

区域共生分布式同频干扰抑制技术研究

郭文博¹, 金明悦¹, 严牧², 赵宏志^{1*}, 邵士海¹

(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. 电磁空间认知与智能控制技术实验室, 北京 100191)

摘要: 在分布式电磁攻防对抗场景中, 我方设备对敌释放干扰的同时, 也极可能对己方电磁设备造成误伤, 为此提出一种分布式同频干扰抑制架构与方法. 通过对分布式同频干扰节点与授权接收节点之间时延误差与残余频偏进行建模, 利用递归最小二乘法求解模型系数, 有效匹配高维信道和时频变化, 并利用干扰参考信号完成分布式干扰重建与抑制. 仿真结果表明, 在归一化时延误差为0.2, 归一化残余频偏为 10^{-4} 时, 本文所提出的分布式同频干扰抑制方法的干扰抑制能力相较于单节点同频干扰抑制方法提升13.1 dB, 且残余干扰接近于底噪.

关键词: 分布式干扰; 干扰抑制; 区域共生; 频谱管控

基金项目: 国家自然科学基金(No.62071094, No.61901396)

中图分类号: TN97

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)07-2532-07

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

DOI: 10.12263/DZXB.20240597

Research on Regional Symbiotic Distributed Co-Frequency Jamming Cancellation Technique

GUO Wen-bo¹, JIN Ming-yue¹, YAN Mu², ZHAO Hong-zhi^{1*}, SHAO Shi-hai¹

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

2. Laboratory of Electromagnetic Space Cognition and Intelligent Control, Beijing 100191, China)

Abstract: In distributed electromagnetic countermeasure scenarios, our jamming transmissions directed against adversarial targets may inadvertently interfere with our own co-frequency electromagnetic systems. To address this issue, a distributed co-frequency jamming cancellation architecture and method are proposed. The method models the time-delay errors and residual frequency offsets between the distributed jamming nodes and the authorized receiving nodes, and solves for the model coefficients using the recursive least squares algorithm. This approach effectively accounts for high-dimensional channel and time-frequency variations. The reference jamming signal is then used for the reconstruction and cancellation of the distributed jamming. Simulation results demonstrate that under normalized timing errors of 0.2 and normalized residual frequency offsets of 10^{-4} , the proposed distributed co-frequency jamming cancellation method achieves a 13.1 dB improvement in jamming cancellation capability over the single-node approach, with residual jamming approaching the noise floor.

Key words: distributed jamming; jamming cancellation; regional symbiosis; spectrum management

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62071094, No.61901396)

1 引言

在电磁攻防对抗场景中, 我方设备发射与期望信号同频的强干扰信号, 对敌方电磁设备进行压制, 从而可遏制敌方电磁频谱使用权^[1]. 传统的以高价值平台为核心、以单装能力为重点的电子对抗装备, 由于其机动性差、战损代价高, 已不能完全适应当前网络化战

争. 分布式干扰可依托无人机等小型平台实施, 具有机动灵活、抗毁性高等特点^[2], 可将干扰机配置在敌方纵深处, 并且可通过功率合成技术实现单台干扰机无法实现的强干扰压制^[3].

当分布式电子对抗系统对敌实施压制干扰时, 会对我方电磁波接收行为造成影响, 因此需要实施分布

式同频干扰抑制,使得我方电磁设备可以在干扰覆盖区域内与干扰信号实现区域共生^[4]. 现有干扰抑制技术,通常针对单装或共平台装备进行设计. 文献[5]通过将同频干扰源的基带信号馈送至通信接收机,提出了一种近场同频干扰主动抵消通用架构,采用“多项式+抽头滤波器”的同频干扰建模方式实现干扰重建和抵消. 文献[6]利用全双工技术的同时同频收发能力,提出了一种用于网络电磁战场的干扰截获一体化方法,实现了感知与干扰的频谱共享. 文献[7]综合考虑单节点主动干扰的多径效应、功放非线性、残余频偏,设计了一种基于记忆多项式模型的分布式主动干扰重建与抑制方法,对频率同步误差具有一定的鲁棒性. 文献[8]针对转发式干扰机与我方雷达侦察设备频谱共生时造成自干扰的问题,提出一种基于高斯白噪声的训练方法,对干扰信道的滤波器系数进行估计.

由于分布式干扰设备与通信接收机采用不同的时钟与晶振,会引入固有频率偏移与时间延迟^[9],且由于分布式干扰设备的地理分布及运动特性,又会带来多普勒效应和传播时延动态变化,导致通信接收机重建干扰时,时间频率难以精确同步对齐,且干扰传播信道动态变化,难以进行精确估计和跟踪^[10]. 因此,上述共平台干扰抑制方法难以适应分布式同频干扰场景,会导致干扰抑制性能恶化甚至失效,故需研究面向分布式多节点场景下的干扰抑制技术,但对现有文献进行调研后发现目前未有文献对分布式场景的同频干扰抑制方法进行研究.

本文提出一种针对分布式多节点区域共生场景的分布式同频干扰抑制方法. 首先,利用理想分数时延滤波器对时延误差进行建模,利用泰勒级数对残余频偏进行建模,将时频误差转换为线性系数. 其次,利用递归最小二乘(Recursive Least Square, RLS)算法进行实时系数估计,对时变信道进行及时跟踪与精确估计. 最后,利用估计出的系数与参考信号进行相乘得到重建干扰信号,从而进行分布式同频干扰抑制并得到期望信号. 在有效剥夺敌方电磁频谱使用权的前提下,通过该方法消除了分布式同频干扰对于我方电磁设备的影响,保证了我方频谱正常使用,实现分布式干扰设备与我方通信、侦察等电磁设备区域共生.

2 系统模型

分布式电磁攻防对抗场景如图 1 所示,由 L 个分布式同频干扰节点、期望信号发射节点、授权接收节点以及敌方电磁设备组成,假设每个节点均配备单天线. 分布式同频干扰节点发射与期望信号同频的强干扰信号,使得敌方电磁设备难以识别期望信号,遏制对方电磁频谱使用,而我方授权接收节点可通过预先存储的

参考干扰信号进行干扰抑制,从而确保我方电磁设备正常工作.

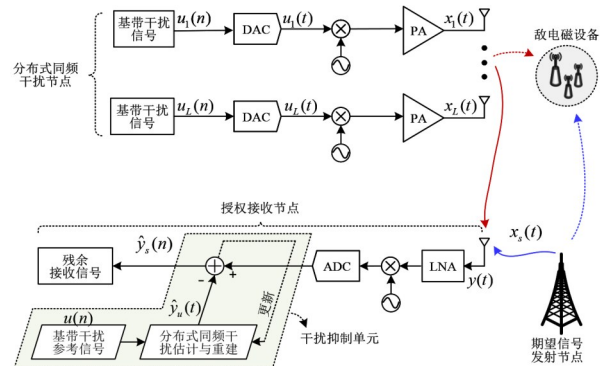


图 1 分布式电磁攻防对抗场景

2.1 分布式同频干扰节点

考虑分布式多节点干扰,共设置 L 个干扰节点,发送相同的干扰序列,记离散基带干扰信号为 $u(n)$,经数模转换器(Digital to Analog Converter, DAC)后转化为连续模拟信号 $u(t)$,则分布式同频干扰节点所发射信号的表达式为

$$x_i(n) = A_i u(t) e^{j(2\pi f_i n + \varphi_i)}, \quad i = 1, 2, \dots, L \quad (1)$$

其中, A_i 为对应干扰节点发射信号的幅度, f_i 为对应的载波频率, φ_i 为对应的初始相位.

2.2 期望信号发射节点

记离散基带期望信号为 $s(n)$,经 DAC 后转化为 $s(t)$,则期望信号节点发射信号表达式为

$$x_s(t) = A_s s(t) e^{j(2\pi f_s n + \varphi_s)} \quad (2)$$

其中, A_s 为期望信号的发射幅度, f_s 为载波频率, φ_s 为初始相位.

2.3 授权接收节点

L 个分布式同频干扰节点所发出的干扰信号与期望信号分别经过相应的信道进行传输,授权接收节点天线接收到合信号,将接收信号进行下变频处理,接收机产生的载波频率为 f ,并经模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)将接收信号转换为离散基带信号,则经处理后的接收信号为

$$\begin{aligned}
 y(n) = & \sum_{i=1}^L g_i(n) A_i u(n - \tau_i) e^{j2\pi(F_i n - f \tau_i) + \varphi_i} \\
 & + g_s(n) A_s s(n - \tau_s) e^{j2\pi(F_s n - f \tau_s) + \varphi_s} \\
 & + w_r(n) e^{-j2\pi f n} \\
 = & y_u(n) + y_s(n) + w(n)
 \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $g_i(n)$ 和 $g_s(n)$ 分别是干扰信号和期望信号对应的复信道系数, τ_i 与 τ_s 分别为分布式同频干扰信号和期望信号对应的传输时延, $F_i = f_i - f$ 与 $F_s = f_s - f$ 为对应的频率偏移, $w(n)$ 为信号传输过程中所引入的加性高斯白噪

声信号.

3 时延频偏误差建模

由于每个分布式干扰节点与接收机位置不同,干扰信号会经历不同传输时延,且不同节点采用不同时钟,使得每一路干扰信号都引入了不同时延.因接收节点与干扰节点的振荡器的不稳定性,使得上下变频的频率不能完美匹配,并且在运动场景下还会存在多普勒频移,故每一路干扰信号都存在不同的频率偏移.在实际应用场景中,无法进行完美时频同步,因此需要对时延误差与残余频偏进行建模以便于后续估计,从而获得更好的干扰抑制性能.

3.1 时延误差建模

记第 i 个干扰节点发射的干扰信号经非完美时频同步后的归一化时延误差与归一化残余频偏分别为 $\Delta\tau_i$ 与 Δf_i . 为更加符合实际传输情况,本文假设 $\Delta\tau_i$ 为分数倍时间延迟,经过下变频的 L 路干扰合信号表示为

$$y_u(n) = \sum_{i=1}^L h_i(n) u(n - \Delta\tau_i) e^{j2\pi\Delta f_i n} \quad (4)$$

其中, $h_i(n) = g_i(n) A_i e^{-j2\pi f_i \tau_i + \theta_i}$ 为第 i 个干扰节点发射的干扰信号所经无线信道、相位噪声与信号幅度共同决定的等效系数.

将时延误差用理想分数时延滤波器进行近似展开^[11],转换为参考干扰信号的系数,可得:

$$\begin{aligned} u(n - \Delta\tau_i) &= u(n) * H(\Delta\tau_i, n) \\ &= \sum_{p=-\infty}^{+\infty} H(\Delta\tau_i, p) u(n - p) \end{aligned} \quad (5)$$

其中,理想分数时延滤波器的具体表达式为

$$\begin{aligned} H(\Delta\tau_i, n) &= \text{sinc}(n - \Delta\tau_i) \\ &= \frac{\sin(n - \Delta\tau_i)}{\pi(n - \Delta\tau_i)} \end{aligned} \quad (6)$$

故对时延误差建模后的分布式同频干扰合信号可表示为

$$y_{u,t}(n) = \sum_{i=1}^L \sum_{p=-\infty}^{+\infty} h_i(n) H(\Delta\tau_i, p) u(n - p) e^{j2\pi\Delta f_i n} \quad (7)$$

3.2 残余频偏建模

假设经过非完美频率同步后还存在归一化残余频偏 Δf_i , 对分布式同频干扰合信号中的残余频偏进行建模.

将 $e^{j2\pi\Delta f_i n}$ 利用泰勒级数进行展开,将指数形式转换为幂级数形式,可得

$$e^{j2\pi\Delta f_i n} = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!} (j2\pi\Delta f_i n)^m \quad (8)$$

故经残余频偏展开后的干扰合信号可表示为

$$\begin{aligned} y_{u,t,f}(n) &= \sum_{i=1}^L \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{1}{m!} (j2\pi\Delta f_i)^m n^m \\ &\quad \times h_i(n) H(\Delta\tau_i, p) u(n - p) \end{aligned} \quad (9)$$

由于在工程实现中无法对其进行无穷阶展开,故首先对时延误差与残余频偏的精确建模展开进行有限阶近似.对理想滤波器系数进行 P 阶插值近似,选取泰勒级数的前 M 阶展开式,则合信号可表示为

$$\begin{aligned} y_{u,t,f}(n) &\approx \sum_{i=1}^L \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^M \frac{1}{m!} (j2\pi\Delta f_i)^m n^m \\ &\quad \times h_i(n) H(\Delta\tau_i, p) u(n - p) \end{aligned} \quad (10)$$

4 分布式同频干扰抑制

观察对时延频偏误差进行建模展开后的干扰合信号表达式,首先将时延误差及信道系数所决定的系数合为一项,即

$$y_{u,t,f}(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^{P-1} a_{m,p} n^m u(n - p) \quad (11)$$

其中, $a_{m,p}$ 为重组后系数,表示为

$$a_{m,p} = \sum_{i=1}^L \frac{1}{m!} (j2\pi\Delta f_i)^m h_i(n) H(\Delta\tau_i, p) \quad (12)$$

$a_{m,p}$ 可以通过系数估计相关算法进行求解,从而进行分布式同频干扰信号的重建,基于此得到分布式同频干扰抑制架构如图2所示.

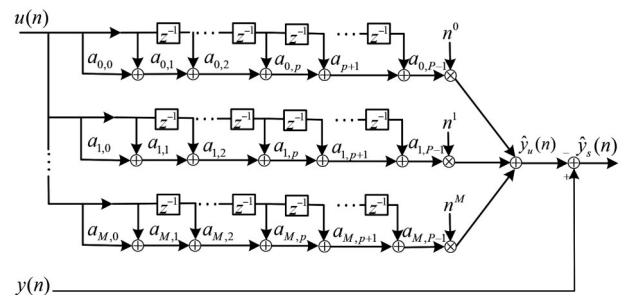


图2 分布式同频干扰抑制架构

实现正确干扰抑制的关键是获得合适的信道系数即 $a_{m,p}$.

由式(11)可得第 n 时刻的输入数据为 $[(M+1) \times P] \times 1$ 维向量,每一个元素都由干扰信号 $u(n)$ 的时移变换与 n 的幂次项相乘构成,即

$$\boldsymbol{\Omega}(n) = [\omega_0(n), \omega_1(n), \dots, \omega_m(n), \dots, \omega_M(n)]^T \quad (13)$$

$$\omega_m(n) = [u(n - P + 1), u(n - P + 2), \dots, u(n - 1), u(n)] \cdot n^m \quad (14)$$

信道系数可表示为 $[(M+1) \times P] \times 1$ 维向量,即

$$\mathbf{z} = [\mathbf{a}_0, \mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_m, \dots, \mathbf{a}_M]^T \quad (15)$$

$$\mathbf{a}_m = [a_{m,-P+1}, a_{m,-P+2}, \dots, a_{m,0}] \quad (16)$$

前 n 时刻的输入数据表示为 $n \times [(M+1) \times P]$ 维矩

阵,即

$$\mathbf{\Omega}_n = [\mathbf{\Omega}(1), \mathbf{\Omega}(2), \dots, \mathbf{\Omega}(n)]^T \quad (17)$$

故前 n 时刻输入输出数据的关系可表示为

$$\hat{\mathbf{y}}_{u,n} = \mathbf{\Omega}_n \mathbf{z} \quad (18)$$

设信道系数的阶数为 k , 即可以将信道系数估计转化为一个优化问题, 优化目标为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{z}}_k &= \arg \min_{\hat{\mathbf{z}}_k} \|\mathbf{y}_{u,n} - \mathbf{\Omega}_n \hat{\mathbf{z}}_k\|^2 \\ &= (\mathbf{\Omega}_n^T \mathbf{\Omega}_n)^{-1} \mathbf{\Omega}_n^T \mathbf{y}_{u,n} \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $\hat{\mathbf{z}}_k$ 代表通过前 n 时刻的数据所估计出的信道系数。

本文采用 RLS 算法求解系数向量, 可以减少在系数估计过程中的计算量与存储量, 并且收敛速度快, 系数跟踪性能更好, 可进行实时系数估计, 更加适合工程应用^[12]。

RLS 算法主要思想为通过递推的方式进行系数估计, 结合分布式干扰抑制机理, 每接收到一组新的干扰信号数据后, 就在前一次模型系数估计结果的基础上, 通过新接收到的干扰信号数据对前一次估计出的系数向量按照递推算算法进行修正, 以减少当前估计系数重建出的干扰信号与接收到干扰信号的误差, 得出新的参数估计值, 利用参数估计值与参考信号对应相乘则得到重建干扰信号, 从而实现分布式同频干扰抑制。下面给出具体计算步骤。

为便于计算, 将 RLS 算法的计算结果记为

$$\hat{\mathbf{z}}_n = (\mathbf{\Omega}_n^T \mathbf{\Omega}_n)^{-1} \mathbf{\Omega}_n^T \mathbf{y}_{u,n} = \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{d}_n \quad (20)$$

其中, 定义两个新变量如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_n &= \mathbf{\Omega}_n^T \mathbf{\Omega}_n, \\ \mathbf{d}_n &= \mathbf{\Omega}_n^T \mathbf{y}_{u,n} \end{aligned} \quad (21)$$

在经过一次数据更新后, 系数矩阵变为

$$\hat{\mathbf{z}}_{n+1} = \mathbf{R}_{n+1}^{-1} \mathbf{d}_{n+1} \quad (22)$$

前 $(n+1)$ 时刻对应的矩阵可用前 n 时刻的矩阵表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{n+1} &= \mathbf{\Omega}_{n+1}^T \mathbf{\Omega}_{n+1} \\ &= \lambda \mathbf{R}_n + \mathbf{\Omega}(n+1) \mathbf{\Omega}(n+1)^T \end{aligned} \quad (23)$$

$$\mathbf{d}_{n+1} = \lambda \mathbf{d}_n + \mathbf{\Omega}(n+1) \mathbf{y}(n+1) \quad (24)$$

其中, λ 为遗忘因子, 信道在长时间内可能存在动态变化, 故新数据会比旧数据更具价值, 故添加此参数, 且 $\lambda \leq 1$ 。

对 \mathbf{R}_{n+1} 求逆可得到矩阵更新规则为

$$\mathbf{R}_{n+1}^{-1} = \frac{1}{\lambda} \mathbf{R}_n^{-1} - \frac{1}{\lambda} \mathbf{k}_{n+1} \mathbf{\Omega}(n+1)^T \mathbf{R}_n^{-1} \quad (25)$$

其中, \mathbf{k}_{n+1} 为时变增益向量, 表达式为

$$\mathbf{k}_{n+1} = \frac{\mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{\Omega}(n+1)}{\lambda + \mathbf{\Omega}(n+1)^T \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{\Omega}(n+1)} \quad (26)$$

记先验误差表达式为

$$\varepsilon(n+1) = \mathbf{\Omega}(n+1)^T \hat{\mathbf{z}}_n - \mathbf{y}(n+1) \quad (27)$$

故可得到信道估计系数的更新规则如下:

$$\hat{\mathbf{z}}_{n+1} = \mathbf{R}_{n+1}^{-1} \mathbf{d}_{n+1} = \hat{\mathbf{z}}_n - \mathbf{k}_{n+1} \varepsilon(n+1) \quad (28)$$

由于 RLS 算法采用递推形式, 故在递推运算的开始时应进行初始化, 设定初始化的取值为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_0^{-1} &= (\mathbf{\Omega}_0^T \mathbf{\Omega}_0)^{-1} = \delta^{-1} \mathbf{I}, \\ \hat{\mathbf{z}}_0 &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (29)$$

其中, δ 为小正数, \mathbf{I} 为单位矩阵。

由此, 便可通过迭代得到系数的估计值, 该参数估计值 $\hat{\mathbf{z}}$ 包含了对所有 $a_{m,p}$ 取值的估计, 因此, 重建的干扰信号可表示为

$$\hat{\mathbf{y}}_u(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^{P-1} \hat{a}_{m,p} n^m u(n-p) \quad (30)$$

经过分布式同频干扰抑制后的残余干扰表示为

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{y}_u(n) &= \mathbf{y}_u(n) - \hat{\mathbf{y}}_u(n) \\ &= \sum_{i=1}^L h_i(n) u(n - \Delta \tau_i) e^{j2\pi \Delta F_i n} \\ &\quad - \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^{P-1} \hat{a}_{m,p} n^m u(n-p) \end{aligned} \quad (31)$$

经过分布式同频干扰抑制后得到的期望信号表示为

$$\hat{\mathbf{y}}_s(n) = \mathbf{y}(n) - \hat{\mathbf{y}}_u(n) \quad (32)$$

为了衡量分布式同频干扰抑制能力, 定义干扰抑制比 (Jamming Cancellation Ratio, JCR)^[13], 如下:

$$\text{JCR (dB)} = 10 \log_{10} \frac{P\{y_u(n) + w(n)\}}{P\{\Delta y_u(n) + w(n)\}} \quad (33)$$

利用所提出的分布式同频干扰抑制架构中所包含的抽头数量来衡量算法复杂度^[14], 抽头数量计算如下:

$$N_{\text{tap}} = (M+1)(2P+1) \quad (34)$$

其中, P 为时延误差展开阶数, M 为残余频谱展开阶数。由式 (34) 可知, 随着误差展开阶数的增大, 算法复杂度逐渐增加。

5 仿真分析

在时延误差与残余频偏约束下, 通过 MATLAB 对本文所提出的分布式同频干扰抑制方法性能与文献 [15] 中提出的单节点干扰抑制方法进行对比分析, 以验证所提出干扰抑制算法相比于单节点干扰抑制方法是否可以更好地适应分布式干扰场景, 以干扰抑制比为衡量指标。

仿真共设置 4 个分布式干扰节点, 每个配置单天线, 4 个干扰节点与接收机的距离分别为 80、100、140 和 150 m。作为对比, 文献 [15] 设置单个干扰节点, 配备 4 阵元的天线阵列, 实施频谱共生主动干扰抑制。考虑无人机电磁攻防场景, 干扰传播经视距传播 (Line Of

Sight, LOS)信道,干扰发射功率设置为 $0 \sim -10$ dBm,可通过调整干扰发射功率控制干噪比,将干扰信号设置为伪随机噪声(Pseudo-Noise, PN)序列,其余仿真参数如表1所示.

表1 仿真参数

参数	取值
工作频率	1 GHz
干扰信号带宽	30 MHz
干扰节点个数	4个
接收机噪声功率	-97 dBm
遗忘因子 λ	0.999
平均次数	1 000

图3描述了在不同时延误差展开阶数 P 下,JCR随归一化时延误差的变化情况.其中,干扰发射功率为0 dBm,接收干噪比(Jamming-to-Noise Ratio, JNR)约为30 dB,图像横坐标为4路干扰信号的归一化均方根时延误差.由下至上4条曲线分别为文献[15]所提出的单节点干扰抑制方法以及 $P=2, 5, 8$ 时对应的仿真结果,曲线表明JCR随着时延误差展开阶数 P 的增加而提高.具体而言,采用单节点干扰抑制方法,随着时延误差增大JCR逐渐减小,意味着干扰抑制性能逐渐降低.当 $P=2, 5$ 时,JCR同样随着时延误差的增大而降低,但在均方根时延误差为1时,JCR相较于单节点干扰抑制方法分别提升了7.6 dB与16.5 dB.当 $P=8$ 时,JCR始终接近30 dB,表示此时分布式干扰被抑制到底噪声水平.仿真结果表明,本文所提出的分布式同频干扰抑制方法对时延误差具有较高的鲁棒性,并且随着 P 的增大,对于时延误差的鲁棒性逐渐增强.

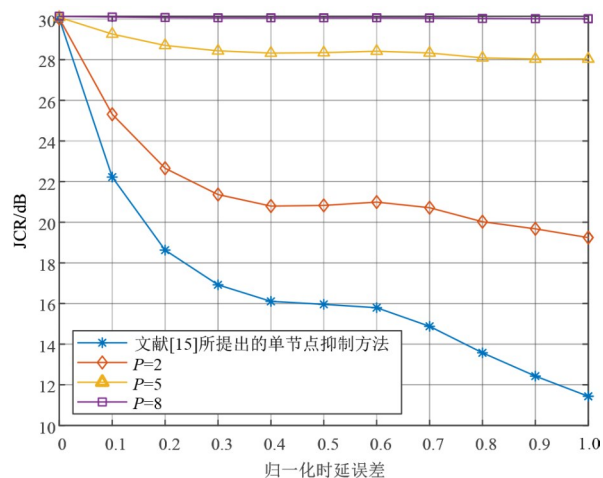
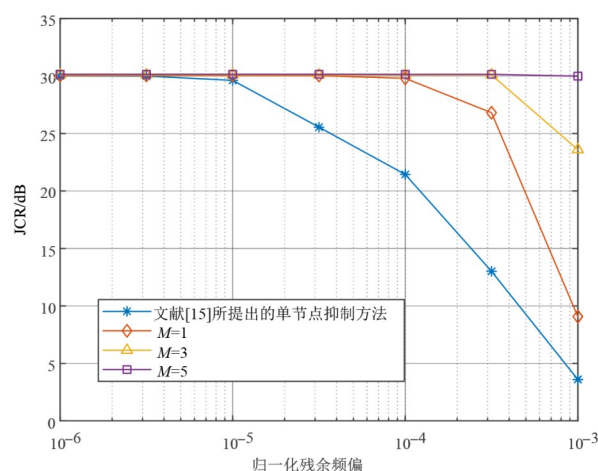
图3 不同 P 取值下JCR与归一化时延误差关系

图4描述了在不同残余频偏展开阶数 M 下,JCR随归一化残余频偏的变化情况.其中,干扰发射功率为0 dBm,接收干噪比约为30 dB,图像横坐标为4路干扰

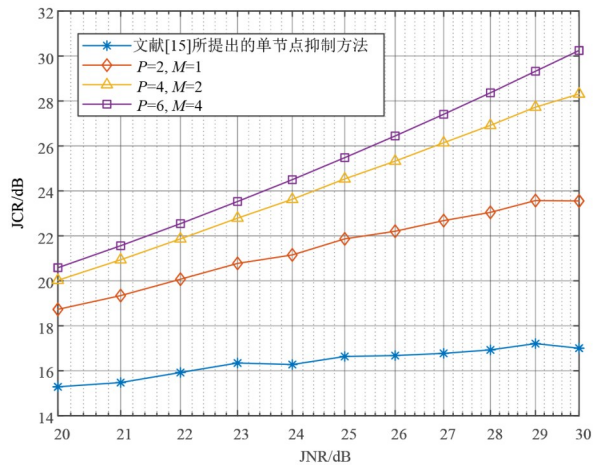
信号的归一化均方根残余频偏.由下至上4条曲线分别为单节点干扰抑制方法以及 $M=1, 3, 5$ 时所对应的仿真结果,曲线表明JCR随着残余频偏展开阶数 M 的增加而提高.具体而言,采用单节点干扰抑制方法时,归一化残余频偏为 10^{-5} 时,JCR开始下降,随着残余频偏增大,JCR逐渐下降至3 dB.当 $M=1, 3$ 时,JCR分别在归一化残余频偏为 10^{-4} 与 $10^{-3.5}$ 处开始下降,在 10^{-3} 处相比于单节点干扰抑制方法,JCR分别提升6 dB与20 dB.当 $M=5$ 时,JCR始终接近30 dB,表示此时分布式干扰被抑制到底噪声水平.仿真结果表明,本文所提出的分布式同频干扰抑制算法对频率偏差具有较高的鲁棒性,并且随着 M 的增大,对于频率偏差的鲁棒性逐渐增强.

图4 不同 M 取值下JCR与归一化残余频偏关系

在图5中,绘制了在不同时延误差与残余频偏展开阶数 P, M 下,JCR性能随JNR变化的曲线.设置归一化时延误差为0.2,归一化残余频偏为 10^{-4} .当采用单节点干扰抑制方法时,随着JNR逐渐增大,JCR的增长趋势缓慢,此时时延误差与残余频偏的大小极大地限制了干扰抑制性能.当采用本文提出的干扰抑制方法时,随着JNR的增大,JCR的上升趋势明显,这表明底噪的大小是限制干扰抑制性能的主要瓶颈问题.在JNR=30 dB时,采用单节点干扰抑制方法,JCR=16.9 dB,而在本文所提方法选取的三组展开阶数下,JCR分别提高了6.6、11.3和13.1 dB,这表明了本文所提出的分布式同频干扰抑制方法具有较高的时频鲁棒性,且可通过增大 M 与 P 达到更好的干扰抑制性能.

6 结论

本文针对电磁攻防对抗场景下分布式同频干扰对我方电磁装备的误伤问题,提出一种实现区域共生的分布式同频干扰抑制架构与方法,以掌握战场电磁频谱的主动权.将时频误差进行建模并利用RLS算法进行系数估计,实现了对信道的实时跟踪与准确重建.仿

图5 不同 P 、 M 取值下JCR与JNR关系

真结果表明,该方法可以有效匹配高维信道和时频变化,相比共平台干扰抑制方法可显著提高干扰抑制性能.本文的研究成果对电磁攻防对抗场景下多平台多装备的协同作战具有推动作用,可大幅提高区域电磁波空时频使用的灵活性,实现电磁频谱精确管控.

参考文献

- [1] RIIHONEN T, KORPI D, RANTULA O, et al. Inband full-duplex radio transceivers: A paradigm shift in tactical communications and electronic warfare?[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2017, 55(10): 30-36.
- [2] 陈柯宇, 杨健, 张蕴霖, 等. 基于数字信息素的无人机集群频谱监视控制算法[J]. *电子学报*, 2023, 51(6): 1541-1551.
CHEN K Y, YANG J, ZHANG Y L, et al. A digital phenomenon based UAV cluster control algorithm for spectrum monitoring[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2023, 51(6): 1541-1551. (in Chinese)
- [3] 郭文博, 杜嘉鑫, 杨健, 等. 运动平台分布式功率合成效能分析[J]. *通信学报*, 2023, 44(11): 143-150.
GUO W B, DU J X, YANG J, et al. Efficiency analysis of distributed power combining for mobile platform[J]. *Journal on Communications*, 2023, 44(11): 143-150.
- [4] PÄRLIN K, RIIHONEN T, TURUNEN M, et al. Known-interference cancellation in cooperative jamming: Experimental evaluation and benchmark algorithm performance[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(9): 1598-1602.
- [5] 樊小琴. 一种近场同频干扰主动抵消架构[J]. *通信技术*, 2017, 50(12): 2684-2687.
FAN X Q. Near-field co-frequency interference cancellation structure[J]. *Communications Technology*, 2017, 50(12): 2684-2687. (in Chinese)
- [6] RIIHONEN T, KORPI D, TURUNEN M, et al. Tactical communication link under joint jamming and interception by same-frequency simultaneous transmit and receive radio[C]//MILCOM 2018 - 2018 IEEE Military Communications Conference. Piscataway: IEEE, 2018: 1-5.
- [7] 李晨兴, 郭文博, 刘颖, 等. 同时同频抗中通系统非线性干扰抑制[J]. *电子与信息学报*, 2019, 41(9): 2033-2038.
LI C X, GUO W B, LIU Y, et al. Nonlinear distortion suppression in cooperative jamming cancellation system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(9): 2033-2038. (in Chinese)
- [8] 靳智博, 赵忠凯. 基于高斯白噪声训练的转发式干扰机自干扰抵消技术[J]. *电子信息对抗技术*, 2022, 37(6): 60-65.
JIN Z B, ZHAO Z K. Self-interference cancellation technology of repeater jammer based on Gaussian white noise training[J]. *Electronic Information Warfare Technology*, 2022, 37(6): 60-65. (in Chinese)
- [9] GUO W B, HU H T, HE Y M, et al. Impacts of clock jitter on cooperative jamming cancellation[C]//GLOBECOM 2022 - 2022 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE, 2022: 4142-4147.
- [10] ADAMS M, BHARGAVA V K. Use of the recursive least squares filter for self interference channel estimation[C]//2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE, 2016: 1-4.
- [11] CHAN Y, RILEY J, PLANT J. Modeling of time delay and its application to estimation of nonstationary delays[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1981, 29(3): 577-581.
- [12] KUMAR S, ROUT D K, PATRO B S. Frequency estimation using recursive least square technique[C]//2023 International Conference on Communication, Circuits, and Systems. Piscataway: IEEE, 2023: 1-4.
- [13] HUANG X J, TUYEN LE A, GUO Y J. Transmit beamforming for communication and self-interference cancellation in full duplex MIMO systems: A trade-off analysis[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(6): 3760-3769.
- [14] HE Y M, ZHAO H Z, GUO W B, et al. A time-robust digital self-interference cancellation in full-duplex radios: Receiver design and performance analysis[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 185021-185031.
- [15] 郭文博, 林朗, 赵宏志, 等. 频谱共生干扰主动抑制技术研究[J]. *中国科学: 信息科学*, 2022, 52(10): 1915-1928.

GUO W B, LIN L, ZHAO H Z, et al. Research on the active cancellation technology of spectrum symbiotic inter-

ference[J]. Scientia Sinica Informationis, 2022, 52(10): 1915-1928. (in Chinese)

作者简介



郭文博 男, 1994 年出生于四川省成都市. 2021 年获得电子科技大学信息与通信系统博士学位, 现为电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室副教授. 主要研究方向为干扰消除、物理层安全、全双工通信和分布式信号处理.
E-mail: wbguo@uestc.edu.cn



金明悦 女, 2002 年出生于吉林省白城市. 现为电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室硕士研究生. 主要研究方向为干扰抑制和数字信号处理.
E-mail: myjin@std.uestc.edu.cn



严 牧 男, 1991 年出生于重庆市. 现为电磁空间认知与智能控制技术实验室助理研究员. 主要研究方向为电磁空间认知、群体频谱智能.
E-mail: 826103068@qq.com



赵宏志 男, 1978 年出生于河北省石家庄市. 现为电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室教授, 博士生导师. 主要研究方向为抗干扰技术、全双工通信以及无线通信中的信号处理.
E-mail: lyn@uestc.edu.cn



邵士海 男, 1980 年出生于辽宁省抚顺市. 现为电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室教授, 博士生导师. 主要研究方向为无线通信、扩频技术及多输入多输出检测.
E-mail: ssh@uestc.edu.cn