

引用格式: 贾一帆, 林钊希, 赵宏志, 等. 面向无人机全双工通信的多级自干扰抑制与均衡一体化算法 [J]. 电子科技大学学报, 2025, 54(6): 945-951.  
JIA Y F, LIN Z X, ZHAO H Z, et al. Integrated multistage self-interference cancellation and channel equalization for full-duplex UAV communication[J].  
Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2025, 54(6): 945-951.



# 面向无人机全双工通信的多级自干扰抑制与均衡一体化算法

贾一帆<sup>1</sup>, 林钊希<sup>2</sup>, 赵宏志<sup>2\*</sup>, 邵士海<sup>2</sup>

(1. 电子科技大学(深圳)高等研究院, 深圳 518110; 2. 电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室, 成都 611731)

**摘要:** 针对无人机平台全双工通信中的自干扰抑制问题, 提出一种迭代式多级自干扰抑制与信道均衡一体化算法, 建立单天线全双工系统的自干扰与期望信号的符号间干扰信道模型, 推导存在自干扰与 QPSK、16QAM 与 64QAM 调制期望信号符号间干扰条件下接收符号 MMSE 估计结果, 并提出多级自干扰抑制与均衡一体化算法及其实现结构。仿真结果表明, 多级自干扰抑制与信道均衡一体化算法需要更少的硬件资源, 减少了重建期望信号时由信道均衡引起的延时, 同时具有更高的自干扰抑制能力以及更快的收敛速度。当干扰噪声比固定为 40 dB, 期望信号信噪比为 25 dB 时, 建议算法相比现有算法可以提升 1 dB 自干扰抑制能力, 同时期望信号解调门限减小 3 dB。

**关键词:** 无人机通信; 全双工; 自干扰抑制; 信道均衡

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.12178/1001-0548.2024144

## Integrated multistage self-interference cancellation and channel equalization for full-duplex UAV communication

JIA Yifan<sup>1</sup>, LIN Zhaoxi<sup>2</sup>, ZHAO Hongzhi<sup>2\*</sup>, and SHAO Shihai<sup>2</sup>

(1. Shenzhen Institute for Advanced Study, University of Electronic Science and Technology of China, Shenzhen 518110, China;

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

**Abstract:** To address the self-interference challenge in full-duplex unmanned aerial vehicle (UAV) communications, an iterative self-interference cancellation and channel equalization integrated algorithm is proposed. A discrete channel model for self-interference and inter-symbol interference (ISI) in a single-antenna full-duplex system is established. The MMSE estimation of received symbols under self-interference and ISI conditions with QPSK, 16QAM, and 64QAM modulated desired signals is derived, and a multistage algorithm along with its implementation structure which integrate self-interference cancellation and equalization is proposed. Simulations reveal that this integrated algorithm demands less hardware, reduces the delay caused by channel equalization in desired signal reconstruction, and achieves higher self-interference cancellation and quicker convergence. At an interference-to-noise ratio (INR) of 40 dB and a signal-to-noise ratio (SNR) of 25 dB for the desired signal, the proposed algorithm improves self-interference suppression by 1 dB and lowers the demodulation threshold by 3 dB compared to existing methods.

**Key words:** UAV communication; full-duplex; self-interference cancellation; channel equalization

无人机全双工通信作为一种新型通信手段, 正在逐步融入并增强现有的通信系统, 可以用作特殊地形的空中中继、可快速部署的临时基站以及在特殊场合提供安全通信服务<sup>[1-3]</sup>。在物理层, 无人机全双工通信面临的主要挑战是接收信号中的自干扰, 它降低了期望信号的信干噪比 (signal-to-

interference-and-noise ratio, SINR), 使系统实际通信容量远低于半双工系统两倍容量的理论上限。

自干扰抑制技术是解决上述挑战的关键手段, 分为被动式自干扰抑制与主动式自干扰抑制<sup>[4]</sup>。被动式自干扰抑制依靠定向天线、交叉极化等方法, 在自干扰传播时增加其在传播过程中的损耗<sup>[5]</sup>。主动式

收稿日期: 2024-06-18

基金项目: 国家自然科学基金 (62071094, 61901396); 通信抗干扰全国重点实验室基金资助 (614210222504)

作者简介: 贾一帆, 博士生, 主要从事数字通信算法方面的研究。

\*通信作者 E-mail: lyn@uestc.edu.cn

自干扰抑制技术通过主动估计自干扰信道，在模拟域和数字域重建自干扰信号并将其在接收信号中减去<sup>[6]</sup>。

在典型的全双工系统中，接收信号经过被动式与模拟域主动式自干扰抑制之后还剩余 20~45 dB 的残余自干扰分量，需要用数字域自干扰抑制将其抵消到底噪附近<sup>[7]</sup>。文献 [8] 利用 IEEE 802.11ac 物理帧中的导频进行自干扰信道的最大似然 (maximum-likelihood, ML) 估计，在数字域抵消 48 dB 残余自干扰。文献 [9] 为全双工 MIMO 通信中的自干扰信道建立了迭代式的估计算法，使其收敛到 ML 估计，并结合相位噪声估计算法减轻相位噪声的影响。相比以上算法，期望信号辅助的迭代式自干扰抑制算法因其在高信噪比时仍能保持较高的自干扰抑制能力，受到广泛关注。文献 [10-11] 重建期望信号，获得其统计信息，可通过迭代进一步增强自干扰抑制能力。文献 [11] 推导了存在相位噪声时的自干扰抑制能力与误码率的上下界，在多次迭代后系统误码率接近理论曲线。

在上述的期望信号辅助的迭代式自干扰抑制算法中，每一级迭代在获得期望信道估计值后，还要求解其逆系统或 IFFT 变换后在频域进行信道均衡，造成系统消耗的硬件资源以及解调延时随着迭代次数线性增加。此外，上述研究在每一级迭代中使用最小二乘法估计期望信道，并非自干扰信道与期望信道的最优估计，期望信号解调性能仍有待提升。

针对以上迭代式自干扰抑制算法待解决的问题，本文提出了一种期望信号辅助的多级自干扰抑制与均衡一体化算法。

## 1 系统模型

目前的点对点全双工通信系统有分离式收发天线与一体化收发天线两种结构，由于无人机的任务载荷需要考虑到小型化与低功耗的设计需求，因此本文采用基于隔离器的一体化收发天线结构。考虑两个全双工通信节点，节点 1 和节点 2 的通信系统架构完全相同。两个节点在同一频点、同一时间发送信号并接收另一节点的信号，因此，下文仅以节点 1 为例展开介绍。

通信节点的结构如图 1 所示，分为发射、接收和反馈部分。发射和接收部分使用同一频点进行收发，接收部分利用反馈信号完成自干扰抑制，抑制接收信号中的自干扰分量。为了降低载波频偏对自干扰抑制性能的影响，发射信号的上变频、接收和反馈信号的下变频都使用来自同一个时钟产生的中

频信号混频。同时，为了抵消发射信号中的相位噪声与非线性分量，反馈信号从功率放大器的输出耦合至自接收部分。

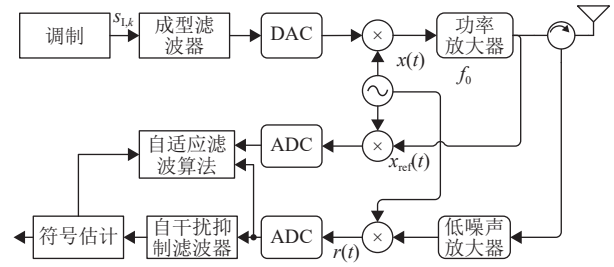


图 1 无人机全双工通信节点系统架构

第  $k$  个发送符号表示为  $s_{I,k}$ ，是从符号表  $A$  中选取的，下标  $I$  表示该符号为本节点发射的自干扰符号。来自另一个节点的第  $q$  个发送符号表示为  $s_{D,q}$ ，下标  $D$  表示该符号为期望信号。QPSK 调制的符号集合为  $\left\{\pm \frac{1}{\sqrt{2}}\right\}$ ，16QAM 调制的符号集合为  $\left\{\pm \frac{1}{\sqrt{10}}, \pm \frac{3}{\sqrt{10}}\right\}$ ，64QAM 调制的符号集合为  $\left\{\pm \frac{1}{\sqrt{42}}, \pm \frac{3}{\sqrt{42}}, \pm \frac{5}{\sqrt{42}}, \pm \frac{7}{\sqrt{42}}\right\}$ 。因此，基带接收信号可以表示为：

$$r(t) = x(t) * c_1(t) + y(t) * c_D(t) + z(t) = \sum_{k=0}^{\infty} s_{I,k} h_1(t-kT) + \sum_{q=0}^{\infty} s_{D,q} h_D(t-qT) + z(t) \quad (1)$$

式中， $x(t)$  是功放输出的发射信号， $x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} s_{I,k} \times g(t-kT) * c_0(t) = \sum_{k=0}^{\infty} s_{I,k} h_0(t-kT)$ ； $g(t)$  为信号脉冲波形； $c_0(t)$  代表从 ADC 到 PA 的信道冲激响应； $y(t) = \sum_{q=0}^{\infty} s_{D,q} g(t-qT)$  是另一节点期望信号波形； $z(t)$  表示零均值高斯白噪声，方差为  $N_0$ ； $c_1(t)$ 、 $c_D(t)$  分别代表无线环境的自干扰信道与期望信号信道，它们与信号脉冲波形的卷积为：

$$\begin{aligned} h_1(t-kT) &= h_0(t-kT) * c_1(t) \\ h_D(t-qT) &= g(t-qT) * c_D(t) \end{aligned} \quad (2)$$

基带反馈信号的波形为：

$$x_{\text{ref}}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} s_{I,k} h_0(t-kT) + z_{\text{ref}}(t) \quad (3)$$

式中， $z_{\text{ref}}(t)$  是与  $z(t)$  独立的零均值高斯白噪声，方差为  $N_1$ 。

推导全双工通信系统的矢量模型。利用 K-L 变换将接收信号转换为级数<sup>[12]</sup>：

$$r(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{p=1}^N r_p \phi_p(t) \quad (4)$$

式中,  $\{\phi_p(t)\}$ 是接收信号 $r(t)$ 的特征函数, 两两之间相互正交。 $r_p$ 是接收波形 $r(t)$ 在 $\phi_p(t)$ 上的投影:

$$r_p = \langle r(t), \phi_p(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \phi_p^*(t) dt \quad p = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

将自干扰信号与期望信号的接收脉冲, 以及噪声 $z(t)$ 在 $\phi_p(t)$ 上的投影表示为:

$$\begin{cases} \langle h_I(t-kT), \phi_p(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} h_I(t-kT) \phi_p^*(t) dt = h_{I,pk} \\ \langle h_D(t-qT), \phi_p(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} h_D(t-qT) \phi_p^*(t) dt = h_{D,pq} \\ \langle z(t), \phi_p(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} z(t) \phi_p^*(t) dt = z_p \end{cases} \quad (6)$$

利用特征函数的正交性, 可得 $z_p$ 的自相关函数 $\mathbb{E}[z_p z_m^*] = \mathbb{E}[\langle z(t), \phi_p \rangle \cdot \langle z(t), \phi_m \rangle^*] = N_0 \delta_{pm}$ , 即 $z_p$ 是零均值、方差为 $N_0$ 的高斯随机变量。

令接收矢量 $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_N]^T$ ,  $\mathbf{h}_k = [h_{k1}, h_{k2}, \dots, h_{kN}]^T$ ,  $\mathbf{h}_q = [h_{q1}, h_{q2}, \dots, h_{qN}]^T$ ,  $\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots, z_N]^T$ , 接收符号、自干扰符号和期望信号符号的关系为:

$$\mathbf{r} = \sum_k s_{I,k} \mathbf{h}_k + \sum_q s_{D,q} \mathbf{h}_q + \mathbf{z} \quad (7)$$

反馈信号的离散时间模型可以表示为:

$$\mathbf{x}_{\text{ref}} = \sum_{k=0}^{\infty} s_{I,k} \mathbf{h}_{0,k} + \mathbf{z}_{\text{ref}} \quad (8)$$

式中,  $\mathbf{h}_{0,k} = [h_{0,1}, h_{0,2}, \dots, h_{0,N}]^T$ ,  $\mathbf{z}_{\text{ref}} = [z_{\text{ref},1}, z_{\text{ref},2}, \dots, z_{\text{ref},N}]^T$ 分别是 $h_0(t-kT)$ 和 $z_{\text{ref}}(t)$ 在 $\{\phi_p(t)\}_{p=1}^N$ 上的投影。与接收信号的噪声向量类似,  $z_{\text{ref},p}$ 也是零均值, 方差为 $N_1$ 的高斯随机变量。

综上, 节点1接收机的接收向量为 $\mathbf{r}$ , 从发射机耦合的发射向量为 $\mathbf{x}_{\text{ref}}$ , 它们分别包含方差为 $N_0$ 和 $N_1$ 的高斯白噪声。自干扰抑制模块输入接收向量与耦合的发射向量, 输出节点2发射符号的估计值。

## 2 多级自干扰抑制与均衡一体化算法

### 2.1 接收符号的最小均方误差估计

本节介绍期望信号在QPSK、16QAM、64QAM调制下符号的最小均方误差估计(minimum mean square error, MMSE)。假设自干扰符号接收脉冲弥散长度为 $M$ , 期望信号符号接收脉冲弥散长度为 $L$ 。则与 $s_{D,0}$ 相关的发送符号集合为 $S_I = \{s_{I,0}, s_{I,1}, \dots, s_{I,M-1}\}$ ,  $S_D = \{s_{D,1}, s_{D,2}, \dots, s_{D,L-1}\}$ 。根据MMSE准则, QPSK符号在 $t=0$ 时刻的估计为:

$$\hat{s}_{D,0} = \mathbb{E}[s_{D,0} | \mathbf{r}] = \sum_{s \in A} s P(s_{D,0} = s | \mathbf{r}) = \sum_{S_D, S_I} P(S_D, S_I) \sum_{s \in A} s P(s_{D,0} = s | \mathbf{r}, S_D, S_I) \quad (9)$$

将表达式后一部分求和的内容记为 $\tilde{s}_{D,0}$ , 由于

节点1和节点2发射的每个符号相互间是独立的, 所以 $\hat{s}_{D,0} = \tilde{s}_{D,0}$ , 并且可以求出其表达式为:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{D,0} &= \sum_{s \in A} s P(s_{D,0} = s | \mathbf{r}, S_D, S_I) = \\ &= \sum_{s \in A} s \frac{P(\mathbf{r} | s_{D,0} = s, S_D, S_I)}{\sum_{m \in A} P(\mathbf{r} | s_{D,0} = m, S_D, S_I)} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{1}{\sqrt{2}N_0} \Re\{\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}\}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \times \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{1}{\sqrt{2}N_0} \Im\{\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}\}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{1}{\sqrt{2}N_0} \mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

式中,  $\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{r} - \sum_{k=0}^{M-1} s_{I,k} \mathbf{h}_{1,k} - \sum_{q=1}^{L-1} s_{D,q} \mathbf{h}_{D,q}$ ;  $\tanh$ 是双曲正切函数 $\tanh(z) = (e^z - e^{-z}) / (e^z + e^{-z})$ 。

同理可得, 16QAM符号的MMSE估计为:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{D,0} &= \left( -3 + 3e^3 \sqrt{\frac{2}{3}} \mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}} + e^{\frac{2(1+\sqrt{10}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}})}{5N_0}} - e^{\frac{2+\sqrt{10}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}}{5N_0}} \right) \Bigg/ \\ &= \sqrt{10} \left( 1 + e^3 \sqrt{\frac{2}{3}} \mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}} + e^{\frac{2(1+\sqrt{10}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}})}{5N_0}} + e^{\frac{2+\sqrt{10}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}}{5N_0}} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

64QAM符号的MMSE估计为:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{D,0} &= \left( 7e^{\frac{\sqrt{14}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}}{N_0}} + 5e^{\frac{2(\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+1)}{7N_0}} + 3e^{\frac{5(\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+2)}{21N_0}} + \right. \\ &= \left. e^{\frac{4(\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+3)}{21N_0}} - e^{\frac{\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+4}{7N_0}} - 3e^{\frac{2(\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+5)}{21N_0}} - 5e^{\frac{\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+6}{21N_0}} - 7 \right) \Bigg/ \\ &= \sqrt{42} \left( e^{\frac{\sqrt{14}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}}{N_0}} + e^{\frac{2(\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+1)}{7N_0}} + e^{\frac{5(\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+2)}{21N_0}} + e^{\frac{4(\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+3)}{21N_0}} + \right. \\ &= \left. e^{\frac{\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+4}{7N_0}} + e^{\frac{2(\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+5)}{21N_0}} + e^{\frac{\sqrt{42}\mathbf{h}_{D,0}^H \tilde{\mathbf{r}}+6}{21N_0}} + 1 \right) \end{aligned} \quad (12)$$

由于非线性函数计算复杂度较高, 一般采用查找表(look-up table, LUT)的方式实现, 即将非线性函数的多个数值对储存在内存中。

假设在基带速率上进行自干扰抑制, 需要以符号速率 $1/T$ 对 $\tanh$ 函数的输入进行采样。同时, 考虑到系统在0时刻之后才开始发送符号, 将估计符号延迟 $\max(M, L)$ 个符号周期。由于自干扰符号的接收脉冲弥散长度一般较小, 这里不失一般性地假设 $M < L$ 。由K-L展开基函数的正交性可得, 当 $N \rightarrow \infty$ 时,  $\tilde{s}_{D,n}, n \geq L$ 的非线性函数输入为式(13):

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N_0} \mathbf{h}_{D,n}^H \tilde{\mathbf{r}} = \frac{1}{N_0} \langle h_D(t-nT), r(t) - \sum_{k=n-(M-1)}^n s_{I,k} h_I(t-kT) - \rangle$$

$$\sum_{q=n-(L-1)}^{n-1} s_{D,q} h_D(t-qT) = \frac{1}{N_0} \left( \int_{-\infty}^{\infty} h_D^*(t-nT) r(t) dt - \sum_{k=n-(M-1)}^n s_{I,k} \int_{-\infty}^{\infty} h_D^*(t-nT) h_I(t-kT) dt - \sum_{q=n-(L-1)}^{n-1} s_{D,q} \int_{-\infty}^{\infty} h_D^*(t-nT) h_D(t-qT) dt \right) \quad (13)$$

将  $\sum_{k=0}^{\infty} s_{I,k} h_I(t-kT) = x(t) * c_1(t)$  代入式(13), 并且令:

$$\begin{cases} r[n] = \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} h_D^*(t-nT) r(t) dt \\ u_1[n] = \int_{-\infty}^{\infty} h_D^*(t-nT) x(t) dx \\ u_D[n] = s_{D,n} \\ w_{I,0}^* = \frac{T}{N_0} c_1(nT) \\ w_{D,n}^* = \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} h_D^*(t-nT) h_D(t) dt \end{cases} \quad (14)$$

可以将接收符号的 MMSE 估计表示为线性滤波器与非线性函数结合的形式:

$$\begin{cases} \bar{s}_{D,n} = r[n] - \sum_{k=0}^{M-1} w_{I,k}^* u_1[n-k] - \sum_{q=1}^{L-1} w_{D,q}^* u_D[n-q] \\ \bar{s}_{D,n} = \tanh(\bar{s}_{D,n}) \end{cases} \quad (15)$$

上述估计的实现结构如图 2 所示, 其中  $x(t)$  与  $r(t)$  经过与期望信号信道匹配的滤波器, 作为干扰抑制与均衡滤波器的输入, 非线性函数  $\tanh$  的输出为当前期望符号的 MMSE 估计。

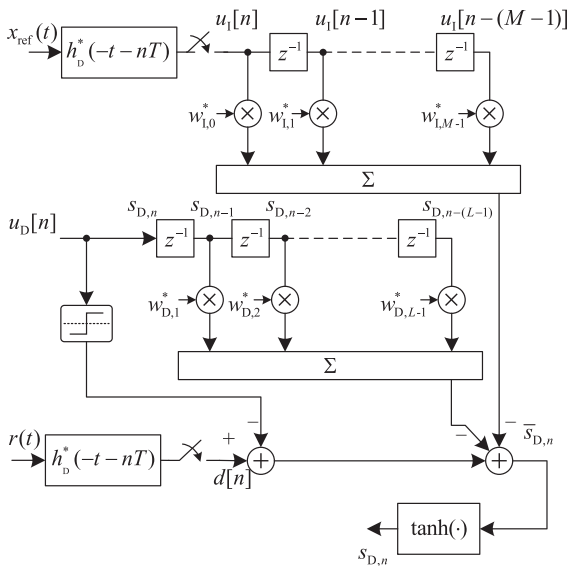


图 2 自干扰抑制与均衡一体化算法结构

## 2.2 自适应多级自干扰抑制与均衡一体化算法

在前一节的推导中所展示接收符号 MMSE 估计是不可实现的, 原因有 3 点: 1) 期望信号的

接收脉冲  $h_D(t)$  是未知且时变的, 无法作为输入信号的自相关滤波器; 2) 自干扰无线信道  $c_1(t)$  是未知且时变的; 3) 估计器需要  $s_{D,n-1}, s_{D,n-2}, \dots, s_{D,n-(L-1)}$  的先验知识。为了得到可实现的自干扰抑制与均衡算法, 需要对图 2 的结构做一些调整。

首先, 用期望信号的接收端成型滤波器  $g(t)$  代替接收脉冲, 作为输入信号的自相关滤波器  $g^*(-t)$ , 并且用自干扰的反馈信号  $x_{\text{ref}}(t)$  代替  $x(t)$ 。

由于估计式中需要之前期望符号的知识, 因此使用多级迭代的方式估计符号。第  $i$  级迭代的接收符号估计结果表示为  $\bar{s}_{D,n}^{(i)}$ ,  $i = 0, 1, \dots, N$ , 对应的输入用上一级迭代结果  $\bar{s}_{D,n-1}^{(i-1)}, \bar{s}_{D,n-2}^{(i-1)}, \dots, \bar{s}_{D,n-(L-1)}^{(i-1)}$  替代, 其中当  $i = 0$  时,  $\bar{s}_{D,q}^{(0)} = 0$ 。最后, 用自适应算法在线调整抽头系数, 对于第  $i$  级的接收符号估计, 使得均方误差  $\mathbb{E}[|e^{(i)}[n]|^2] = \mathbb{E}[\text{sign}(\bar{s}_{D,n}^{(i-1)}) - \bar{s}_{D,n}^{(i)}]$  达到最小。这些调整隐含了以下两条假设: 1) 自干扰与期望信号的无线信道是慢衰落信道, 相干时间  $T_c \gg T$ ; 2) 之前的估计结果是正确的。当误码率较高时, 算法与判决反馈均衡 (decision-feedback equalization, DFE) 类似地存在误差传播效应, 使得算法的性能受到损害, 这一现象会在第 3 节描述。对于误码率较高的信道, 可以先使用训练序列将系数预先调整到某一个局部稳定点。

为了以更简洁的形式描述算法, 将式 (15) 写为更紧凑的形式。令:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_1[n] = [u_1[n] \ u_1[n-1] \ \dots \ u_1[n-(M-1)]]^T \\ \mathbf{u}_D[n] = [\bar{s}_{D,n}^{(i)} \ \bar{s}_{D,n-1}^{(i)} \ \dots \ \bar{s}_{D,n-(L-1)}^{(i)}]^T \\ \mathbf{w}_I^{(i)}[n] = [w_{I,0}^{(i)}[n] \ w_{I,1}^{(i)}[n] \ \dots \ w_{I,M-1}^{(i)}[n]]^T \\ \mathbf{w}_D^{(i)}[n] = [w_{D,1}^{(i)}[n] \ w_{D,2}^{(i)}[n] \ \dots \ w_{D,L-1}^{(i)}[n]]^T \\ \mathbf{u}^{(i)}[n] = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1[n] \\ \mathbf{u}_D[n] \end{bmatrix} \\ \mathbf{w}^{(i)}[n] = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_I^{(i)}[n] \\ \mathbf{w}_D^{(i)}[n] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (16)$$

则第  $i$  级系数的最优解满足:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbb{E}[|e^{(i)}[n]|^2]}{\partial w_k^{(i)}} &= -2\mathbb{E} \left[ \left( \text{sign}(\bar{s}_{D,n}^{(i-1)}) - \bar{s}_{D,n}^{(i)} \right) \frac{\partial \bar{s}_{D,n}^{(i)}}{\partial w_k^{(i)}} \right] = \\ &= -2\mathbb{E} \left[ \left( \text{sign}(\bar{s}_{D,n}^{(i-1)}) - \left( r[n] - \sum_{j=0}^{M+L-1} u_j^{(i)}[n] w_j^{*(i)} \right) \right) \times \right. \\ &\left. u_k^{(i)}[n] \right] = 0 \Rightarrow \mathbb{E} \left[ \left( \sum_{j=0}^{M+L-1} u_j^{(i)}[n] w_j^{*(i)} \right) u_k^{(i)}[n] \right] = \\ &\mathbb{E} \left[ \left( r[n] - \text{sign}(\bar{s}_{D,n}^{(i-1)}) \right) u_k^{(i)}[n] \right] \end{aligned} \quad (17)$$

式中,  $k = 0, 1, \dots, M+L-1$ 。

利用 LMS 或者 RLS 自适应算法的系数更新方程为:

$$\begin{cases} e^{(i)}[n] = r[n] - \text{sign}(\hat{s}_{D,n}^{(i-1)}) - \mathbf{w}^{(i)H}[n-1]\mathbf{u}^{(i)}[n] \\ \mathbf{w}^{(i)}[n] = \mathbf{w}^{(i)}[n-1] + f(\mathbf{u}^{(i)}[n], e^{(i)}) \\ \hat{s}_{D,n}^{(i)} = \tanh(\hat{s}_{D,n}^{(i)}) \end{cases} \quad (18)$$

式中,  $f(\cdot)$  是不同的自适应算法更新系数的梯度, 如果采用 RLS 算法更新系数, 则还需要同时更新相关矩阵的逆矩阵。

根据瑞利定理, 上述的多级自干扰抑制算法中, 输入的自干扰功率为:

$$P_{SI} = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)C_1(f)G(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |(U_1(f) - N_1G(f))C_1(f)|^2 df \quad (19)$$

式中,  $X(f)$ 、 $C_1(f)$ 、 $G(f)$  分别为 PA 输出的自干扰信号  $x(t)$ 、自干扰无线信道  $c_1(t)$  以及成型滤波冲激响应  $g(t)$  的功率谱密度函数, 并且  $U_1(f) = X_{\text{ref}}(f)G(f)$  为自干扰反馈信号经过接收端成型滤波器的输出功率谱密度。

将接收信号中的自干扰信号记为  $X_r(f) = U_1(f) - N_1G(f)$ , 定义每一级  $w_1^{(i)}$  的功率谱密度为  $W_1^{(i)}(f)$ , 则每一级滤波器输出的残余自干扰功率为:

$$P_{SI, \text{res}}^{(i)} = \int_{-\infty}^{\infty} |X_r(f)C_1(f) - X_r(f)W_1^{(i)}(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |X_r(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |C_1(f) - W_1^{(i)}(f)|^2 df \quad (20)$$

本文将用自干扰抑制比衡量自干扰抑制算法的性能。干扰抑制比定义为自干扰与加性噪声功率之和在自干扰抑制前后的比值。第  $i$  级迭代的干扰抑制比为:

$$G^{(i)} \triangleq \frac{P_{SI} + N_0}{P_{SI, \text{res}}^{(i)} + N_0} \quad (21)$$

衡量系统整体性能的指标为误码率, 误码率定义为:

$$\text{BER} = \frac{\text{期望符号解调错误数量}}{\text{期望符号发射数量}} \quad (22)$$

与自干扰抑制比类似, 每一级自干扰抑制对应的误码率为  $\text{BER}^{(i)}$ 。

### 3 算法仿真

本节将对无人机全双工通信平台中的多级自干扰抑制与均衡一体化算法进行 MATLAB 仿真实证。系统参数设置如表 1 所示, 其中 ISI 表示符号间干扰 (intersymbol interference)。

表 1 全双工系统参数

仿真参数	参数值
星座图	QPSK, 16QAM, 64QAM
归一化符号功率	1
信号带宽/MHz	12
工作频率/GHz	2.4
发射功率/dBm	20
归一化无ISI信道	$h_{\text{nonISI}}[n] = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$
归一化ISI信道	$h_{\text{ISI}}[n] = [1 \ -0.7 \ -0.3 \ 0.1] / 1.261$
自干扰噪声功率比 (INR) /dB	40
RLS遗忘因子	0.995
RLS正则化参数	$10^{-4}$
RLS滤波器阶数	16

仿真中将本文的多级自干扰抑制与均衡一体化算法与文献 [9,13-14] 中的自干扰抑制算法比较, 本文提出的算法在仿真中简称建议算法; 文献 [9] 中的算法简称 iter-MLSIC, 文献 [13] 中的算法简称 Hard-RLS 算法, 文献 [14] 中的算法简称子空间 SIC 算法, 其中 iter-MLSIC 与子空间 SIC 均需使用导频估计自干扰信道, iter-MLSIC 算法使用块状导频, 子空间 SIC 算法使用 16% 的梳状导频。文献 [9] 提出的算法仅使用 QPSK 调制, 文献 [14] 中则使用 QPSK 和 16QAM 调制。

图 3 与图 4 分别为无 ISI 信道与 ISI 信道下建议算法与 Hard-RLS、iter-MLSIC 和子空间 SIC 算法的自干扰抑制能力与期望信号信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 的关系。期望信号的信噪比提高意味着自干扰信号的干信比 (interference-to-signal ratio) 的降低, 自干扰信道的估计值方差增大, 从而导致自干扰抑制能力的下降。利用期望信号辅助的自干扰抑制能一定程度缓解这个现象, 建议算法和 Hard-RLS、iter-MLSIC 算法, 随着迭代级数的增加, 自干扰抑制能力都会提升。子空间 SIC 仅对自干扰信道与期望信道进行一次估计, 因此自干扰抑制能力低于第 3 级迭代的建议算法与 iter-MLSIC。而子空间 SIC 与 iter-MLSIC 需要进行矩阵求逆运算, 复杂度为  $O((M+L-1)^3)$ , 高于建议算法的  $O((M+L-1)^2)$ 。

由于使用 MMSE 符号估计, 所以建议算法每一级的自干扰抑制能力都高于相同条件下的 Hard-RLS 迭代算法。且受到 ISI 的影响较小, 这一点体现在第 3 级迭代时,  $h_{\text{nonISI}}[n]$  和  $h_{\text{ISI}}[n]$  下, 建议算法的自干扰抑制能力曲线相同, 而 Hard-RLS 迭代算法在 SNR=25 dB,  $h_{\text{ISI}}[n]$  下自干扰抑制能力比  $h_{\text{nonISI}}[n]$  下要低约 1 dB。

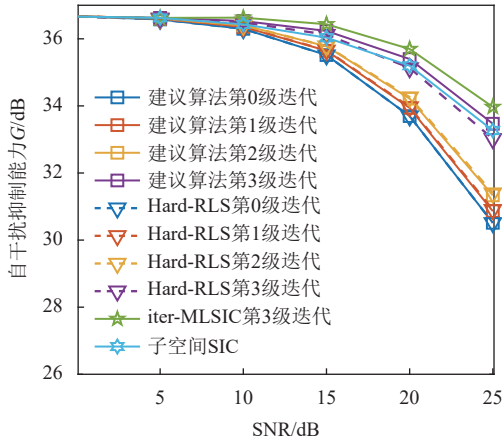


图 3 无 ISI 信道下自干扰抑制能力对比

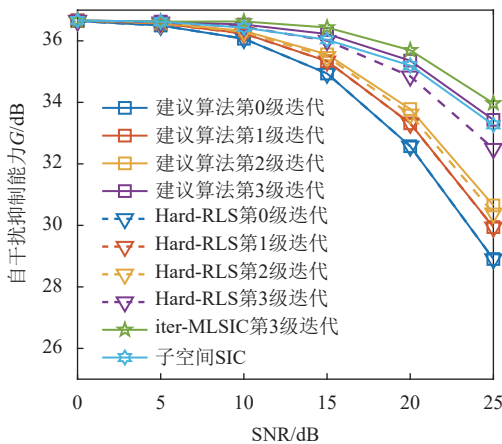


图 4 ISI 信道下自干扰抑制能力对比

图 5 为 QPSK 调制时, 建议算法与 Hard-RLS、iter-MLSIC 和子空间 SIC 算法的误码率与发射信号  $E_b/N_0$  的关系。建议算法每一级的误码率性能都要比 Hard-RLS 迭代算法高约 1 dB。在第 3 级迭代时, 建议算法达到  $10^{-2}$  误码率所需的  $E_b/N_0$  比 Hard-RLS 迭代算法低 3 dB。子空间 SIC 算法的误码率性能略低于建议算法与 iter-MLSIC 算法的第 3 级迭代, 然而 iter-MLSIC 的计算复杂度较高。

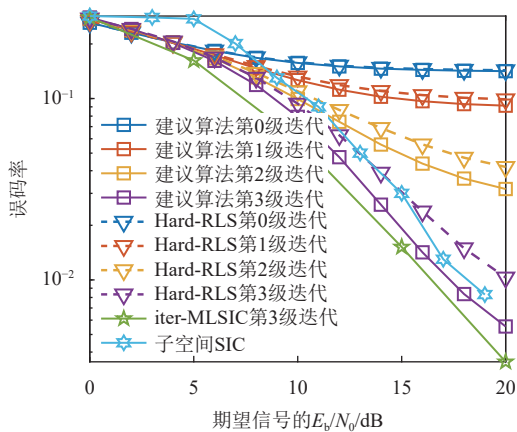


图 5 QPSK 调制 ISI 信道误码率对比

图 5 还体现了误差传播的现象, 在  $E_b/N_0 < 4$  dB 时, 每增加一级迭代, 误码率反而会变差。这是因为误码率越高, 重建的期望信号与原信号误差越大, 增加迭代的级数会使这个误差不断放大, 从而导致误码率越来越高。因此, 在高误码率时 ( $BER > 0.2$ ), 可以先使用信号中的导频得到自干扰信道与期望信道估计值的一个局部稳定点。

图 6 和图 7 分别为 16QAM 调制和 64QAM 调制时, ISI 信道下各算法的误码率。此时由于硬判决的误码率过高, Hard-RLS 迭代算法无法使期望信号的误码率进一步下降, 而建议算法可以通过增加迭代次数, 使 16QAM 调制的误码率降低至  $10^{-2}$ , 且低于子空间 SIC 算法的误码率。

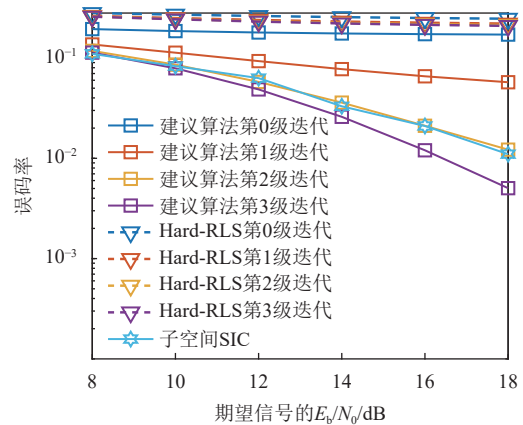


图 6 16QAM 调制 ISI 信道误码率对比

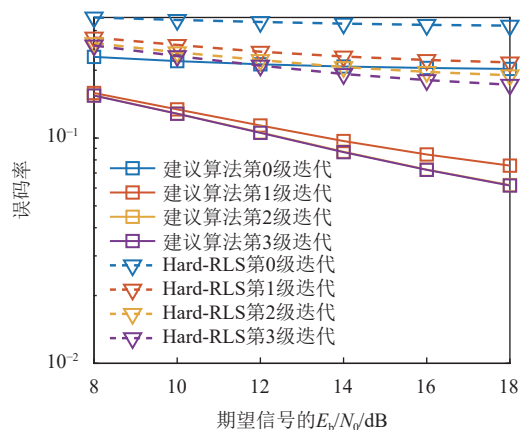


图 7 64QAM 调制 ISI 信道误码率对比

图 8 为建议算法与 Hard-RLS 迭代算法各级迭代在  $SNR=25$  dB,  $h_{ISI}[n]$  下的均方误差与采样点数的关系。两个算法迭代级数越高, 其初始均方误差也越小, 这是因为对于每一个期望符号的估计  $\hat{s}_n$ , 重建后的期望信号总是有更低的误码率, 和期望信号间更小的误差。同时可以发现, 对于第 2、3 级

迭代, 建议算法的初始均方误差要高于 Hard-RLS 迭代算法, 这是因为即使是硬解调正确的符号, 其 MMSE 估计也会与原信号有一定偏差。随着系数收敛, 建议算法的均方误差要小于 Hard-RLS 迭代算法, 并且建议算法收敛速度更快。

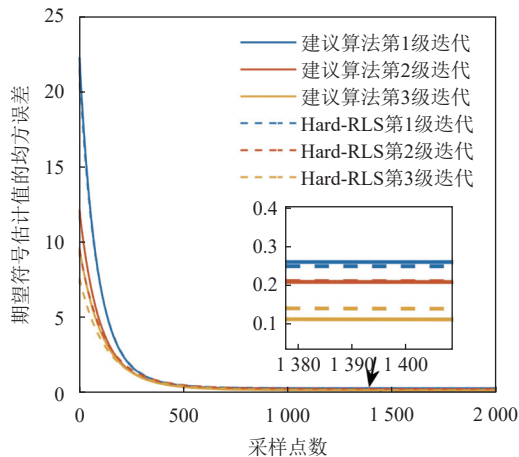


图8 ISI信道下各级迭代的均方误差

## 4 结束语

本文提出了一种基于 MMSE 符号估计的多级自干扰抑制与信道均衡一体化算法, 利用期望符号的估计值重建期望信号并通过多级迭代进一步提高自干扰抑制能力。首先推导 ISI 信道模型以及 QPSK、16QAM 与 64QAM 调制的期望符号 MMSE 估计结果, 导出其可实现的算法形式, 即多级自干扰抑制与均衡一体化算法, 并推导其系数的自适应更新算法。此外, 本文分析了建议算法在低误码率时的误差传播效应, 并提出了解决方法。当信噪比较低, 第 1 级符号估计误码率较高时, 期望信号的均方误差过高导致迭代使自干扰抑制性能降低, 此时需要先用导频使算法预先收敛到局部稳定点。仿真结果表明, 在高 SNR 的环境下, 建议算法在多级迭代之后, 自干扰抑制能力较非迭代式自干扰抑制算法高 5 dB, 较现有迭代式自干扰抑制算法高 1 dB, 并使期望信号解调门限下降 3 dB。相较于现有的迭代式自适应自干扰抑制算法, 建议算法具有更快的收敛速度以及更低的均方误差。

## 参考文献

[1] LIU C X, LEE J, QUEK T Q S. Safeguarding UAV

- communications against full-duplex active eavesdropper[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(6): 2919-2931.
- [2] ZHANG L, FAN Q, ANSARI N. 3-D drone-base-station placement with in-band full-duplex communications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(9): 1902-1905.
- [3] WANG H C, WANG J L, DING G R, et al. Spectrum sharing planning for full-duplex UAV relaying systems with underlaid D2D communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36(9): 1986-1999.
- [4] ZHANG Z S, LONG K P, VASILAKOS A V, et al. Full-duplex wireless communications: Challenges, solutions, and future research directions[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2016, 104(7): 1369-1409.
- [5] CHOI J I, JAIN M, SRINIVASAN K, et al. Achieving single channel, full duplex wireless communication[EB/OL]. [2024-03-12]. <https://doi.org/10.1145/1859995.1859997>.
- [6] ERDEM M, GURBUZ O, OZKAN H. Integrated linear and nonlinear digital cancellation for full duplex communication[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(1): 20-27.
- [7] JAIN M, CHOI J I, KIM T, et al. Practical, real-time, full duplex wireless[C]//Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. New York: ACM, 2011: 301.
- [8] BHARADIA D, MCMILIN E, KATTI S. Full duplex radios[J]. *Proceedings of the ACM SIGCOMM 2013 Conference on SIGCOMM*, 2013, 43(4): 375-386.
- [9] MASMOUDI A, LE-NGOC T. A maximum-likelihood channel estimator for self-interference cancellation in full-duplex systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(7): 5122-5132.
- [10] LI S H, MURCH R D. An investigation into baseband techniques for single-channel full-duplex wireless communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(9): 4794-4806.
- [11] HE M, HUANG C. Universal performance bounds for joint self-interference cancellation and data detection in full-duplex communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(6): 3792-3803.
- [12] PROAKIS J G, SALCHI M. *Digital communications*[M]. New York: McGraw-Hill, 2018.
- [13] JIA Y F, SONG C Q, ZHAO H Z, et al. Low complexity self-interference cancellation based on two-stage RLS filtering for full-duplex radios[C]//Proceedings of the GLOBECOM 2023 - 2023 IEEE Global Communications Conference. New York: IEEE, 2023: 2900-2905.
- [14] MASMOUDI A, LE-NGOC T. Channel estimation and self-interference cancellation in full-duplex communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(1): 321-334.