引入频率偏移, 结合功率放大器非线性失真的问题, 建立协作干扰非线性接收信号数学模型。通过将协作干扰联合信道分解为动态与静态两部分, 将原系统模型转换为递归模型。基于频率偏移的存在区间, 通过假设频率偏移值, 利用多个自适应滤波器联合估计协作干扰非线性重建系数, 完成协作干扰抑制。仿真结果表明, 在相同复杂度下, 所提算法的抗频率偏移性能优于现有协作干扰非线性抑制算法。

**关键词:** 协作干扰; 非线性失真; 频率偏移; 递归自适应滤波

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2025069

## Nonlinear cancellation algorithm for cooperative jamming against frequency offset

WEN Rong<sup>1,2</sup>, HE Yimin<sup>1</sup>, ZHANG Yidan<sup>1</sup>, ZHAO Hongzhi<sup>1</sup>, TANG Youxi<sup>1</sup>

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

2. School of Network & Communication Engineering, Chengdu Technological University, Chengdu 611730, China

**Abstract:** To solve the problem of deteriorating nonlinear cancellation performance for cooperative jamming (CJ) caused by the frequency offset between the cooperative jammer and the authorized receiver, a nonlinear cancellation algorithm for CJ against frequency offset based on joint coefficient estimation of multiple adaptive filters was proposed. Considering the frequency offset introduced by the independent crystal oscillator and relative movement between the cooperative jammer and the authorized receiver, combined with the problem of nonlinear distortion in power amplifiers, a mathematical model for the CJ nonlinear reception signals was formulated. By decomposing the CJ joint channel into dynamic and static parts, the original system model was transformed into a recursive model. Based on the existence interval of the real frequency offset, by assuming the frequency offset value, multiple adaptive filters were used to jointly estimate the CJ nonlinear reconstruction coefficient, thereby achieving CJ cancellation. Simulation results demonstrate that the proposed algorithm outperforms existing nonlinear CJ cancellation algorithms in terms of anti frequency offset performance under the same complexity level.

**Keywords:** cooperative jamming, nonlinear distortion, frequency offset, recursive adaptive filtering

收稿日期: 2024-11-19; 修回日期: 2025-03-16

通信作者: 赵宏志, lyn@uestc.edu.cn

基金项目: 成都工业学院基金资助项目(No.2023ZR008)

**Foundation Item:** The Chengdu Technological University Foundation (No.2023ZR008)

## 0 引言

近年来,无线通信技术的快速发展为移动用户提供了快速便捷的数据传输服务。然而,无线通信信道的开放性可能会导致用户隐私信息泄露,对用户安全造成威胁,尤其是在面对新一代无线通信网络海量连接场景<sup>[1]</sup>。针对上述问题,协作干扰(CJ, cooperative jamming)作为保护物理层信息安全的潜在技术备受关注<sup>[2]</sup>。协作干扰技术能够在不改变原收发链路的基础上,通过增加协作干扰机发射干扰信号来掩护期望信号(SOI, signal of interest),降低窃听机处的信噪比(SNR, signal-to-noise ratio),在物理层降低了用户隐私信息被窃取的风险。除民用场景外,协作干扰技术也在电子对抗等军事场景中具备极大的应用潜力<sup>[3]</sup>。

协作干扰应用的关键在于授权接收机有效地消除协作干扰信号,在防止用户信息被窃取的同时确保己方通信链路通畅<sup>[4]</sup>。干扰机发射的协作干扰信号会通过无线信道传播到授权接收机中,导致通信链路的信噪比受到损害。幸运的是,协作干扰信号的先验信息可以帮助实现协作干扰抑制。通常,协作干扰抑制可以根据操作域的不同分为3种方式,即传播域、模拟域和数字域协作干扰抑制。传播域协作干扰抑制通常利用多个天线的额外空间自由度,设计干扰信号的波束成形系数,达到作用于窃听信道而在授权接收机处陷零的目的。该方法通常需要协作干扰信道状态信息用于波束成形系数设计,而精确的信道状态信息极难获取<sup>[5]</sup>。此外,模拟域和数字域协作干扰抑制通常等效于多抽头滤波器架构,在协作干扰先验信息的帮助下,利用重建对消的思想达到协作干扰抑制目的<sup>[6]</sup>。其中,数字域协作干扰抑制由于数字信号处理的灵活性,拥有处理实际工程中非理想因素的能力,能够在传播域和射频域协作干扰抑制的基础上,将协作干扰功率进一步抑制到接收机底噪附近<sup>[7]</sup>。

在实际应用中,不完美的硬件设备和复杂的协作干扰传播环境会降低协作干扰抑制性能。通常,协作干扰机独立于原通信链路收发机。因此,协作干扰机上变频和授权接收机下变频所使用的晶振在物理上是独立的,相应振荡器产生的载波频率可能会不匹配,导致协作干扰接收信号存在频率偏移。除此之外,在车载、机载和舰载等场景中,协作干

扰机和授权接收机之间可能存在相对运动,同样在协作干扰接收信号中引入频率偏移。频率偏移已被证明会恶化协作干扰抑制性能<sup>[8]</sup>。一些文献声称,如递归最小二乘(RLS, recursive least squares)和最小均方(LMS, least mean square)等自适应滤波器,可用于在时变信道中抑制协作干扰。然而,受频率偏移影响的信道变化非常快,传统自适应滤波器很难及时追踪和补偿。此外,一些协作干扰抑制算法被专门设计用于频率偏移存在的场景。文献[9]将协作干扰信道中的时变系数估计通过泰勒级数展开转换为时不变系数估计,从而重建并抑制协作干扰信号。此外,文献[10]提出了一种改进的LMS算法,用于在时变载波和采样频率偏移存在场景下估计和跟踪信道。

此外,协作干扰机功率放大器(PA, power amplifier)的非线性失真也是严重影响协作干扰抑制性能的关键因素之一<sup>[11]</sup>。为了确保干扰信号的覆盖范围和能量强度,协作干扰机功率放大器通常在饱和点附近工作,这会给协作干扰信号带来不可忽视的非线性失真,导致协作干扰抑制性能恶化。现有的协作干扰非线性抑制主要基于信道建模的方式,通过在时域或者频域精确地建模协作干扰非线性信道,进一步估计并重建,达到协作干扰抑制的目的。文献[12]通过并行哈默斯坦(Hammerstein)模型表征功率放大器非线性失真和多径传播的综合作用,采用RLS估计器估计并重建干扰接收信号。文献[13]在移动场景中考虑了功率放大器非线性失真的影响,提出了一种基于LMS算法的已知干扰非线性消除方法。此外,文献[14]提出了一种广泛线性的数字干扰消除器,以解决直接转换收发机中功率放大器引入的非线性失真问题。

不幸的是,综合考虑协作干扰接收信号中频率偏移和非线性失真问题的文献较少,且为保证算法复杂度相当,在2阶泰勒级数、步长为0.005和遗忘因子为0.998的参数条件下,已有算法的性能有限。针对上述问题,本文提出了一种基于多自适应滤波器联合系数估计的抗频率偏移协作干扰非线性抑制算法,能够在频率偏移存在的场景下有效地消除协作干扰非线性。

本文主要的研究工作如下。

1) 建立存在频率偏移场景下协作干扰非线性接收信号模型。综合考虑协作干扰机与授权接收机

之间晶振独立与相对移动引入的频率偏移,结合功率放大器非线性失真的问题,建立协作干扰非线性接收信号数学模型。

2) 通过将协作干扰联合信道分解为动态与静态两部分,将原系统模型转换为递归模型。基于该递归模型提出一种基于多自适应滤波器联合系数估计的抗频率偏移协作干扰非线性抑制算法。根据真实频率偏移的存在区间,通过假设频率偏移值,利用多个自适应滤波器联合估计协作干扰非线性重建系数,完成协作干扰抑制。

3) 仿真结果表明,本文算法在频率偏移场景下具有良好的协作干扰非线性抑制能力,协作干扰非线性抑制性能在相同复杂度等级下优于现有的协作干扰非线性抑制算法。

## 1 系统模型

一个由发射机、授权接收机、干扰机和窃听机组成的协作干扰系统,如图1所示。己方发射机发射通信信号到授权接收机,同时可能被窃听机窃听,导致用户信息安全受到威胁。此时,干扰机发射协作干扰,恶化窃听信道质量,掩护通信信号安全传输。授权接收机采用协作干扰抵消来确保己方正常通信。

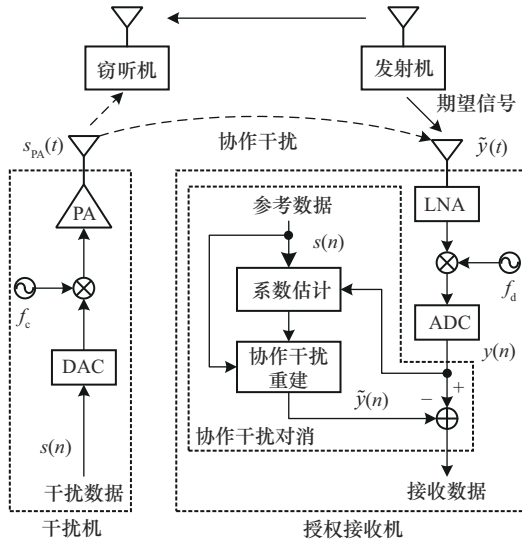


图1 协作干扰系统框图

### 1.1 干扰机

假设发射干扰数据为 $s(n)$ ,经过数字模拟转换器(DAC, digital-to-analog converter)后生成连续波形 $s(t)$ 。然后, $s(t)$ 与干扰机本地振荡器所产生的载波混合后实现上变频,输出信号为

$$\tilde{s}(t) = s(t)e^{j(2\pi f_c t + \varphi_c)} \quad (1)$$

其中, $f_c$ 和 $\varphi_c$ 分别为干扰机本地振荡器的载波频率和初始相位。

为了保证协作干扰信号功率满足要求, $\tilde{s}(t)$ 在发射前经过功率放大器时容易产生非线性失真。采用记忆多项式模型来刻画功率放大器的非线性失真<sup>[4]</sup>,发射的协作干扰信号为

$$s_{PA}(t) = \sum_{k=0}^K a_k(t) * \tilde{s}(t) |\tilde{s}(t)|^{2k} \quad (2)$$

其中,\*表示卷积, $2K+1$ 表示最高非线性阶数, $a_k(t)$ 表示第 $k$ 阶多项式核。为了方便推导,将非线性多项式生成运算记为

$$\psi_k\{\tilde{s}(t)\} = \tilde{s}(t) |\tilde{s}(t)|^{2k} \quad (3)$$

### 1.2 协作干扰信道

经过无线信道传输,授权接收机接收到协作干扰和期望信号的混合信号。将协作干扰的传输信道刻画为多径瑞利衰落平坦信道<sup>[15]</sup>,接收信号为

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= \sum_{l=1}^L h_{CJ}^l s_{PA}(t - \tau_{CJ}^l) e^{j[2\pi f_m(t - \tau_{CJ}^l)]} + \\ &\sum_{l=1}^L h_{SOI}^l \tilde{u}(t - \tau_{SOI}^l) + \tilde{z}(t) = \\ &\tilde{y}_{CJ}(t) + \tilde{y}_{SOI}(t) + \tilde{z}(t) \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $\tilde{u}(t)$ 表示发射期望信号, $\tilde{z}(t)$ 表示热噪声, $h_{CJ}^l(t)$ 和 $h_{SOI}^l(t)$ 分别表示协作干扰和期望信号在第 $l$ 条径上所经历的信道响应, $\tau_{CJ}^l$ 和 $\tau_{SOI}^l$ 分别表示协作干扰和期望信号在第 $l$ 条径上的传播时延, $f_m$ 表示由于干扰机和授权接收机之间相对运动引入的多普勒频移。于是, $\tilde{y}_{CJ}(t)$ 和 $\tilde{y}_{SOI}(t)$ 分别表示接收到的协作干扰和期望信号。结合式(1)和式(2), $\tilde{y}_{CJ}(t)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{CJ}(t) &= \sum_{l=1}^L h_{CJ}^l \left[ \sum_{k=0}^K a_k(t - \tau_{CJ}^l) * \psi_k\{\tilde{s}(t - \tau_{CJ}^l)\} \right] e^{j[2\pi f_m(t - \tau_{CJ}^l)]} = \\ &\sum_{k=0}^K \sum_{l=1}^L h_{CJ,k}^l(t - \tau_{CJ}^l) \psi_k\{s(t - \tau_{CJ}^l)\} e^{j[2\pi(f_c + f_m)(t - \tau_{CJ}^l) + \varphi_c]} \end{aligned} \quad (5)$$

其中,  $h'_{\text{CJ},k}(t - \tau'_{\text{CJ}}) = h'_{\text{CJ},k} a_k(t - \tau'_{\text{CJ}})$  表示协作干扰信道和第  $k$  阶非线性失真信道的合信道响应。

### 1.3 授权接收机

在授权接收机处,  $\tilde{y}(t)$  经过低噪声放大器 (LNA, low-noise amplifier) 和下变频后, 得到基带接收信号  $y(t)$  为

$$y(t) = \tilde{y}(t) e^{-j(2\pi f_r t + \varphi_r)} = \tilde{y}_{\text{CJ}}(t) e^{-j[2\pi f_r(t - \tau'_{\text{CJ}}) + \varphi_r]} + y_{\text{SOI}}(t) + z(t) \quad (6)$$

其中,  $f_r$  和  $\varphi_r$  分别为授权接收机本地振荡器的载波频率和初始相位。重点关注协作干扰的传输过程, 将基带接收期望信号和噪声分别记为  $y_{\text{SOI}}(t)$  和  $z(t)$ 。于是, 基带协作干扰接收信号为

$$y_{\text{CJ}}(t) = \sum_{k=0}^K \sum_{l=1}^L h'_{\text{CJ},k}(t - \tau'_{\text{CJ}}) \cdot \psi_k\{s(t - \tau'_{\text{CJ}})\} e^{j[2\pi \Delta f(t - \tau'_{\text{CJ}}) + \Delta \varphi]} \quad (7)$$

其中,  $\Delta f = f_c + f_m - f_r$  和  $\Delta \varphi = \varphi_c - \varphi_r$  分别表示干扰机和协作接收机之间的频率偏移和相位偏移。

经过模拟数字转换器 (ADC, analog-to-digital converter) 后得到数字基带接收信号为

$$y(n) = y_{\text{CJ}}(n) + y_{\text{SOI}}(n) + z(n) \quad (8)$$

其中,  $y_{\text{SOI}}(n)$  和  $z(n)$  分别表示期望信号和噪声的数字基带版本。此外, 数字基带协作干扰  $y_{\text{CJ}}(n)$  具体可以为

$$y_{\text{CJ}}(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{l=1}^L h'_{\text{CJ},k}(n - D'_{\text{CJ}}) \cdot \psi_k\{s(n - D'_{\text{CJ}})\} e^{j[2\pi \Delta F(n - D'_{\text{CJ}}) + \Delta \varphi]} \quad (9)$$

其中,  $D'_{\text{CJ}}$  表示干扰信号在第  $l$  条径上的归一化传播时延, 假设采样周期为  $T_s$ ,  $\Delta F = \Delta f T_s$  表示干扰信号的归一化频率偏移。

由于多径信道函数中的归一化传播时延与记忆深度之间存在如下关系<sup>[15]</sup>

$$h'_{\text{CJ},k}(n - D'_{\text{CJ}}) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} h'_{\text{CJ},k}(q) \text{sinc}(q - D'_{\text{CJ}}) \quad (10)$$

将式(10)代入式(9), 可得

$$\sum_{l=1}^L h'_{\text{CJ},k}(n - D'_{\text{CJ}}) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} h_{\text{CJ},k}(q) \sum_{l=1}^L \text{sinc}(q - D'_{\text{CJ}}) \quad (11)$$

因此, 数字基带协作干扰信号表达式为

$$y_{\text{CJ}}(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \left[ h_{\text{CJ},k}(q) \sum_{l=1}^L \text{sinc}(q - D'_{\text{CJ}}) \right] \cdot \psi_k\{s(n - q)\} e^{j[2\pi \Delta F(n - q) + \Delta \varphi]} \approx$$

$$\sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} h_{\text{CJ},k}(q) \psi_k\{s(n - q)\} e^{j[2\pi \Delta F(n - q) + \Delta \varphi]}.$$

$$\sum_{l=1}^L \text{sinc}(q - D'_{\text{CJ}}) =$$

$$\sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} h'_{\text{CJ},k}(q) \psi_k\{s(n - q)\} e^{j2\pi \Delta F n} \quad (12)$$

其中, 元素  $q$  的求和范围是  $[-\infty, +\infty]$ , 在实际情况下取值范围为  $[0, Q - 1]$ ,  $Q$  表示最大记忆深度, 且

$$h'_{\text{CJ},k}(q) = h_{\text{CJ},k}(q) \sum_{l=1}^L \text{sinc}(q - D'_{\text{CJ}}) e^{j[2\pi \Delta F(q - D'_{\text{CJ}}) + \Delta \varphi]}$$

为一个时不变系数。

从式(9)可以看出, 当归一化频率偏移  $\Delta F = 0$  时, 发射协作干扰所经历的信道频率响应是时不变的。但是, 由于干扰机和授权接收机拥有独立的本地振荡器, 它们之间不可避免地存在频率偏移。即使在接收机处采用了频率同步, 受算法精度的影响总会存在残余频率偏移。此时, 协作干扰所经历的信道频率响应为时变的, 记第  $k$  阶非线性分量时延  $q$  的副本信号系数为

$$\omega_{k,q}(n) = h'_{\text{CJ},k}(q) e^{j2\pi \Delta F n} \quad (13)$$

那么  $y_{\text{CJ}}(n)$  为

$$y_{\text{CJ}}(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} \omega_{k,q}(n) \psi_k\{s(n - q)\} \quad (14)$$

假设用于频率同步的序列长度为  $N$ , 它通常满足  $|\Delta F| \leq \frac{BT_s}{2N}$ , 因为当  $|\Delta F| > \frac{BT_s}{2N}$  时会引入相位模糊问题<sup>[16]</sup>, 其中  $B$  表示信号带宽。对于传统的协作干扰抑制方案, 协作干扰联合信道通常被建模为静态或块衰落的。然而, 在存在残余频率偏移的情况下, 协作干扰联合信道将快速变化, 导致传统协作干扰抑制性能下降或失效。下文提出了一种存在残余频率偏移场景中的协作干扰非线性抑制算法。

## 2 算法设计

### 2.1 递归系统模型描述与转换

本文算法包含 3 个模块, 即系数估计、协作干扰重建和协作干扰抑制。该算法的关键是足够快地跟踪协作干扰联合信道。首先, 用式(15)描述协作干扰数字基带信号。

$$y_{\text{CJ}}(n) = \boldsymbol{\omega}^T(n) \mathbf{x}(n) \quad (15)$$

其中, 参考信号矢量  $\mathbf{x}(n)$  定义为

$$\mathbf{x}(n) = [\mathbf{x}_0(n) \quad \mathbf{x}_1(n) \quad \cdots \quad \mathbf{x}_K(n)]^T \quad (16)$$

子矢量  $\mathbf{x}_1(n)$  定义为

$$\mathbf{x}_k(n) = [\psi_k\{s(n)\} \quad \psi_k\{s(n-1)\} \cdots \psi_k\{s(n-Q+1)\}]^T \quad (17)$$

此外, 系数矢量  $\boldsymbol{\omega}(n)$  为

$$\boldsymbol{\omega}(n) = [\omega_{0,0}(n) \quad \omega_{0,1}(n) \quad \cdots \quad \omega_{K,Q-1}(n)]^T \quad (18)$$

可以看出, 共有  $L = (K+1)Q$  个待估计系数。

结合式(13), 系数矢量  $\boldsymbol{\omega}(n)$  可以分解为

$$\boldsymbol{\omega}(n) = \mathbf{A}(n) \mathbf{h}'_{\text{CI}} \quad (19)$$

其中,  $\mathbf{h}'_{\text{CI}}$  表示协作干扰联合信道的静态部分,  $\mathbf{A}(n)$  表示协作干扰联合信道的动态部分。

$$\mathbf{h}'_{\text{CI}} = [h'_{\text{CI},0}(0) \quad h'_{\text{CI},1}(1) \quad \cdots \quad h'_{\text{CI},K}(Q-1)]^T \quad (20)$$

$$\mathbf{A}(n) = \text{diag} \{ [e^{j2\pi\Delta F n} \quad e^{j2\pi\Delta F n} \quad \cdots \quad e^{j2\pi\Delta F n}] \} \quad (21)$$

其中,  $\text{diag} \{ \cdot \}$  表示对角矩阵。

根据上述分析, 递归模型  $\boldsymbol{\omega}(n)$  为

$$\boldsymbol{\omega}(n) = \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\omega}(n-1) \quad (22)$$

其中, 矩阵  $\boldsymbol{\Gamma}$  包含了协作干扰联合信道的变化信息, 该信息由残余频率偏移决定, 可以表示为

$$\boldsymbol{\Gamma} = \text{diag} \{ [e^{j2\pi\Delta F} \quad e^{j2\pi\Delta F} \quad \cdots \quad e^{j2\pi\Delta F}] \} \quad (23)$$

可以看出, 通过式(22)表征的协作干扰联合信道模型可以被视为递归模型<sup>[17]</sup>。

### 2.2 协作干扰抑制算法设计

基于上述分析, 提出以下协作干扰抑制算法来适应残余频率偏移存在的场景。抗频率偏移协作干扰非线性抑制算法包含重建系数估计、协作干扰重建和协作干扰抵消3个步骤。其中, 重建系数估计信号处理流程如图2所示。授权接收机处并行配置  $I$  个自适应滤波器, 每个滤波器的输入为序列  $\mathbf{x}_n$ , 以及接收信号  $y(n)$ , 序列  $\mathbf{x}_n$  即  $\mathbf{x}(n)$ 。随后, 每个滤波器输出误差  $\varepsilon_n^i$  和系数估计值  $\hat{\boldsymbol{\omega}}_n^i$ 。联合  $I$  个滤波器输出的误差  $\varepsilon_n^1, \varepsilon_n^2, \cdots, \varepsilon_n^I$  计算出加权因子  $\beta_n^1, \beta_n^2, \cdots, \beta_n^I$ 。对  $I$  个滤波器输出的系数估计值  $\hat{\boldsymbol{\omega}}_n^1, \hat{\boldsymbol{\omega}}_n^2, \cdots, \hat{\boldsymbol{\omega}}_n^I$  加权求和后, 得到最终的重建系数估计值  $\hat{\boldsymbol{\omega}}_n^i$ 。

第  $i$  个自适应滤波器的信号处理流程由式(24)~式(27)给出<sup>[17]</sup>。其中, 归一化频率偏移参数  $\Delta F$  通常无法准确获得。因此, 对于第  $i$  个自适应滤波器, 引入一个频率偏移假设值  $\Delta F^i$ , 来设计相应的矩阵  $\boldsymbol{\Gamma}^i$ 。

$$\mathbf{K}_n^i = \frac{\boldsymbol{\Gamma}^i \mathbf{P}_{n-1}^i (\boldsymbol{\Gamma}^i)^H \mathbf{x}_n}{\lambda + \mathbf{x}_n^H \boldsymbol{\Gamma}^i \mathbf{P}_{n-1}^i (\boldsymbol{\Gamma}^i)^H \mathbf{x}_n} \quad (24)$$

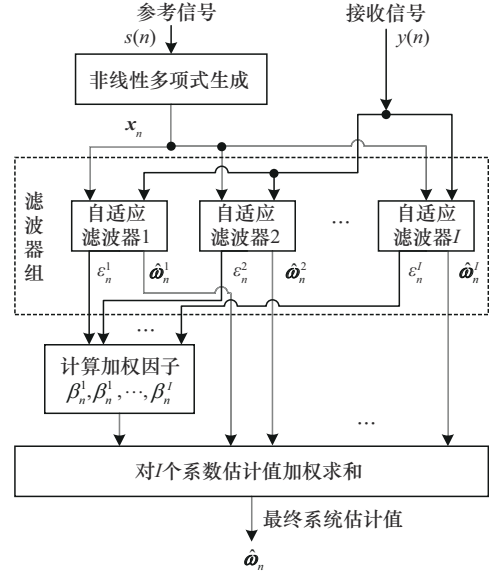


图2 重建系数估计信号处理流程

$$\varepsilon_n^i = y_n - (\hat{\boldsymbol{\omega}}_{n-1}^i)^H \mathbf{x}_n \quad (25)$$

$$\hat{\boldsymbol{\omega}}_n^i = (\boldsymbol{\Gamma}^i)^H \hat{\boldsymbol{\omega}}_{n-1}^i + \mathbf{K}_n^i (\varepsilon_n^i)^* \quad (26)$$

$$\mathbf{P}_n^i = \lambda^{-1} \left[ \boldsymbol{\Gamma}^i \mathbf{P}_{n-1}^i (\boldsymbol{\Gamma}^i)^H - \mathbf{K}_n^i \mathbf{x}_n^H \boldsymbol{\Gamma}^i \mathbf{P}_{n-1}^i (\boldsymbol{\Gamma}^i)^H \right] \quad (27)$$

其中,  $(\cdot)^H$  和  $(\cdot)^*$  分别表示共轭转置变换和共轭。遗忘因子  $\lambda$  是一个小于但接近1的正数, 初始值  $\mathbf{P}_0^i = \sigma \mathbf{U}$ ,  $\sigma$  为一个极小的正数,  $\mathbf{U}$  为单位矩阵。此外,  $\mathbf{K}_n^i$ 、 $\hat{\boldsymbol{\omega}}_n^i$ 、 $\mathbf{P}_n^i$  和  $\varepsilon_n^i$  表示第  $i$  个滤波器的滤波增益、系数估计、估计协方差矩阵和先验预测误差。通常, 可以根据工程经验提供频率偏移区间  $[\Delta F_{\min}, \Delta F_{\max}]$ 。因此, 假设值  $\Delta F^i$  可以设置为  $\Delta F^i = \Delta F_{\min} + \frac{i(\Delta F_{\max} - \Delta F_{\min})}{I}$ 。

随后, 通过加权合并自适应滤波器的输出  $\hat{\boldsymbol{\omega}}_n^i$  来获得最终系数估计值  $\hat{\boldsymbol{\omega}}_n^i$ <sup>[17]</sup>。第  $i$  个滤波器的加权因子由式(28)给出。

$$\beta_n^i = \frac{\alpha_n^i}{\sum_{i=1}^I \alpha_n^i} \quad (28)$$

其中,  $\alpha_n^i$  的值通过递归计算得出。

$$\alpha_n^i = \begin{cases} \left[ \left( 1 - \frac{1}{n} \right) (\alpha_{n-1}^i)^{-\frac{2}{L}} + \frac{L}{n} (\varepsilon_n^i)^2 \right]^{-\frac{L}{2}}, & 1 \leq n \leq L \\ \left[ (\alpha_{n-1}^i)^{-\frac{2}{L}} + (\varepsilon_n^i)^2 - (\varepsilon_{n-L}^i)^2 \right]^{-\frac{L}{2}}, & n > L \end{cases} \quad (29)$$

其中,  $L$  表示自适应滤波器阶数。最终系数估计值为

$$\hat{\omega}_n = \sum_{i=1}^L \beta_n^i \hat{\omega}_n^i \quad (30)$$

重建系数估计算法如算法 1 所示。

**算法 1** 重建系数估计算法

初始化估计协方差矩阵  $\mathbf{P}_0^i = \sigma \mathbf{U}$ , 系数估计  $\hat{\omega}_0^i = \mathbf{0}$  和  $\alpha_0^i = \mathbf{0}$ ; 设置遗忘因子  $\lambda$  和滤波器数目  $I$ ;

- 1) 根据残余频率偏移区间计算频率偏移假设值  $\Delta F^i, i = 1, 2, \dots, I$ ;
  - 2) 根据式(23)计算矩阵  $\Gamma^i, i = 1, 2, \dots, I$ ;
  - 3) 循环  $n = 1, 2, \dots, \infty$
  - 4) 根据式(24)计算滤波增益  $\mathbf{K}_n^i, i = 1, 2, \dots, I$ ;
  - 5) 根据式(25)计算先验预测误差  $\varepsilon_n^i, i = 1, 2, \dots, I$ ;
  - 6) 根据式(26)更新系数估计  $\hat{\omega}_n^i, i = 1, 2, \dots, I$ ;
  - 7) 根据式(27)更新协方差矩阵  $\mathbf{P}_n^i, i = 1, 2, \dots, I$ ;
  - 8) 比较  $n$  值与滤波器抽头数  $L$  的大小, 根据式(29)更新  $\alpha_n^i, i = 1, 2, \dots, I$ ;
  - 9) 计算加权因子  $\beta_n^i, i = 1, 2, \dots, I$ ;
  - 10) 根据式(30)对  $I$  个  $\hat{\omega}_n^i$  加权合并, 得到  $\hat{\omega}_n$ 。
- 于是, 重建协作干扰可以写作

$$\hat{y}(n) = \hat{\omega}_n^T \mathbf{x}(n) \quad (31)$$

从接收信号中减去协作干扰重建信号, 残余信号如式(32)所示。

$$\Delta y(n) = \Delta y_{\text{CI}}(n) + y_{\text{SOI}}(n) + z(n) \quad (32)$$

其中,  $\Delta y_{\text{CI}}(n) = [\boldsymbol{\omega}^T(n) - \hat{\boldsymbol{\omega}}_n^T] \mathbf{x}(n)$  表示残余协作干扰。通常, 假设期望信号和噪声与协作干扰无关。

为了评估协作干扰抑制的性能, 将协作干扰消除率 (CJCR, cooperative jamming cancellation ratio) 定义为

$$\text{CJCR} = 10 \lg \frac{E\{|y(n)|^2\}}{E\{|\Delta y(n)|^2\}} \quad (33)$$

其中,  $E\{\cdot\}$  表示数学期望。它揭示了协作干扰功率的抑制量。

**2.3 复杂度分析与讨论**

当  $\Delta F = 0$  时,  $\Gamma^i$  是一个单位矩阵。然后, 以式(24)~式(27)为迭代过程的估计算法能够简化为传统的 RLS 算法, 计算复杂度为  $O((K+1)^2, Q^2)^{[12]}$ 。因此, 当使用  $I$  个滤波器, 本文算法计算复杂度为

$O((K+1)^2, Q^2, I)$ 。换句话说, 本文算法复杂性随滤波器数量的增加线性增长。

为了进行比较, 下面展示了基于 RLS 算法<sup>[9]</sup>和 LMS 算法<sup>[13]</sup>的协作干扰信道估计复杂度, 这些算法也在下面仿真中被用于性能对照。考虑到文献[9]所提出的基于 RLS 算法的信道估计选择  $M$  阶泰勒级数来处理频率偏移, 所需的计算成本为  $O((K+1)^2, Q^2, M^2)$ , 随所采用泰勒级数  $M$  的平方而增长。此外, 文献[13]所提出的基于 LMS 算法的信道估计需要对非线性分量进行正交化操作, 所需的计算成本为  $O((K+1)^2, Q)$ 。最后, 上述 4 种方案的计算复杂度和每样本复数乘法运算 (CMOPS) <sup>[18]</sup> 总结如表 1 所示, 取  $K = 14$ 、 $Q = 13$ 、 $I = 4$  和  $M = 2$ , 对应的 CMOPS 对比如图 3 所示。

表 1 计算复杂度对比

方案	计算复杂度	CMOPS
本文算法	$O((K+1)^2, Q^2, I)$	$4K^2Q^2 + 4KQ + I$
文献[9]算法	$O((K+1)^2, Q^2, M^2)$	$4K^2Q^2 + 4KQ + M^2$
文献[12]算法	$O((K+1)^2, Q^2)$	$4K^2Q^2 + 4KQ$
文献[13]算法	$O((K+1)^2, Q)$	$Q^2 + 2KQ$

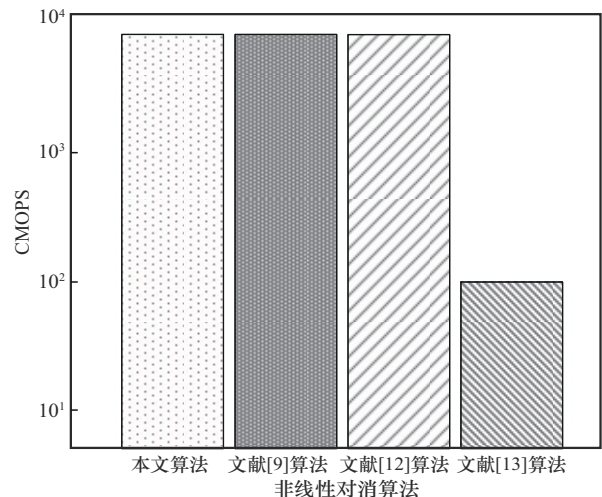


图 3 不同非线性对消算法的 CMOPS 性能对比

**4 仿真分析**

为了验证本文算法, 本节首先给出本文算法的性能仿真, 然后再将本文算法与文献[9]算法、文

献[12]算法以及文献[13]算法做性能对比。所采用的仿真参数如表2所示。

参数项	参数值
协作干扰信号类型	PN序列
协作干扰信号带宽 $B/\text{MHz}$	20
协作干扰发射功率/ $\text{dBm}$	30
过采样率	6
最高非线性阶数	5
非线性记忆深度	3
每个滤波器抽头数 $L$	24
遗忘因子 $\lambda$	0.998
干噪比/ $\text{dB}$	20~60

功放非线性行为采用记忆多项式模型模拟，多项式系数采用文献[19]中的数据。协作干扰信道采用多径瑞利衰落平坦信道，多径时延扩展为  $4T_s$ 。因此，协作干扰联合信道总记忆深度为  $Q=8$ ，每个滤波器抽头数  $L=(K+1)Q=24$ 。假设用于频率同步的序列长度为  $N=1024$ ，则可以设置残余频率偏移区间为  $|\Delta F| \leq \frac{BT_s}{2N} \approx 10^{-3.6}$ [16]。因此，将  $\Delta F$  设置为从  $10^{-6}$  到  $10^{-3.5}$ 。此外，所有仿真结果均为100次蒙特卡罗实验结果的平均值。

图4为在不同自适应滤波器数  $I$  下，协作干扰对消率与归一化频率偏移  $\Delta F$  的关系。自适应滤波器的数量  $I$  分别设置为2、4和6。干噪比设置为60 dB。可以看出，本文算法可以有效地对消协作干扰非线性，并且所实现的协作干扰对消率随着归一化频率偏移的增长而减少。此外，当  $\Delta F < 10^{-4.5}$  时，协作干扰对消率随着自适应滤波器数量的增加而降低。原因是增加滤波器数量并不能提高系数估计的准确性，而在归一化频率偏移较小的情况下，增加自适应滤波器的数量反而会引入更多的估计误差。当  $\Delta F > 10^{-4.5}$  时，自适应滤波器数量越多，协作干扰对消率越大，因为在归一化频率偏移较大的情况下滤波器数量的增加有效地提高了估计精度。

为了直观地评估参数估计性能，将归一化参数估计误差 (NPEE, normalized parameter estimation error) 定义为

$$\text{NPEE} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{|\omega_i - \hat{\omega}_i|^2}{|\omega_i|^2} \quad (34)$$

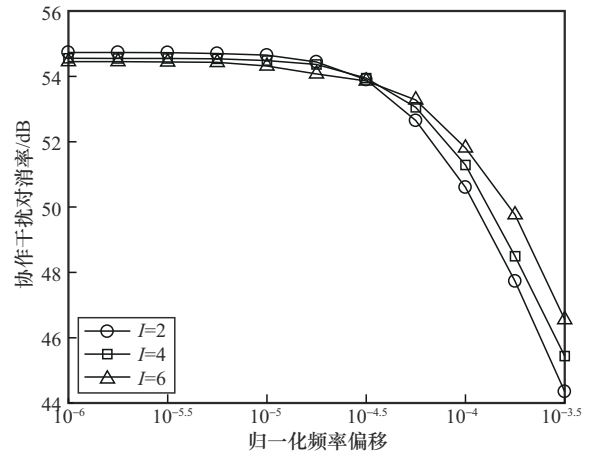


图4 在不同自适应滤波器数  $I$  下，协作干扰对消率与归一化频率偏移  $\Delta F$  的关系

图5为在不同自适应滤波器数  $I$  下，归一化参数估计误差与归一化频率偏移  $\Delta F$  的关系，其中，自适应滤波器的数量  $I$  分别设置为2、4和6，归一化频率偏移设置为  $10^{-4.5} < \Delta F < 10^{-3.5}$ 。从图5可以看出，所实现的归一化参数估计误差随着归一化频率偏移的增加而增加。具体来说，在设置的归一化频率偏移范围内，归一化参数估计误差均小于0.006，并且归一化参数估计误差随着自适应滤波器数  $I$  的增大而减少，符合一般规律。

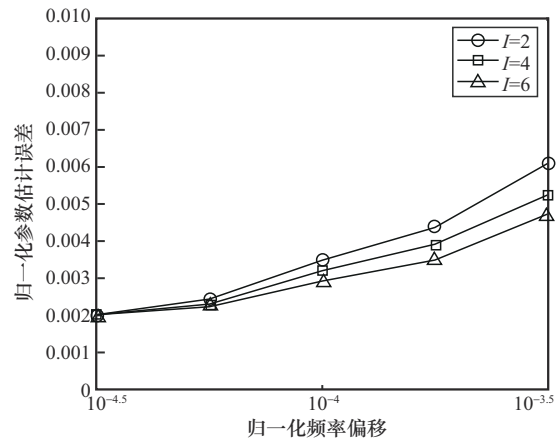


图5 在不同自适应滤波器数  $I$  下，归一化参数估计误差与归一化频率偏移  $\Delta F$  的关系

图6为在不同自适应滤波器数  $I$  下，协作干扰对消率与干噪比的关系，其中，自适应滤波器的数量  $I$  分别设置为2、4和6，归一化频率偏移设置为  $\Delta F = 10^{-4}$ 。为了便于比较，图6还给出了无频率偏移的完美情况下协作干扰非线性被抑制到底噪的结果。从图6可以看出，所实现的协作干扰对消率随

随着噪声比的增加而增加。具体来说，当噪声比小于 50 dB 时，本文算法可以将协作干扰非线性功率抑制到底噪上 5 dB。当噪声比大于 50 dB 时，残余协作干扰非线性功率增加，添加自适应滤波器能够轻微地改善协作干扰对消率。

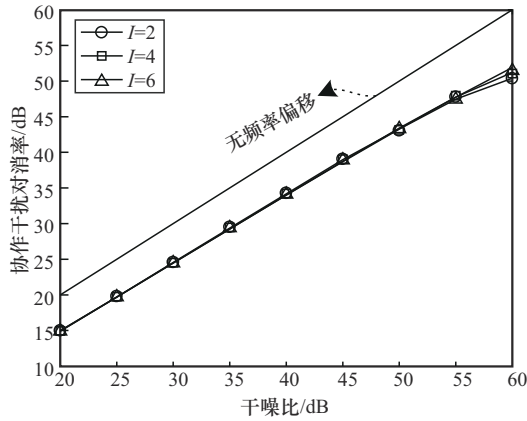


图6 在不同自适应滤波器数  $I$  下,协作干扰对消率与噪声比的关系

图7为4种算法的协作干扰对消率与归一化频率偏移  $\Delta F$  之间的关系。设置噪声比为 60 dB。文献[13]算法，设置步长为 0.005；文献[12]算法，设置遗忘因子为 0.998；文献[9]算法，采用 2 阶泰勒级数展开，遗忘因子同样设置为 0.998；本文算法，自适应滤波器数目  $I=4$ 。此时，文献[9]算法和本文算法具有相同的复杂度等级。从图7可以看出，上述所有算法的协作干扰对消率都随着归一化频率偏移的增加而降低。此外，当  $\Delta F \geq 10^{-5.5}$  时，本文算法的性能优于所有其他比较对象。具体而言，在  $\Delta F = 10^{-4}$  时，本文算法的协作干扰对消率比文献[9]算法提升了 27.6 dB。

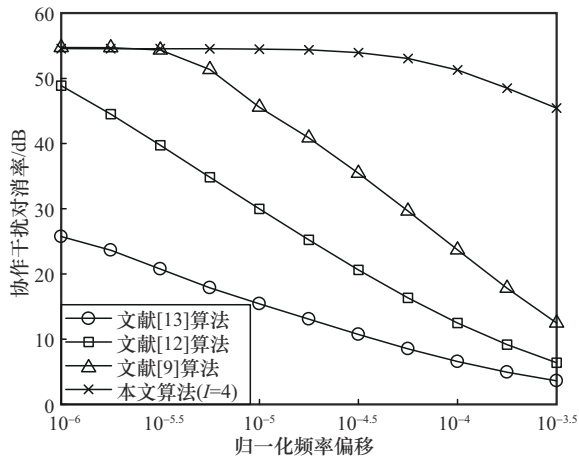


图7 4种算法的协作干扰对消率与归一化频率偏移  $\Delta F$  之间的关系

图8为4种算法的协作干扰对消率与噪声比之间的关系。设置归一化频率偏移  $\Delta F = 10^{-4}$ ，其余的仿真参数设置与图7一致。从图8可以看出，文献[13]算法实现的协作干扰对消率基本保持在 6 dB 左右，文献[12]算法所实现的协作干扰对消率只有在噪声比低于 30 dB 时增长，文献[9]算法所实现的协作干扰对消率在噪声比低于 40 dB 时增长，本文算法能够随着噪声比保持增长。在噪声比 60 dB 处，本文算法、文献[9]算法、文献[12]算法和文献[13]算法所实现的协作干扰对消率分别为 51.3 dB、23.7 dB、10.5 dB 和 6.1 dB。

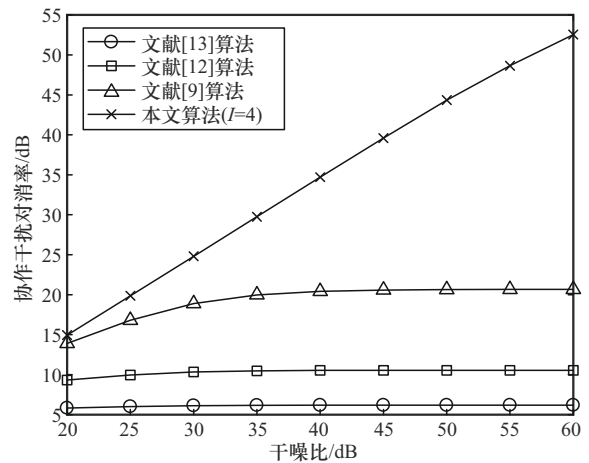


图8 4种算法的协作干扰对消率与噪声比之间的关系

### 5 结束语

本文提出了一种基于多自适应滤波器联合系数估计的抗频率偏移协作干扰非线性抑制算法，以解决协作干扰系统中频率偏移和非线性失真的问题。首先，考虑频率偏移，将协作干扰非线性传播信道建模为快速时变信道，随后将其表示为递归模型。其次，给出了抗频率偏移协作干扰非线性抑制算法，基于频率偏移的假设信息采用多个自适应滤波器并行估计。最终的估计结果通过加权合并多个自适应滤波器的输出而获得的。此外，还讨论了本文算法的计算复杂度，并与其他协作干扰非线性对消算法进行比较。最后，仿真结果证明了本文算法的有效性，展现了在相同复杂度水平下的优越抗频率偏移性能。

### 参考文献:

[1] PETROV V, GUERBOUKHA H, SHAILHANOV Z, et al. Physical layer for terahertz communications in massive LOT[M]. Wiley: Security and Privacy for 6G Massive LOT, 2025.

- [2] 张丽娟, 刘志宏, 张洪波, 等. 协作干扰下的无线安全增强[J]. 通信学报, 2017, 38(2): 183-195.  
ZHANG L J, LIU Z H, ZHANG H B, et al. Wireless secure enhancement with cooperative jamming[J]. Journal on Communications, 2017, 38(2): 183-195.
- [3] PÄRLIN K, RIIHONEN T, TURUNEN M, et al. Distributed cooperative jamming with multi-reference known-interference cancellation[C]// Proceedings of the 2024 International Conference on Military Communication and Information Systems (ICMCIS). Piscataway: IEEE Press, 2024: 1-7.
- [4] LI C X, XIA X J, SHI C Z, et al. Cooperative jamming cancellation under nonlinearity and imperfect time-frequency alignments for physical-layer security[C]// Proceedings of the 2021 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [5] CHO S, CHEN G J, COON J P. Cooperative beamforming and jamming for secure VLC system in the presence of active and passive eavesdroppers[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2021, 5(4): 1988-1998.
- [6] QUAN X, LIU Y, PAN W S, et al. A two-stage analog cancellation architecture for self-interference suppression in full-duplex communications[C]// Proceedings of the 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1169-1172.
- [7] GUO W B, ZHAO H Z, TANG Y X. Testbed for cooperative jamming cancellation in physical layer security[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(2): 240-243.
- [8] LI C X, LIU Y, XU Q, et al. Self-interference cancellation with frequency offset and nonlinear distortion suppression for cooperative jamming communications[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(11): 2091-2094.
- [9] GUO W B, JIN M Y, FANG Y, et al. Time-frequency robust cooperative jamming cancellation for physical security in tactical networks[C]// Proceedings of the 2023 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). Piscataway: IEEE Press, 2023: 1818-1823.
- [10] PÄRLIN K, RIIHONEN T, LE NIR V, et al. Estimating and tracking wireless channels under carrier and sampling frequency offsets[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2023, 71: 1053-1066.
- [11] KOMATSU K, MIYAJI Y, UEHARA H, et al. Theoretical investigation and optimization of power amplifier nonlinearity for in-band full-duplex radios[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(5): 3384-3396.
- [12] ANTTILAL, KORPID, SYRJÄLÄ V, et al. Cancellation of power amplifier induced nonlinear self-interference in full-duplex transceivers[C]// Proceedings of the 2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Piscataway: IEEE Press, 2013: 1193-1198.
- [13] KORPI D, CHOI Y S, HUUSARI T, et al. Adaptive nonlinear digital self-interference cancellation for mobile inband full-duplex radio: algorithms and RF measurements[C]// Proceedings of the 2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-7.
- [14] CAMPO P P, ANTTILA L, KORPI D, et al. Adaptive cancellation of nonlinear self-interference in wireless full-duplex: cascaded spline-interpolated methods[C]// Proceedings of the 2020 54th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1265-1271.
- [15] 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.
- [16] MOOSE P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [17] ZHENG Y J, LIN Z P. Recursive adaptive algorithms for fast and rapidly time-varying systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 2003, 50(9): 602-614.
- [18] 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.
- [19] DING L, ZHOU G T, MORGAN D R, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(1): 159-165.

## [作者简介]



文荣 (1987-), 女, 广西桂林人, 电子科技大学博士生, 成都工业学院教师, 主要研究方向为通信抗干扰技术。



何怡敏 (1996-), 女, 云南曲靖人, 电子科技大学博士生, 主要研究方向为全双工、数字域自干扰抑制。



张译丹 (1998-), 女, 河南新乡人, 电子科技大学博士生, 主要研究方向为协作干扰、数字域自干扰抑制。



赵宏志 (1978-), 男, 河北石家庄人, 电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为抗干扰技术、全双工通信、无线信号处理等。



唐友喜 (1964-), 男, 河南信阳人, 电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为扩频系统、无线通信系统中的信号处理、全双工通信等。