



频谱共生干扰主动抑制技术研究

郭文博, 林朗, 赵宏志*, 唐友喜*

电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 成都 611731

* 通信作者. E-mail: lyn@uestc.edu.cn, tangyx@uestc.edu.cn

收稿日期: 2021-05-11; 修回日期: 2021-06-21; 接受日期: 2021-08-03; 网络出版日期: 2022-10-10

国家重点研发计划 (批准号: 254)、国家自然科学基金 (批准号: U19B2014, 61771107, 62071094, 61701075, 61601064, 61531009) 和四川省科技项目 (批准号: 2020YFH0101) 资助

摘要 针对频谱共生无线通信系统, 提出了一种主动式共生干扰抑制架构. 在此基础上, 以残余接收功率最小化为目标, 提出了一种频谱共生干扰的时幅相三维联合抑制算法, 其主动利用频谱共生无线通信系统中发射电磁波的信号特征, 在时、幅、相 3 个维度对共生干扰进行调整、重建和抑制. 理论和仿真分析表明, 所提架构和算法可以将共生干扰抑制到底噪水平, 并且具有较低的空间复杂度和时间复杂度.

关键词 频谱共生, 干扰抑制, 联合搜索, 复杂度, 残余功率

1 引言

随着无线通信业务的爆炸式增长, 在狭小的空间内, 集成了越来越多的电磁波收发设备, 而优质易用的频谱资源已接近枯竭. 这导致电磁波收发设备的分布空间受限和频谱资源受限之间的矛盾日益突出. 于是, 我们提出了频谱共生的概念, 即在有限空间和频谱约束之下, 让各种电磁波设备能够同时健康的工作. 然而, 频谱共生时产生的互干扰降低了军事装备^[1~6]和民用设备^[7~12]的目标达成度. 例如, 军事指挥车中电台发射信号对同车电台造成干扰, 导致通信质量下降、通信距离缩短等问题^[1]. 又如, 当 LTE 基站与 WiFi 基站共站建设时, LTE 的 E 频段与 WiFi 频段相互干扰, 导致吞吐率显著下降^[7].

针对上述问题, 中国船舶重工集团公司第七二二研究所的 Nie 等^[13]提出了频率管理、合理天线布局和优化收发信机设计等方法, 用于解决车载通信系统的共生干扰. 针对认知无线网络中的同频和邻频共生干扰, 美国 Auburn University 的 Hu 等^[14]建议综合利用频谱感知、机会频谱接入、信道分配和功率分配等手段, 来提高认知无线网络的整体容量. 针对 LTE/LTE-A 系统和 GSM 系统中的同频和邻频共生干扰, 北京邮电大学的 Cai^[15]和 Ke^[16]提出了增加频率保护带宽、增加空间间距, 以及采用高性能滤波器等措施.

引用格式: 郭文博, 林朗, 赵宏志, 等. 频谱共生干扰主动抑制技术研究. 中国科学: 信息科学, 2022, 52: 1915–1928, doi: 10.1360/SSI-2021-0160
Guo W B, Lin L, Zhao H Z, et al. Research on the active cancellation technology of spectrum symbiotic interference (in Chinese). Sci Sin Inform, 2022, 52: 1915–1928, doi: 10.1360/SSI-2021-0160

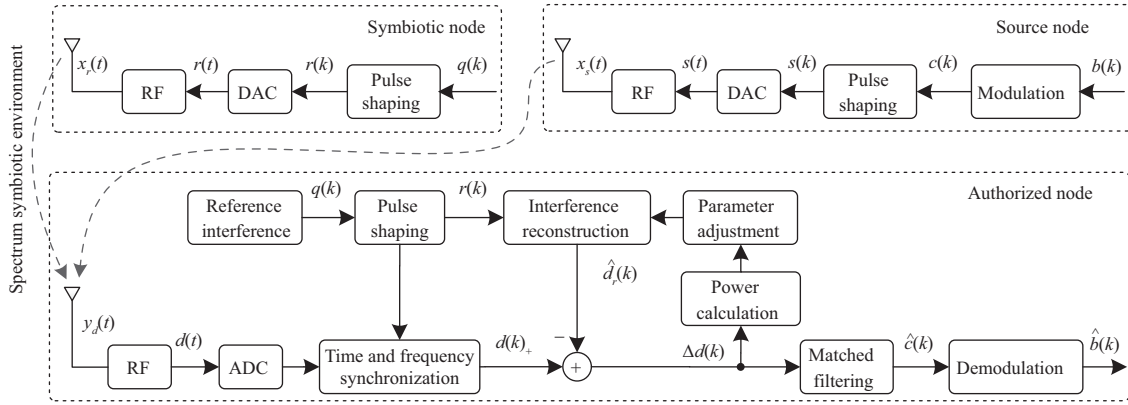


图 1 一种主动式共生干扰抑制架构

Figure 1 An active spectrum symbiotic interference cancellation architecture

总的来说, 已有的研究均采用“回避”的方法, 试图躲避同频或邻频共生干扰, 只适用于频谱稀疏的应用场景, 没有解决频谱共生无线通信的核心问题. 于是, 针对电磁设备密集分布的频谱共生场景, 本文研究了频谱共生干扰的主动抑制技术, 主要贡献如下:

(1) 提出了一种主动式共生干扰抑制架构, 其主动利用频谱共生无线通信系统中发射电磁波的信号特征, 对共生干扰进行调整、重建和抑制.

(2) 以残余接收功率最小化为目标, 设计了一种频谱共生干扰的时幅相三维联合抑制算法, 其具有较低的空间复杂度和时间复杂度.

本文其余部分安排如下: 第 2 节给出频谱共生无线通信的系统模型和主动式共生干扰抑制架构; 第 3 节提出一种频谱共生干扰的时幅相三维联合抑制算法; 第 4 节分析所提算法的空间复杂度和时间复杂度; 第 5 节给出数值仿真结果; 最后是本文的总结.

2 系统模型

考虑频谱共生无线通信典型环境: 信源节点向授权节点传输期望信号, 与此同时, 同平台的共生节点传输共生信号, 并与信源节点占据同一频谱资源完成目标任务. 因此, 共生节点不可避免地对授权节点产生影响, 谓之共生干扰. 针对这一问题, 本节提出了一种主动式共生干扰抑制架构, 如图 1 所示, 其主动利用频谱共生无线通信系统中发射电磁波的信号特征, 对共生干扰进行调整、重建和抑制. 不失一般性, 假设每个节点均配备单天线.

2.1 信源节点

在信源节点中, 第 k 个传输比特 $b(k)$ 被调制为 $c(k)$. 经过脉冲成型, 得到

$$s(k) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p(i)c(k-i), \quad (1)$$

其中, $p(i) = \frac{\sin(\pi i)}{\pi i} \times \frac{\cos(\pi \beta i)}{1-(2\beta i)^2}$ 表示升余弦成型脉冲, β 为滚降系数^[17], 其满足 $0 \leq \beta \leq 1$.

经过数模转换后, 输出连续波形 $s(t)$, 然后上变频为射频信号:

$$\tilde{x}_s(t) = \sqrt{P_s}s(t)e^{j(\omega_s t + \varphi_s)}, \quad (2)$$

其中, P_s , ω_s 和 φ_s 分别表示期望信号的发射功率、载波角频率和初始相位。

2.2 共生节点

在共生节点中, 第 k 个共生符号 $q(k)$ 经过脉冲成型, 得到

$$r(k) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p(i)q(k-i). \quad (3)$$

经过数模转换后, 输出连续波形 $r(t)$, 然后上变频为射频信号:

$$\tilde{x}_r(t) = \sqrt{P_r}r(t)e^{j(\omega_r t + \varphi_r)}, \quad (4)$$

其中, P_r , ω_r 和 φ_r 分别表示共生信号的发射功率、载波角频率和初始相位。

2.3 信道

假设期望信号 $\tilde{x}_s(t)$ 与共生信号 $\tilde{x}_r(t)$ 相互独立, 并且都经过平坦衰落信道^[12]. 于是, 授权节点接收到的射频信号可以表示为

$$\tilde{y}_d(t) = h_s \tilde{x}_s(t - \tau_s) + h_r \tilde{x}_r(t - \tau_r) + \tilde{n}(t), \quad (5)$$

其中, 共生信号对期望信号的正常接收造成干扰, 称为共生干扰. h_s 和 h_r 分别表示期望信号和共生干扰的复信道系数, 并且假设它们在 N 个符号周期内保持不变. 此外, τ_s 和 τ_r 分别表示期望信号和共生干扰的传播延迟, $\tilde{n}(t)$ 表示授权节点处的噪声, 功率为 σ^2 .

2.4 授权节点

在授权节点中, 通过与本地振荡器混频, $\tilde{y}_d(t)$ 下变频为

$$\begin{aligned} d(t) &= \tilde{y}_d(t)e^{-j(\omega_d t + \varphi_d)} \\ &= g_s s(t - \tau_s) + g_r r(t - \tau_r) + n(t), \end{aligned} \quad (6)$$

其中, ω_d 和 φ_d 分别表示授权节点处的载波角频率和初始相位. $g_s = \sqrt{P_s}h_s e^{-j\omega_d \tau_s} = \alpha_s e^{j\theta_s}$ 和 $g_r = \sqrt{P_r}h_r e^{-j\omega_d \tau_r} = \alpha_r e^{j\theta_r}$ 分别表示期望信号和共生干扰在授权节点处的等效信道系数. 此处, 假设信源节点、共生节点和授权节点之间不存在频率偏移. 另外, $n(t) = \tilde{n}(t)e^{-j(\omega_d t + \varphi_d)}$ 表示经过下变频后的基带噪声.

经过模数转换和时间同步后, 得到

$$d(k) = g_s s(k - \delta_s) + g_r r(k - \delta_r) + n(k + \delta_n), \quad (7)$$

其中, $\delta_n = \langle \frac{\tau_n}{T} \rangle$ 是共生干扰在符号级的归一化传播时延, 即整数倍时延, T 表示符号周期, $\langle \cdot \rangle$ 表示四舍五入取整. 另外, $\delta_r = \frac{\tau_r}{T} - \delta_n$ 是共生干扰经过不完美时间同步后的残余归一化传播时延, 即分数倍时延, 其满足 $-\frac{1}{2} < \delta_r \leq \frac{1}{2}$. 类似地, $\delta_s = \frac{\tau_s}{T} - \delta_n$.

如前文所述, 授权节点与共生节点共平台, 通常属于协作关系, 其可以通过一定的手段预先获取共生干扰的先验信息并恢复出纯净的参考信号^[18], 然后通过估计并调整共生干扰的等效信道系数和归一化传播时延来重建出接收到的共生干扰. 假设重建出的共生干扰为

$$\hat{d}_r(k) = \hat{g}_r r(k - \hat{\delta}_r), \quad (8)$$

其中, $\hat{g}_r = \hat{\alpha}_r e^{j\hat{\theta}_r}$ 和 $\hat{\delta}_r$ 分别表示共生干扰的等效信道系数和归一化分数时延的估计值. 则经过共生干扰抑制后的残余信号可以表示为

$$\begin{aligned}\Delta d(k) &= d(k) - \hat{d}_r(k) \\ &= d_s(k) + \Delta d_r(k) + n(k + \delta_n).\end{aligned}\quad (9)$$

其中,

$$\begin{aligned}\Delta d_r(k) &= g_r r(k - \delta_r) - \hat{g}_r r(k - \hat{\delta}_r) \\ &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [g_r p(i - \delta_r) - \hat{g}_r p(i - \hat{\delta}_r)] q(k - i)\end{aligned}\quad (10)$$

表示经过共生干扰抑制后的残余干扰, 其功率计算如下:

$$\begin{aligned}\mathbb{P}\{\Delta d_r(k)\} &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |g_r p(i - \delta_r) - \hat{g}_r p(i - \hat{\delta}_r)|^2 \\ &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [\alpha_r \cos \theta_r p(i - \delta_r) - \hat{\alpha}_r \cos \hat{\theta}_r p(i - \hat{\delta}_r)]^2 + \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [\alpha_r \sin \theta_r p(i - \delta_r) - \hat{\alpha}_r \sin \hat{\theta}_r p(i - \hat{\delta}_r)]^2 \\ &= \alpha_r^2 \cos^2 \theta_r \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p^2(i - \delta_r) + \hat{\alpha}_r^2 \cos^2 \hat{\theta}_r \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p^2(i - \hat{\delta}_r) - 2\alpha_r \hat{\alpha}_r \cos \theta_r \cos \hat{\theta}_r \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p(i - \delta_r) p(i - \hat{\delta}_r) \\ &\quad + \alpha_r^2 \sin^2 \theta_r \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p^2(i - \delta_r) + \hat{\alpha}_r^2 \sin^2 \hat{\theta}_r \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p^2(i - \hat{\delta}_r) - 2\alpha_r \hat{\alpha}_r \sin \theta_r \sin \hat{\theta}_r \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p(i - \delta_r) p(i - \hat{\delta}_r) \\ &= \alpha_r^2 + \hat{\alpha}_r^2 - 2\alpha_r \hat{\alpha}_r \cos(\theta_r - \hat{\theta}_r) p(\delta_r - \hat{\delta}_r).\end{aligned}\quad (11)$$

于是, 残余信号 $\Delta d(k)$ 的功率可以计算如下:

$$\begin{aligned}\mathbb{P}\{\Delta d(k)\} &= \mathbb{P}\{d_s(k)\} + \mathbb{P}\{\Delta d_r(k)\} + \mathbb{P}\{n(k + \delta_n)\} \\ &= |g_s|^2 \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p^2(i - \delta_s) + \mathbb{P}\{\Delta d_r(k)\} + \sigma^2 \\ &= \hat{\alpha}_r^2 - 2\alpha_r \hat{\alpha}_r \cos(\theta_r - \hat{\theta}_r) p(\delta_r - \hat{\delta}_r) + \alpha_r^2 + \alpha_s^2 + \sigma^2,\end{aligned}\quad (12)$$

其中,

$$p(\delta_r - \hat{\delta}_r) = \frac{\sin[\pi(\delta_r - \hat{\delta}_r)] \cos[\pi\beta(\delta_r - \hat{\delta}_r)]}{\pi(\delta_r - \hat{\delta}_r) - 4\pi\beta^2(\delta_r - \hat{\delta}_r)^3}\quad (13)$$

反应了不完美时间同步对共生干扰抑制的影响.

3 时幅相三维联合抑制算法

考虑 $-\frac{1}{2} < \delta_r \leq \frac{1}{2}$, 以保证共生干扰成功在符号级同步. 此外, 考虑共生干扰的信道系数满足 $0 < |h_r| \leq 1$, 于是有 $0 < \alpha_r \leq \sqrt{P_r}$ 和 $0 < \theta_r \leq 2\pi$. 因此, α_s , θ_s 和 δ_s 的估计值可以通过最小化残余

接收功率 $\mathbb{P}\{\Delta d(k)\}$ 得到

$$\min_{\hat{\alpha}_r, \hat{\theta}_r, \hat{\delta}_r} P_\Delta = \mathbb{P}\{\Delta d(k)\} \quad (14)$$

$$\text{s.t. } 0 < \hat{\alpha}_r \leq \sqrt{P_r}, \quad (15)$$

$$0 < \hat{\theta}_r \leq 2\pi, \quad (16)$$

$$-\frac{1}{2} < \hat{\delta}_r \leq \frac{1}{2}. \quad (17)$$

由于 P_Δ 具有类周期特性, 导致式 (14) 是一个非凸问题, 通常难以得到最优解. 于是, 我们提出了一种频谱共生干扰的时幅相三维联合抑制算法, 将问题重新划分为 3 层进行逐参数搜索, 以获得该问题的次优解, 分析表明该算法拥有较低的实现复杂度. 整个算法如算法 1 所示.

Algorithm 1 A joint cancellation algorithm for spectrum symbiotic interference based on time-amplitude-phase three-dimensional search

Input: Mixed signal at authorized node $d(k)$; symbiotic interference reference signal $r(k)$; power calculation period N symbols; convergence thresholds of parameter estimation ε_α , ε_θ , and ε_δ .

Output: Three suboptimal estimated values $\hat{\alpha}_r^*$, $\hat{\theta}_r^*$, and $\hat{\delta}_r^*$; the residual signal after symbiotic interference cancellation $\Delta d(k)$.

- 1: **Initialize:** Set $\hat{\alpha}_r$ and $\hat{\delta}_r$ to satisfy (15) and (17); let the three tentative values of phase estimation be $\hat{\theta}_r^1 = 0$, $\hat{\theta}_r^2 = \frac{\pi}{2}$, and $\hat{\theta}_r^3 = \pi$;
 - 2: Calculate the residual signal power within N symbol periods $P_\Delta(\hat{\theta}_r^1)$, $P_\Delta(\hat{\theta}_r^2)$, and $P_\Delta(\hat{\theta}_r^3)$;
 - 3: **If** $P_\Delta(\hat{\theta}_r^2) < \frac{1}{2}P_\Delta(\hat{\theta}_r^1) + \frac{1}{2}P_\Delta(\hat{\theta}_r^3)$;
 - 4: **Then** set the initial search interval of $\hat{\theta}_r$ to be $0 < \hat{\theta}_r \leq \pi$;
 - 5: **Else** set the initial search interval of $\hat{\theta}_r$ to be $\pi < \hat{\theta}_r \leq 2\pi$, **end**;
 - 6: Use the one-dimensional search to obtain $\hat{\theta}_r^*$, which minimizes the residual received power in N symbol periods;
 - 7: **Until** the phase estimation satisfies $|\hat{\theta}_r^{n+1} - \hat{\theta}_r^n| \leq \varepsilon_\theta$;
 - 8: Output the suboptimal phase estimate value $\hat{\theta}_r^* = \frac{\hat{\theta}_r^n + \hat{\theta}_r^{n+1}}{2}$;
 - 9: Set $\hat{\alpha}_r$ to satisfy (15) and $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_r^*$; set the initial search interval of $\hat{\delta}_r$ to be $-\frac{1}{2} < \hat{\delta}_r \leq \frac{1}{2}$;
 - 10: Use the one-dimensional search to obtain $\hat{\delta}_r^*$, which minimizes the residual received power in N symbol periods;
 - 11: **Until** the time estimation satisfies $|\hat{\delta}_r^{n+1} - \hat{\delta}_r^n| \leq \varepsilon_\delta$;
 - 12: Output the suboptimal time estimate value $\hat{\delta}_r^* = \frac{\hat{\delta}_r^n + \hat{\delta}_r^{n+1}}{2}$;
 - 13: Set $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_r^*$ and $\hat{\delta}_r = \hat{\delta}_r^*$; set the initial search interval of $\hat{\alpha}_r$ to be $0 < \hat{\alpha}_r \leq \sqrt{P_r}$;
 - 14: Use the one-dimensional search to obtain $\hat{\alpha}_r^*$, which minimizes the residual received power in N symbol periods;
 - 15: **Until** the amplitude estimation satisfies $|\hat{\alpha}_r^{n+1} - \hat{\alpha}_r^n| \leq \varepsilon_\alpha$;
 - 16: Output the suboptimal amplitude estimate value $\hat{\alpha}_r^* = \frac{\hat{\alpha}_r^n + \hat{\alpha}_r^{n+1}}{2}$;
 - 17: Output the residual received signal after symbiotic interference cancellation $\Delta d(k) = d(k) - \hat{\alpha}_r^* e^{j\hat{\theta}_r^*} r(k - \hat{\delta}_r^*)$.
-

3.1 相位搜索

根据式 (12), P_Δ 关于 $\hat{\theta}_r$ 的一阶偏导数为

$$\frac{\partial P_\Delta}{\partial \hat{\theta}_r} = -2\alpha_r \hat{\alpha}_r \sin(\theta_r - \hat{\theta}_r) p(\delta_r - \hat{\delta}_r), \quad (18)$$

其中, 对于任何给定的 $0 < \alpha_r \leq \sqrt{P_r}$ 和 $0 < \hat{\alpha}_r \leq \sqrt{P_r}$, 都有 $0 < \alpha_r \hat{\alpha}_r \leq P_r$. 同样, 对于任何给定的 $-\frac{1}{2} < \delta_r \leq \frac{1}{2}$ 和 $-\frac{1}{2} < \hat{\delta}_r \leq \frac{1}{2}$, 可以得到 $-1 < \delta_r - \hat{\delta}_r < 1$, 于是有 $p(\delta_r - \hat{\delta}_r) > 0$, 证明如下.

根据式 (13), $p(\delta_r - \hat{\delta}_r)$ 可以表示为

$$p(\delta_r - \hat{\delta}_r) = \frac{\sin[\pi(\delta_r - \hat{\delta}_r)]}{\pi(\delta_r - \hat{\delta}_r)} \times \frac{\cos[\pi\beta(\delta_r - \hat{\delta}_r)]}{1 - 4\beta^2(\delta_r - \hat{\delta}_r)^2}. \quad (19)$$

由于 $-1 < \delta_r - \hat{\delta}_r < 1$, 于是有 $\frac{\sin[\pi(\delta_r - \hat{\delta}_r)]}{\pi(\delta_r - \hat{\delta}_r)} > 0$. 因此, $p(\delta_r - \hat{\delta}_r)$ 的极性可以分以下 3 种情况进行讨论.

(1) 当 $|\delta_r - \hat{\delta}_r| < \frac{1}{2\beta}$ 时, 有 $\cos[\pi\beta(\delta_r - \hat{\delta}_r)] > 0$ 和 $1 - 4\beta^2(\delta_r - \hat{\delta}_r)^2 > 0$. 代入式 (19), 可得 $p(\delta_r - \hat{\delta}_r) > 0$.

(2) 当 $\frac{1}{2\beta} < |\delta_r - \hat{\delta}_r| < 1$ 时, 有 $\cos[\pi\beta(\delta_r - \hat{\delta}_r)] < 0$ 和 $1 - 4\beta^2(\delta_r - \hat{\delta}_r)^2 < 0$. 代入式 (19), 可得 $p(\delta_r - \hat{\delta}_r) > 0$.

(3) 当 $|\delta_r - \hat{\delta}_r| = \frac{1}{2\beta}$ 时, 有 $\lim_{|\delta_r - \hat{\delta}_r| \rightarrow \frac{1}{2\beta}} \frac{\cos[\pi\beta(\delta_r - \hat{\delta}_r)]}{1 - 4\beta^2(\delta_r - \hat{\delta}_r)^2} = \frac{\pi}{4}$. 代入式 (19), 可得 $p(\delta_r - \hat{\delta}_r) > 0$.

综上所述, 对于任何给定的 $-\frac{1}{2} < \delta_r < \frac{1}{2}$ 和 $-\frac{1}{2} < \hat{\delta}_r < \frac{1}{2}$, 都有 $p(\delta_r - \hat{\delta}_r) > 0$ 成立.

因此, 方程 $\frac{\partial P_\Delta}{\partial \theta_r} = 0$ 可等价于 $\sin(\theta_r - \hat{\theta}_r) = 0$, 其根计算如下:

$$\hat{\theta}_r = \theta_r + k\pi, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (20)$$

考虑到 $0 < \theta_r \leq 2\pi$ 和 $0 < \hat{\theta}_r \leq 2\pi$, 于是式 (20) 可分为以下两种情况进行简化, 并由此讨论 P_Δ 的单调性.

(1) 对于 $0 < \theta_r \leq \pi$ 的情况, 方程 $\frac{\partial P_\Delta}{\partial \theta_r} = 0$ 的根为

$$\hat{\theta}_r = \theta_r, \theta_r + \pi. \quad (21)$$

可以观察到 P_Δ 在区间 $0 < \hat{\theta}_r \leq \theta_r$ 内单调递减, 然后在区间 $\theta_r < \hat{\theta}_r \leq \theta_r + \pi$ 内单调递增, 最后在区间 $\theta_r + \pi < \hat{\theta}_r \leq 2\pi$ 内再次单调递减.

(2) 对于 $\pi < \theta_r \leq 2\pi$ 的情况, 方程 $\frac{\partial P_\Delta}{\partial \theta_r} = 0$ 的根为

$$\hat{\theta}_r = \theta_r, \theta_r - \pi. \quad (22)$$

可以观察到 P_Δ 在区间 $0 < \hat{\theta}_r \leq \theta_r - \pi$ 内单调递增, 然后在区间 $\theta_r - \pi < \hat{\theta}_r \leq \theta_r$ 内单调递减, 最后在区间 $\theta_r < \hat{\theta}_r \leq 2\pi$ 内再次单调递增.

由式 (21) 和 (22) 可知, 满足式 (16) 的方程 $\frac{\partial P_\Delta}{\partial \theta_r} = 0$ 的根与幅度估计值和时间估计值无关. 此外, 两种情况下 P_Δ 的波峰与波谷之间的相位差均为 π , 因此可以利用 Jensen 不等式来确定 $\hat{\theta}_r$ 的初始搜索区间, 该区间只包括 P_Δ 的一个最小值且不包含最大值^[19].

首先, 设置任意满足式 (15) 和 (17) 的初始值 $\hat{\alpha}_r$ 和 $\hat{\delta}_r$, 并给出 3 个相位估计试探值 $\hat{\theta}_r^1 = 0$, $\hat{\theta}_r^2 = \frac{\pi}{2}$ 和 $\hat{\theta}_r^3 = \pi$. 然后, 统计 N 个符号周期内对应的残余接收功率 $P_\Delta(\hat{\theta}_r^1)$, $P_\Delta(\hat{\theta}_r^2)$ 和 $P_\Delta(\hat{\theta}_r^3)$. 最后, 分以下两种情况选择 $\hat{\theta}_r$ 的初始搜索区间.

(1) 如果 3 个相位试探点对应的残余接收功率满足

$$P_\Delta(\hat{\theta}_r^2) < \frac{1}{2}P_\Delta(\hat{\theta}_r^1) + \frac{1}{2}P_\Delta(\hat{\theta}_r^3), \quad (23)$$

意味着 P_Δ 的最小值在 $0 < \theta_r \leq \pi$ 上取得, 则 $\hat{\theta}_r$ 的初始搜索区间应设置为 $0 < \theta_r \leq \pi$.

(2) 如果 3 个相位试探点对应的残余接收功率满足

$$P_\Delta(\hat{\theta}_r^2) > \frac{1}{2}P_\Delta(\hat{\theta}_r^1) + \frac{1}{2}P_\Delta(\hat{\theta}_r^3), \quad (24)$$

意味着 P_Δ 的最大值在 $0 < \theta_r \leq \pi$ 上取得, 所以 P_Δ 的最小值在 $\pi < \theta_r \leq 2\pi$ 上取得, 于是 $\hat{\theta}_r$ 的初始搜索区间应设置为 $\pi < \theta_r \leq 2\pi$.

利用 $\hat{\theta}_r$ 的初始搜索区间, 便可以应用一维搜索算法获取相位估计的次优解 $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_r^*$.

3.2 时间搜索

根据式 (12), P_Δ 关于 $\hat{\delta}_r$ 的一阶偏导数为

$$\frac{\partial P_\Delta}{\partial \hat{\delta}_r} = 2\alpha_r \hat{\alpha}_r \cos(\theta_r - \hat{\theta}_r) p(\delta_r - \hat{\delta}_r) \times \left\{ \frac{1 - 12\beta^2(\delta_r - \hat{\delta}_r)^2}{(\delta_r - \hat{\delta}_r) - 4\beta^2(\delta_r - \hat{\delta}_r)^3} + \frac{\pi\beta \sin[\pi\beta(\delta_r - \hat{\delta}_r)]}{\cos[\pi\beta(\delta_r - \hat{\delta}_r)]} - \frac{\pi \cos[\pi(\delta_r - \hat{\delta}_r)]}{\sin[\pi(\delta_r - \hat{\delta}_r)]} \right\}. \quad (25)$$

设置 $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_r^*$, 以及任意给定的 $\hat{\alpha}_r$ 满足式 (15). 由于 $0 < \alpha_r \hat{\alpha}_r \leq P_r$ 和 $p(\delta_r - \hat{\delta}_r) > 0$, 且 $\cos(\theta_r - \hat{\theta}_r) \approx 1$. 于是, 方程 $\frac{\partial P_\Delta}{\partial \hat{\delta}_r} = 0$ 可以等价于

$$\frac{1 - 12\beta^2(\delta_r - \hat{\delta}_r)^2}{(\delta_r - \hat{\delta}_r) - 4\beta^2(\delta_r - \hat{\delta}_r)^3} + \frac{\pi\beta \sin[\pi\beta(\delta_r - \hat{\delta}_r)]}{\cos[\pi\beta(\delta_r - \hat{\delta}_r)]} - \frac{\pi \cos[\pi(\delta_r - \hat{\delta}_r)]}{\sin[\pi(\delta_r - \hat{\delta}_r)]} = 0. \quad (26)$$

令 $y = \delta_r - \hat{\delta}_r$, 并利用三角函数的积化和差恒等式^[20], 则式 (26) 的根可以通过联合求解式 (27)~(29) 得到, 其唯一可能的解是 $y = 0$.

$$\frac{\sin[(\beta + 1)\pi y] - (\beta + 1)\pi y \cos[(\beta + 1)\pi y]}{y \sin[(\beta + 1)\pi y] - y \sin[(\beta - 1)\pi y]} = 0, \quad (27)$$

$$\frac{\sin[(\beta - 1)\pi y] - (\beta - 1)\pi y \cos[(\beta - 1)\pi y]}{y \sin[(\beta + 1)\pi y] - y \sin[(\beta - 1)\pi y]} = 0, \quad (28)$$

$$\frac{8\beta^2 y}{1 - 4\beta^2 y^2} = 0. \quad (29)$$

将 $y = 0$ 代入式 (27), 可得

$$\begin{aligned} & \lim_{y \rightarrow 0} \frac{\sin[(\beta + 1)\pi y] - (\beta + 1)\pi y \cos[(\beta + 1)\pi y]}{y \sin[(\beta + 1)\pi y] - y \sin[(\beta - 1)\pi y]} \\ & \stackrel{(a)}{=} \lim_{y \rightarrow 0} \frac{(\beta + 1)\pi y - (\beta + 1)\pi y \cos[(\beta + 1)\pi y]}{y(\beta + 1)\pi y - y(\beta - 1)\pi y} \\ & = (\beta + 1) \lim_{y \rightarrow 0} \frac{1 - \cos[(\beta + 1)\pi y]}{2y} \\ & = \frac{(\beta + 1)^2 \pi}{2} \lim_{y \rightarrow 0} \sin[(\beta + 1)\pi y] \\ & = 0, \end{aligned} \quad (30)$$

其中, (a) 成立是由于 $\lim_{x \rightarrow 0} \sin x = x$.

类似地, 将 $y = 0$ 代入式 (28), 可得

$$\begin{aligned} & \lim_{y \rightarrow 0} \frac{\sin[(\beta - 1)\pi y] - (\beta - 1)\pi y \cos[(\beta - 1)\pi y]}{y \sin[(\beta + 1)\pi y] - y \sin[(\beta - 1)\pi y]} \\ & = \frac{(\beta - 1)^2 \pi}{2} \lim_{y \rightarrow 0} \sin[(\beta - 1)\pi y] = 0. \end{aligned} \quad (31)$$

于是, 结合式 (29)~(31), 可知方程 $\frac{\partial P_{\Delta}}{\partial \hat{\delta}_r} = 0$ 满足式 (17) 的根计算如下:

$$\hat{\delta}_r = \delta_r. \quad (32)$$

可以观察到 P_{Δ} 随着 $\hat{\delta}_r$ 先减后增, 其最小值在 $\hat{\delta}_r = \delta_r$ 处取得. 此外, 满足式 (17) 的方程 $\frac{\partial P_{\Delta}}{\partial \hat{\delta}_r} = 0$ 的根与幅度估计值和相位估计值无关. 因此, 设置任意初始的幅值估计满足式 (15) 和 $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_r^*$, 并选取 $\hat{\delta}_r$ 的初始搜索区间为 $-\frac{1}{2} < \hat{\delta}_r \leq \frac{1}{2}$, 便可以应用一维搜索算法获取时间估计的次优解 $\hat{\delta}_r = \hat{\delta}_r^*$.

3.3 幅度搜索

根据式 (12), P_{Δ} 关于 $\hat{\alpha}_r$ 的一阶偏导数为

$$\frac{\partial P_{\Delta}}{\partial \hat{\alpha}_r} = 2\hat{\alpha}_r - 2\alpha_r \cos(\theta_r - \hat{\theta}_r)p(\delta_r - \hat{\delta}_r). \quad (33)$$

设置 $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_r^*$ 和 $\hat{\delta}_r = \hat{\delta}_r^*$, 则方程 $\frac{\partial P_{\Delta}}{\partial \hat{\alpha}_r} = 0$ 满足式 (15) 的根计算如下:

$$\hat{\alpha}_r = \alpha_r \cos(\theta_r - \hat{\theta}_r^*)p(\delta_r - \hat{\delta}_r^*). \quad (34)$$

可以观察到 P_{Δ} 随着 $\hat{\alpha}_r$ 先减后增, 其最小值在 $\hat{\alpha}_r = \alpha_r \cos(\theta_r - \hat{\theta}_r^*)p(\delta_r - \hat{\delta}_r^*)$ 处取得. 因此, 设置 $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_r^*$ 和 $\hat{\delta}_r = \hat{\delta}_r^*$, 并选取 $\hat{\alpha}_r$ 的初始搜索区间为 $0 < \hat{\alpha}_r \leq \sqrt{P_r}$, 便可以应用一维搜索算法获取幅度估计的次优解 $\hat{\alpha}_r = \hat{\alpha}_r^*$.

3.4 干扰抑制

利用幅度、相位和时间估计值, 对共生干扰实现重建与抵消, 抑制后的残余接收信号表示如下:

$$\Delta d(k) = d(k) - \hat{\alpha}_r^* e^{j\hat{\theta}_r^*} r(k - \hat{\delta}_r^*). \quad (35)$$

定义干扰抑制比 (interference cancellation ratio, ICR) 为共生干扰抑制前后期望信号信干噪比 (signal to interference plus noise ratio, SINR) 的增量^[21]. 根据式 (12), 计算如下:

$$G = 10 \lg \frac{\alpha_r^2 + \sigma^2}{\alpha_r^2 + (\hat{\alpha}_r^*)^2 - 2\alpha_r \hat{\alpha}_r^* \cos(\theta_r - \hat{\theta}_r^*)p(\delta_r - \hat{\delta}_r^*) + \sigma^2}. \quad (36)$$

假设幅度搜索、相位搜索和时延搜索的收敛门限分别是 ε_{α} , ε_{θ} 和 ε_{δ} , 可以得到

$$\begin{aligned} |\theta_r - \hat{\theta}_r^*| &= \left| \theta_r - \frac{\hat{\theta}_r^n + \hat{\theta}_r^{n+1}}{2} \right| \\ &\leq \frac{1}{2} \times |\theta_r - \hat{\theta}_r^n| + \frac{1}{2} \times |\theta_r - \hat{\theta}_r^{n+1}| \\ &= \frac{1}{2} \times |\hat{\theta}_r^{n+1} - \hat{\theta}_r^n| \\ &\leq \frac{\varepsilon_{\theta}}{2}. \end{aligned} \quad (37)$$

类似地, 可以得到

$$|\delta_r - \hat{\delta}_r^*| \leq \frac{\varepsilon_{\delta}}{2}, \quad (38)$$

$$|\alpha_r \cos(\theta_r - \hat{\theta}_r^*)p(\delta_r - \hat{\delta}_r^*) - \hat{\alpha}_r^*| \leq \frac{\varepsilon_{\alpha}}{2}. \quad (39)$$

将式 (37)~(39) 代入式 (36), 得到

$$G = 10 \lg \frac{\alpha_r^2 + \sigma^2}{[\alpha_r \cos(\theta_r - \hat{\theta}_r^*) p(\delta_r - \hat{\delta}_r^*) - \hat{\alpha}_r^*]^2 + [1 - \cos^2(\theta_r - \hat{\theta}_r^*) p^2(\delta_r - \hat{\delta}_r^*)] \alpha_r^2 + \sigma^2}$$

$$\geq 10 \lg \frac{\alpha_r^2 + \sigma^2}{\frac{\varepsilon_\alpha^2}{4} + [1 - \cos^2(\frac{\varepsilon_\theta}{2}) p^2(\frac{\varepsilon_\delta}{2})] \alpha_r^2 + \sigma^2}. \quad (40)$$

即, ICR 下界为

$$G_{\min} = 10 \lg \frac{\alpha_r^2 + \sigma^2}{\frac{\varepsilon_\alpha^2}{4} + [1 - \cos^2(\frac{\varepsilon_\theta}{2}) p^2(\frac{\varepsilon_\delta}{2})] \alpha_r^2 + \sigma^2}. \quad (41)$$

可以观察到, 对于较小的 ε_α , ε_θ 和 ε_δ , 可以获得更优的共生干扰抑制性能. 特别地, 当 $\varepsilon_\alpha = \varepsilon_\theta = \varepsilon_\delta = 0$ 时, 得到 ICR 上界为

$$G_{\max} = 10 \lg \left(\frac{\alpha_r^2}{\sigma^2} + 1 \right), \quad (42)$$

其中, $\frac{\alpha_r^2}{\sigma^2}$ 表示授权节点处的接收干噪比 (interference to noise ratio, INR).

4 复杂度分析

本节分析所提出的频谱共生干扰时幅相三维联合抑制算法的空间复杂度和时间复杂度.

4.1 空间复杂度

空间复杂度反映了该算法所需的存储空间. 根据算法 1, 可以看出该算法涉及到的数学运算主要为统计 N 个符号周期内的残余接收功率, 故该算法的空间复杂度计算如下:

$$S = O(N), \quad (43)$$

表明该算法的空间复杂度随着功率统计周期 N 呈线性增加.

4.2 时间复杂度

时间复杂度反映了该算法所需的时间消耗, 其与算法所采用的一维搜索方式有关. 以黄金分割搜索为例, 所提算法的时间复杂度可以分为相位搜索、时间搜索和幅度搜索 3 个阶段.

(1) 对于相位搜索阶段, 需要设置 3 个初始试探值, 每个试探值需要统计 N 个符号周期内的残余接收功率, 时间消耗为 N ; 相位搜索的初始区间长度为 π , 假设经过 x_θ 次黄金分割搜索后, 达到收敛门限 ε_θ , 则 $x_\theta = \log_{0.618} \frac{\varepsilon_\theta}{\pi}$. 由于每次黄金分割搜索需要统计 2 次残余接收功率, 时间消耗为 $2N$, 故相位搜索阶段的时间复杂度为

$$T_\theta = O \left(2N \log_{0.618} \frac{\varepsilon_\theta}{\pi} + 3N \right). \quad (44)$$

(2) 对于时间搜索阶段, 初始搜索区间的长度为 1, 假设经过 x_δ 次黄金分割搜索后, 达到收敛门限 ε_δ , 则 $x_\delta = \log_{0.618} \varepsilon_\delta$. 由于每次黄金分割搜索需要统计 2 次残余接收功率, 时间消耗为 $2N$, 故时间搜索阶段的时间复杂度为

$$T_\delta = O(2N \log_{0.618} \varepsilon_\delta). \quad (45)$$

表 1 仿真参数设置

Table 1 Simulation parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
Expected signal	QPSK signal	Received SNR	$\frac{\alpha_s^2}{\sigma_s^2} = 20$ dB
Symbiotic interference	Zero mean Gaussian signal ^[22]	Interference power	$P_r = 0$ dBm
Pulse shaping filter	Raised cosine	Amplitude attenuation	$0 < \alpha_r \leq 1$
Carrier frequency	$f_c = 2.4$ GHz	Phase shift	$0 < \theta_r \leq 2\pi$
Signal bandwidth	$B = 10$ MHz	Time delay	$-\frac{1}{2} < \delta_r \leq \frac{1}{2}$
Sampling period	$T = 100$ ns	One-dimensional search method	Golden section search

(3) 对于幅度搜索阶段, 初始搜索区间的长度为 $\sqrt{P_r}$, 假设经过 x_α 次黄金分割搜索后, 达到收敛门限 ε_α , 则 $x_\alpha = \log_{0.618} \frac{\varepsilon_\alpha}{\sqrt{P_r}}$. 由于每次黄金分割搜索需要统计 2 次残余接收功率, 时间消耗为 $2N$, 故幅度搜索阶段的时间复杂度为

$$T_\alpha = O\left(2N \log_{0.618} \frac{\varepsilon_\alpha}{\sqrt{P_r}}\right). \quad (46)$$

综上, 所提出的频谱共生干扰时幅相三维联合抑制算法的总时间复杂度计算如下:

$$T = O\left(2N \log_{0.618} \frac{\varepsilon_\alpha \varepsilon_\theta \varepsilon_\delta}{\pi \sqrt{P_r}} + 3N\right), \quad (47)$$

表明该算法的时间复杂度随着功率统计周期 N 呈线性增加, 却随着幅度搜索、相位搜索和时延搜索的收敛门限 ε_α , ε_θ 和 ε_δ 的增加而呈对数趋势降低.

5 数值仿真

本节中从 ICR 和收敛时间两个方面, 通过数值仿真来验证所提出的频谱共生干扰时幅相三维联合抑制算法的性能. 仿真参数设置如表 1^[22] 所示.

首先, 图 2 仿真了在不同滚降系数、参数估计收敛门限和功率统计周期的条件下, 所提算法的 ICR 性能, 其中接收干信比 (interference to signal ratio, ISR) 从 40 dB 变化至 60 dB. 仿真曲线中的 ICR 下界和上界分别由式 (41) 和 (42) 计算得到.

(1) 不同滚降系数对 ICR 的影响. 图 2(a) 展示了不同滚降系数下的 ICR 性能, 其中幅度、相位和时间估计的收敛门限设置为 $\varepsilon = 10^{-4}$, 功率统计周期设置为 $N = 5000$ 个符号. 可以看出, 随着升余弦成型脉冲滚降系数的增加, ICR 逐渐降低, 尤其是对于较高的接收 ISR. 这是由于不完美时间同步所导致的符号间干扰在滚降系数越大的时候, 对共生干扰抑制的影响越严重. 另外, 较大的滚降系数会引入更严重的共生干扰功率抖动, 导致功率统计出现误差, 从而影响 ICR 性能.

(2) 不同参数估计收敛门限对 ICR 的影响. 图 2(b) 展示了不同参数估计收敛门限下的 ICR 性能, 其中升余弦成型脉冲的滚降系数设置为 $\beta = 0.5$, 功率统计周期设置为 $N = 5000$ 个符号. 可以看出, 随着幅度、相位和时间估计收敛门限的增加, ICR 逐渐降低, 尤其是对于较高的接收 ISR. 这是由于较大的参数估计收敛门限会使得幅度、相位和时间的估计误差更加显著, 从而影响 ICR 性能. 另外, 当参数估计收敛门限足够小时, ICR 可以达到其上界. 例如, 当 $\varepsilon = 10^{-5}$ 时, ICR 等于接收 INR, 意味着共生干扰被抑制到底噪水平.

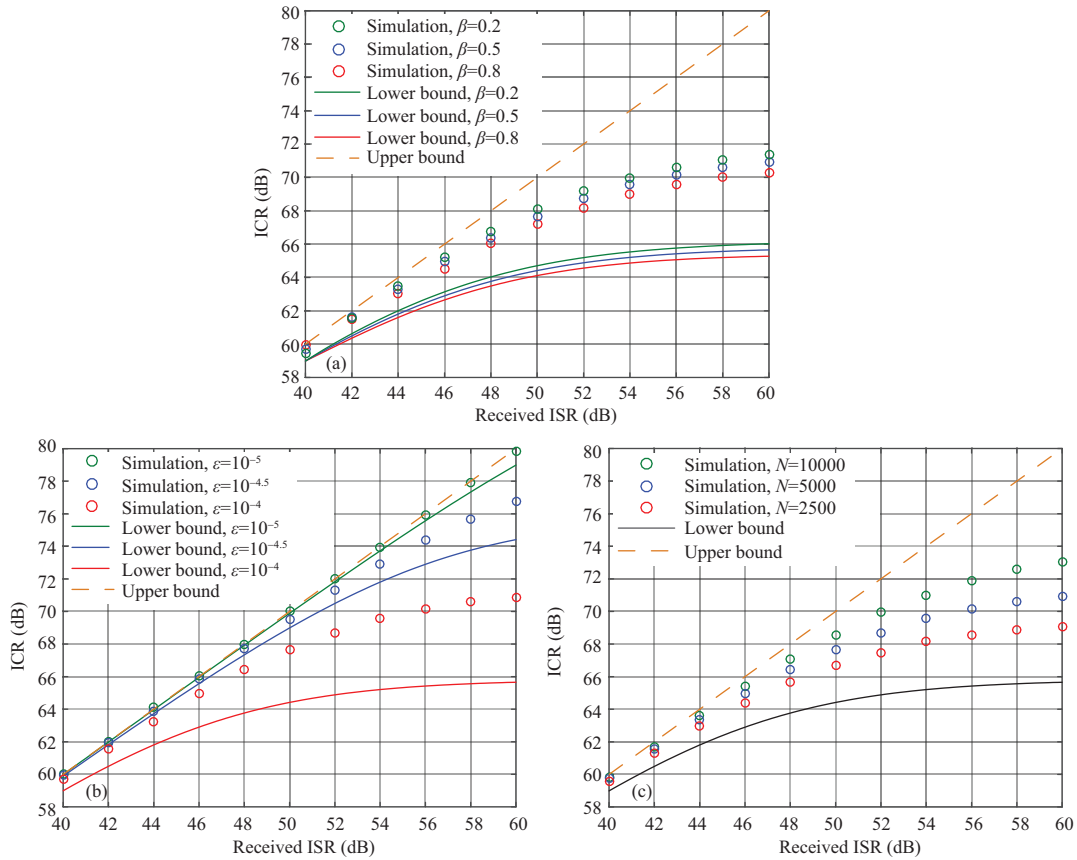


图 2 (网络版彩图) 所提算法的 ICR 性能

Figure 2 (Color online) ICR performance of the proposed algorithm. (a) The influence of different roll-off factors on ICR; (b) the influence of different convergence thresholds of parameter estimation on ICR; (c) the influence of different power calculation periods on ICR

(3) 不同功率统计周期对 ICR 的影响. 图 2(c) 展示了不同功率统计周期下的 ICR 性能, 其中升余弦成型脉冲的滚降系数设置为 $\beta = 0.5$, 幅度、相位和时间估计的收敛门限设置为 $\epsilon = 10^{-4}$. 可以看出, 随着功率统计周期的增加, ICR 逐渐增加, 尤其是对于较高的接收 ISR. 这是由于较长的功率统计周期可以带来更加精确和稳定的功率统计值, 从而提高了 ICR 性能.

从图 2 还可以观察到, ICR 随着接收 ISR 的增加而增加. 一方面, 这是因为较高的 ISR 提供了较多的共生干扰以供抑制. 另一方面, 较高的 ISR 使得幅度、相位和时间的估计值更加准确, 从而提高了 ICR 性能.

然后, 图 3 仿真了不同接收 ISR、滚降系数、参数估计收敛门限和功率统计周期对所提算法收敛时间的影响. 仿真曲线中的 ICR 上界由式 (42) 计算得到.

(1) 不同接收 ISR 对收敛时间的影响. 图 3(a) 展示了不同接收 ISR 对共生干扰抑制收敛时间的影响, 其中升余弦成型脉冲的滚降系数设置为 $\beta = 0.5$, 幅度、相位和时间估计的收敛门限设置为 $\epsilon = 10^{-4}$, 功率统计周期设置为 $N = 5000$ 个符号. 可以看出, 随着接收 ISR 的增加, 收敛时间逐渐增加. 例如, 当接收 ISR 为 40 dB 时, 共生干扰抑制的收敛时间为 59 ms; 当接收 ISR 为 60 dB 时, 共生干扰抑制的收敛时间增加到 63 ms. 这是由于对于较高的接收 ISR, 为了将共生干扰抑制到底噪声水平, 幅度、相位和时间的估计过程应该更加准确, 从而增加了迭代时间.

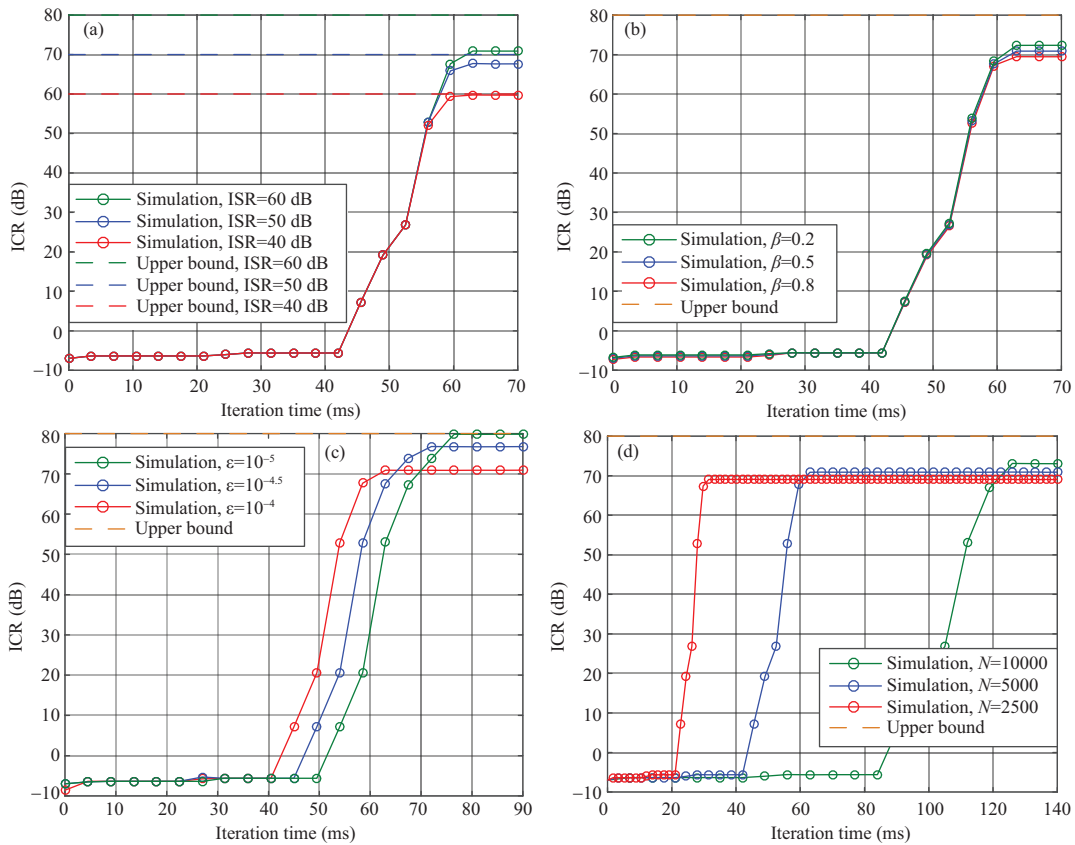


图 3 (网络版彩图) 所提算法的收敛性能

Figure 3 (Color online) Convergence performance of the proposed algorithm. (a) The influence of different received ISRs on iteration time; (b) the influence of different roll-off factors on iteration time; (c) the influence of different convergence thresholds of parameter estimation on iteration time; (d) the influence of different power calculation periods on iteration time

(2) 不同滚降系数对收敛时间的影响. 图 3(b) 展示了不同滚降系数对共生干扰抑制收敛时间的影响, 其中接收 ISR 设置为 60 dB, 幅度、相位和时间估计的收敛门限设置为 $\epsilon = 10^{-4}$, 功率统计周期设置为 $N = 5000$ 个符号. 可以看出, 收敛时间与升余弦成型脉冲的滚降系数无关. 然而, 随着滚降系数的增加, 收敛后的 ICR 逐渐降低, 这建议我们采用较低的滚降系数来获得更好的共生干扰抑制性能.

(3) 不同参数估计收敛门限对收敛时间的影响. 图 3(c) 展示了不同参数估计收敛门限对共生干扰抑制收敛时间的影响, 其中接收 ISR 设置为 60 dB, 升余弦成型脉冲的滚降系数设置为 $\beta = 0.5$, 功率统计周期设置为 $N = 5000$ 个符号. 可以看出, 随着参数估计收敛门限的减小, 收敛时间逐渐增加. 这是由于较小的幅度、相位和时间估计收敛门限会带来更加精确的幅度、相位和时间估计值, 其通过增加收敛时间为代价来提升 ICR 性能. 例如, 当 $\epsilon = 10^{-4}$ 时, 共生干扰抑制的收敛时间为 63 ms, 对应的 ICR 为 71 dB; 当 $\epsilon = 10^{-5}$ 时, 共生干扰抑制的收敛时间增加到 77 ms, 其对应的 ICR 也提升到 80 dB. 图 3(c) 揭示了在选择参数估计收敛门限时, 应在共生干扰抑制的收敛时间和 ICR 性能之间做出折衷. 这建议我们在较长信道相干时间的情况下, 采用较小的收敛门限; 在较短信道相干时间的情况下, 采用较大的收敛门限.

(4) 不同功率统计周期对收敛时间的影响. 图 3(d) 展示了不同功率统计周期对共生干扰抑制收敛

时间的影响,其中接收 ISR 设置为 60 dB,升余弦成型脉冲的滚降系数设置为 $\beta = 0.5$,幅度、相位和时间估计的收敛门限设置为 $\varepsilon = 10^{-4}$.可以看出,随着功率统计周期的增大,收敛时间急剧增加.这是由于增加单次功率统计周期会带来更长的功率统计时间,进而增加了迭代时间.与此同时,增加单次功率统计周期也会提升 ICR 性能,因为较长的功率统计周期会带来更加准确和稳定的功率统计值.例如,当 $N = 2500$ 个符号时,共生干扰抑制的收敛时间为 31 ms,对应的 ICR 为 69 dB;当 $N = 10000$ 个符号时,共生干扰抑制的收敛时间增加到 127 ms,其对应的 ICR 也提升到 73 dB.图 3(d) 揭示了在选择功率统计周期时,应在共生干扰抑制的收敛时间和 ICR 性能之间做出折衷.这建议我们在较长信道相干时间的情况下,采用较长的功率统计周期;在较短信道相干时间的情况下,采用较短的功率统计周期.

6 总结

本文聚焦于电磁波收发设备的分布空间受限和频谱资源受限之间的矛盾,提出了频谱共生的思想,旨在让各种电磁波设备能够在有限空间和频谱约束之下同时健康的工作.针对频谱共生时电磁波发射设备对同平台接收设备造成干扰的问题,提出了一种主动式共生干扰抑制架构和算法,以提升频谱效率、改善电磁兼容.理论和仿真分析表明,所提算法具有较低的空间复杂度和时间复杂度.此外,其在共生干扰抑制性能和收敛时间之间存在折衷,这取决于实际系统中的信道相干时间.本文的研究成果可为近距离密集的混合无线通信网,以及承载有密集电磁波收发设备的飞机、军舰、军事指挥车等平台上的无线通信数据链的设计提供理论支撑.

参考文献

- 1 Liu J C, Quan H D, Sun H X, et al. Power spectrum resolution of adjacent channel interference for collocated wireless radios. *Telecomm Eng*, 2017, 57: 306–310 [刘建成, 全厚德, 孙慧贤, 等. 近距离无线电台邻道干扰的功率谱解析. *电讯技术*, 2017, 57: 306–310]
- 2 Zhu Q H, Li S Y, Jiang T. Electromagnetic compatibility investigation of naval warships formation. *Shipboard Electron Countermeasure*, 2006, 29: 39–42 [朱强华, 李胜勇, 姜涛. 海上舰艇编队电磁兼容性研究. *舰船电子对抗*, 2006, 29: 39–42]
- 3 Song Z X, Yu B Z. Research on adaptability of datalink for UAV to radar electromagnetic interference. *Syst Eng Electron*, 2004, 26: 1790–1792 [宋祖勋, 俞卞章. 无人机数据链对雷达电磁干扰的适应性研究. *系统工程与电子技术*, 2004, 26: 1790–1792]
- 4 Riihonen T, Korpi D, Rantula O, et al. Inband full-duplex radio transceivers: a paradigm shift in tactical communications and electronic warfare? *IEEE Commun Mag*, 2017, 55: 30–36
- 5 Tang Y X, Xu L, Wu F, et al. Electromagnetic spectrum umbrella. *Sci Sin Inform*, 2019, 49: 911–931 [唐友喜, 许林, 吴飞, 等. 电磁频谱伞罩. *中国科学:信息科学*, 2019, 49: 911–931]
- 6 Guo W B, Song C Q, Zhang Y D, et al. Experimental testbed of self-interference suppression in electromagnetic spectrum umbrella systems. *Syst Eng Electron*, 2021, 43: 2637–2641 [郭文博, 宋长庆, 张译丹, 等. 电磁频谱伞罩自干扰抑制实验验证. *系统工程与电子技术*, 2021, 43: 2637–2641]
- 7 Liu M K. Research on key technologies of LTE and Wi-Fi co-location interference suppression optimization. Dissertation for Master Degree. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2019 [刘梦柯. LTE 与 Wi-Fi 共址干扰抑制优化关键技术研究. 硕士学位论文. 成都: 电子科技大学, 2019]
- 8 Long R, Guo H, Liang Y C. Symbiotic radio with full-duplex backscatter devices. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Communications*, Shanghai, 2019. 1–6
- 9 Zhang S L, Liew S C, Wang H. Blind known interference cancellation. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2013, 31: 1572–1582
- 10 Zhang Z S, Chai X M, Long K P, et al. Full duplex techniques for 5G networks: self-interference cancellation, protocol design, and relay selection. *IEEE Commun Mag*, 2015, 53: 128–137

- 11 Liu X J, Tao X M, Chen X, et al. Information theory analysis of blind detection for PCMA satellite communication systems. In: Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, Las Vegas, 2013. 1–5
- 12 Guo W B, He Y M, Zhao H Z, et al. Self-interference cancellation for cooperative jamming communications with non-ideal alignment and channel equalization. *Sci China Inf Sci*, 2021, 64(11): 212302
- 13 Nie Y, Xu H, Liu Z. Analysis on the co-site interference of vehicular communication system and anti-interference measures. *Ship Electron Eng*, 2019, 39: 87–90 [聂毅, 徐皓, 刘振. 车载通信系统共址干扰分析及抑制措施. *舰船电子工程*, 2019, 39: 87–90]
- 14 Hu D, Mao S. Co-channel and adjacent channel interference mitigation in cognitive radio networks. In: Proceedings of IEEE Military Communications Conference, Baltimore, 2013. 13–18
- 15 Cai T T. The study and simulation of the adjacent channel interference in LTE/LTE-A systems. Dissertation for Master Degree. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2013 [蔡亭亭. LTE/LTE-A 系统中的邻频干扰研究与仿真. 硕士学位论文. 北京: 北京邮电大学, 2013]
- 16 Ke W Y. Method research and system realization of analysis and optimization on GSM co-channel and adjacent channel interference. Dissertation for Master Degree. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2011 [柯文渊. GSM 网络中同邻频干扰分析优化的方法研究与系统实现. 硕士学位论文. 北京: 北京邮电大学, 2011]
- 17 Proakis J G, Salehi M. *Digital Communication*. Beijing: Electronic Industry Press, 2003
- 18 Zhang G C, Xu J, Wu Q Q, et al. Wireless powered cooperative jamming for secure OFDM system. *IEEE Trans Veh Technol*, 2018, 67: 1331–1346
- 19 He Q H, Yang J C, Li Y X, et al. Combining GMM, Jensen's inequality and BIC for speaker indexing. *Electron Lett*, 2010, 46: 654–655
- 20 Ueda K, Sugie H. Point-to-point control command for suppressing residual vibration. In: Proceedings of IEEE International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision, Singapore, 2006. 1–6
- 21 Liu D L, Shen Y, Shao S H, et al. On the analog self-interference cancellation for full-duplex communications with imperfect channel state information. *IEEE Access*, 2017, 5: 9277–9290
- 22 Liu T. Analysis of the self-interference cancellation capacity in communication under jamming links. *J Univ Electron Sci Technol China*, 2016, 45: 33–37 [刘田. 扰中通链路射频自干扰抑制性能分析. *电子科技大学学报*, 2016, 45: 33–37]

Research on the active cancellation technology of spectrum symbiotic interference

Wenbo GUO, Lang LIN, Hongzhi ZHAO* & Youxi TANG*

National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China

* Corresponding author. E-mail: lyn@uestc.edu.cn, tangyx@uestc.edu.cn

Abstract In this article, an active spectrum symbiotic interference (SSI) cancellation architecture is proposed for the spectrum symbiotic wireless communication systems. To minimize the residual reception power, a joint SSI cancellation algorithm based on time-amplitude-phase-three-dimensional search is proposed, which actively utilizes the characteristics of transmitted signals in the spectrum symbiotic wireless communication systems to adjust, reconstruct, and cancel the SSI from the aspects of time, amplitude, and phase. Theoretical and simulation analyses demonstrate that the proposed architecture and algorithm can suppress the SSI to the noise level, exhibiting lower space and time complexity.

Keywords spectrum symbiotic, interference cancellation, joint search, complexity, residual power