

基于干扰信号带外分量卷积反演的邻道干扰抑制

霍晓磊^{①②} 赵宏志^{*①} 刘颖^① 李晓辉^② 王欣^② 唐友喜^①

^①(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

^②(陆军工程大学石家庄校区电子与光学工程系 石家庄 050003)

摘要: 邻道干扰(ACI)抑制中需要获取干扰信号非线性特征进行信号重建与抵消,因此接收机需使用高速率宽带模数转换器(ADC)采集干扰信号,这将大幅增加接收机成本。针对上述问题,该文提出一种采用干扰信号带外分量卷积反演的邻道干扰抑制方法,利用接收的干扰信号带外非线性分量,计算并消除相邻帧之间的影响,由窄带部分卷积信号帧构造出线性卷积信号帧,然后用正则化最小二乘方法恢复原始非线性宽带干扰信号,从而降低ADC采样率。仿真验证结果表明当采样率仅为传统方案1/3,所提方法带来的残余干扰不高于底噪6 dB。

关键词: 无线通信; 邻道干扰; 干扰抑制; 卷积反演; 信号恢复

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)10-2437-08

DOI: 10.11999/JEIT190704

Adjacent Channel Interference Suppression Based on Deconvolution of Interference Signal's Out-of-band Component

HUO Xiaolei^{①②} ZHAO Hongzhi^① LIU Ying^① LI Xiaohui^②

WANG Xin^② TANG Youxi^①

^①(National key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

^②(Department of Electronic and Optical Engineering, Shijiazhuang Campus of Army Engineering University, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: In Adjacent Channel Interference (ACI) suppression, in order to obtain the nonlinear characteristics of interference signal for reconstruction and cancellation, the receiver needs to use high-sampling-rate wideband Analog-to-Digital Converter (ADC) to sample interference signal, which will greatly increase the cost of the receiver. To solve the problem, a ACI suppression method based on deconvolution of interference signal's out-of-band component is proposed in this paper. By using the known out-of-band nonlinear component, the influence between adjacent frames is calculated and eliminated, and then the narrow band linear convolution frame is constructed from the partial convolution frame. Finally, the original wide band signal is recovered by regularized least square method, thus reducing the ADC sampling rate. The simulation results show that when the sampling rate is only 1/3 of the traditional scheme, the residual interference brought by the proposed method is not higher than the noise floor of 6 dB.

Key words: Wireless communication; Adjacent Channel Interference (ACI); Interference suppression; Deconvolution; Signal recovery

收稿日期: 2019-09-10; 改回日期: 2020-02-28; 网络出版: 2020-04-07

*通信作者: 赵宏志 lyn@uestc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61771107, 61701075, 61601064, 61531009), 国家重点研发计划(2018YFB1801903), 四川科技计划(2019JDRC0006)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61771107, 61701075, 61601064, 61531009), The National Key R&D Program of China (2018YFB1801903), Sichuan Science and Technology Program (2019JDRC0006)

1 引言

在无线通信设备密集的有限空间内,如车载通信平台^[1]或智能家居环境^[2]中,发射机和接收机距离较近,大功率发射信号的带外非线性分量,会对相邻信道的接收信号造成干扰,致使通信质量下降,严重时甚至会堵塞工作在邻道频段的接收机,导致通信中断。

以无线局域网为例,依照802.11n标准所规定的设备发射频谱模板的要求^[3],在发射功率为+20 dBm,接收机底噪电平为-90 dBm条件下,发射信号非线性分量最大可达0 dBm。根据自由空间传播损耗公式可以计算出当收、发信机间隔5 m时,接收机中引入的邻道干扰干噪比(Interference-to-Noise Ratio, INR)约有40 dB,间隔0.5 m时引入的邻道干扰INR可达60 dB,并且当发射功率提升或系统工作频率降低时邻道干扰INR还会进一步增大。高强度的邻道干扰会严重降低期望信号的接收质量。

为缓解无线通信设备间的邻道干扰问题,文献^[4]通过模拟非线性滤波器来减少相邻信道的干扰。文献^[5]通过解析功率谱来推导频率间隔与邻道干扰之间的关系,为频谱规划提供理论依据。文献^[6]对机载电台邻道干扰减敏特性进行了建模与评估,并可获得信噪比下降等具体量化指标。文献^[7]通过时频联合规划和功率优化来减小邻道干扰对无人机通信系统的影响。但上述文献多集中于分析邻道干扰对通信系统性能的影响,或通过资源调配以规避邻道干扰对通信系统的影响,缺少接收机侧主动抑制邻道干扰的手段。

文献^[8]开展了利用抵消技术主动抑制邻道干扰的相关研究,其原理是通过在接收机构建辅助支路,重建干扰信号,最终从接收信号中减去该重建信号以达到抑制干扰的目的。为准确表征干扰信号非线性特征,辅助支路带宽应包括干扰信号全部非线性失真,通常为信道带宽的3~5倍,对应所需模数转换器(Analog-to-Digital Converter, ADC)采样率至少为信道带宽的6~10倍^[9],会大幅增加接收机成本^[10,11]。为减轻对宽带ADC的依赖,文献^[12]利用时域逆滤波方法对带限信号频谱外推以恢复原始信号;文献^[13]利用维纳逆滤波方法卷积反演带限信号以恢复完整带宽信号;文献^[14]提出一种窄带反馈数字预失真技术,用来消除反馈通路带宽受限对信号恢复带来的影响;文献^[15]提出一种逐步逼近系数的方法,以减小滤波器带宽限制对恢复信号误差的影响。

但在上述研究中,均是利用信号的带内分量

(包括线性分量和带内非线性分量)通过卷积反演去外推带外非线性分量,所采用滤波器等效基带特性仅在高频区域有零点,反演中引起信号失真较小。而本文研究问题是由带外非线性分量去恢复带内分量,所采用滤波器等效基带特性在低频和低频区域都有零点^[16],如果直接采用现有方法会因低频区域零点的存在给恢复信号带来较大失真。

为解决上述问题,本文提出一种基于带外非线性分量卷积反演的邻道干扰抑制方法,利用接收的带外非线性分量,通过计算并消除相邻帧之间的耦合,由部分卷积信号帧构造出线性卷积信号帧,再通过正则化最小二乘方法卷积反演恢复原始干扰信号,然后利用恢复信号进行参数估计与干扰抵消。所提方法不再需要宽带ADC进行采样,能有效简化接收机电路结构;通过消除相邻帧之间的耦合以减小线性卷积帧构造过程中引入的误差,从而有效抑制了恢复信号的失真,最终恢复误差只取决于传输过程中引入的信道噪声。

本文其余部分安排如下:第2节给出了基于卷积反演的邻道干扰抑制系统的模型;第3节介绍了卷积反演的具体方法;第4节完成了信号恢复和邻道干扰抑制效果的仿真验证;第5节为本文的结论。

2 基于卷积反演的邻道干扰抑制

2.1 系统模型

基于卷积反演的邻道干扰抑制系统如图1所示,设发射机中心频率为 ω_2 ,接收机中心频率为 ω_1 ,两频率位于相邻信道且有 $\omega_1 > \omega_2$ 。干扰信号 $z[n]$ 经过滤波、下变频和ADC数字化形成零中频或低中频信号的过程,均可表示为干扰信号等效基带信号与带通滤波器的卷积。为便于问题描述和公式推导,文中以零中频接收机为例进行分析,并暂未考虑上、下变频和ADC量化误差所带来的影响。

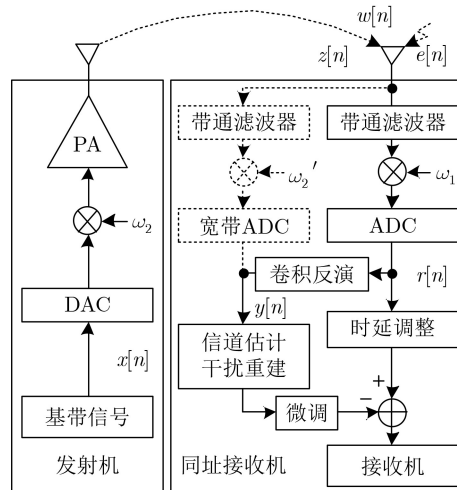


图1 卷积反演架构邻道干扰抑制接收机

在文献[8]所提辅助支路架构邻道干扰抑制中，辅助支路射频前端包括带通滤波器、下变频器和宽带ADC，如图1中虚线框图部分所示，干扰信号依靠宽带ADC完成采样和数字化。

本文所提方法用卷积反演电路代替辅助支路射频前端，接收机仅有一路射频前端支路，包括带通滤波器、下变频器和ADC，且ADC带宽与接收机信道带宽相等。在得到ADC输出的数字基带信号 $r[n]$ 后，通过卷积反演恢复出带通滤波输入信号，具体卷积反演电路如图2所示。然后再利用恢复信号进行参数估计与干扰信号重建，可避免原辅助支路架构接收机必须依赖宽带ADC进行采样的问题。

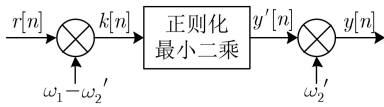


图2 卷积反演电路框图

2.2 基于卷积反演的邻道干扰抑制机理

在接收机中经过带通滤波器、下变频和ADC后的数字基带信号 $r[n]$ 可表示为

$$r[n] = (z[n] + w[n] + e[n]) * h[n] \cdot e^{-j\omega_1 n} \quad (1)$$

其中， $z[n]$ 是天线所接收的发射机干扰信号， $w[n]$ 为信道传输过程中引入的噪声， $e[n]$ 为待接收的期望信号， $h[n]$ 为带通滤波器的冲击响应， $*$ 表示卷积。由于 $w[n]$ 和 $e[n]$ 自身幅度较小，干扰信号 $z[n]$ 为信号 $r[n]$ 的主体分量，经过上变频处理后的信号 $k[n]$ 可近似表示为

$$\begin{aligned} k[n] &= r[n] \cdot e^{j(\omega_1 - \omega'_2)n} \\ &\approx z[n] * h[n] \cdot e^{-j\omega'_2 n} \end{aligned} \quad (2)$$

其中， ω'_2 为接收机第2本振频率，且有 $\omega'_2 \approx \omega_2$ 。则 $k[n]$ 是载频为 $\omega_1 - \omega'_2$ 的带通信号， $k[n]$ 和 $z[n]$ 的等效基带频谱如图3所示。不难看出，实际上 $k[n]$ 是 $z[n]$ 经过等效中心频率为 $\omega_1 - \omega'_2$ 的带通滤波器滤波后的带外非线性分量，而卷积反演电路的目的是利用接收机已知的 $k[n]$ 和 $h[n]$ 去恢复带通滤波前的信号 $z[n]$ 。

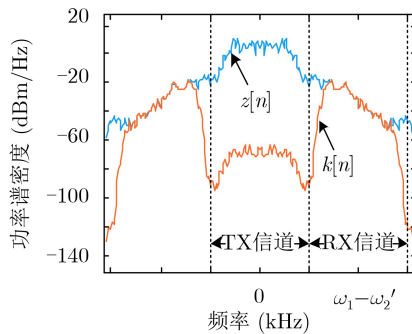


图3 卷积反演信号频谱示意图

设卷积反演电路冲激响应为 $h'[n]$ ，则经过卷积反演并进行频谱2次搬移后，信号 $y[n]$ 可表示为

$$\begin{aligned} y[n] &= y'[n] \cdot e^{j\omega'_2 n} \\ &= k[n] * h'[n] \cdot e^{j\omega'_2 n} \\ &= (z[n] + w[n] + e[n]) * h[n] * h'[n] \end{aligned} \quad (3)$$

理想情况下卷积反演电路冲激响应特性满足

$$h[n] * h'[n] = \delta[n] \quad (4)$$

此时信道估计与干扰重建电路输入为

$$y[n] = z[n] + w[n] + e[n] \quad (5)$$

恢复信号 $y[n]$ 正好等于带通滤波器原始输入信号，即为原辅助支路架构接收机宽带ADC的输出。得到恢复信号 $y[n]$ 后，再参照文献[8]方法进行非线性参数估计与干扰信号重建等后续步骤，即可完成邻道干扰的抑制，这里不再重述。

参考文献[8]中残余干扰的表达式，可推出基于卷积反演邻道干扰抑制的残余干扰可表示为

$$\begin{aligned} d[n] &= r_I[n] - c[n] + d'[n] \\ &= r_I[n] - (z[n] * h[n] * h'[n]) * h[n] \cdot e^{-j\omega_1 n} + d'[n] \\ &= (z[n] - \alpha \cdot z[n] * h[n] * h'[n]) * h[n] \cdot e^{-j\omega_1 n} \\ &\quad + d'[n] \end{aligned} \quad (6)$$

其中， $r_I[n] = z[n] * h[n] \cdot e^{-j\omega_1 n}$ ，为接收的邻道干扰信号； $c[n] = \alpha \cdot z[n] * h[n] * h'[n] \cdot e^{-j\omega_1 n}$ 为接收机中重建的干扰信号， α 表示估计电路的偏差系数； $d'[n]$ 为由收、发信机频偏和信道噪声构成的固有残余干扰^[8]。

由式(6)可以看出，当卷积反演电路冲激响应 $h'[n]$ 满足理想特性时，残余干扰表达式退化成文献[8]形式，两者的邻道干扰抑制性能相当。但实际电路特性 $h'[n]$ 只是逼近理想特性，因此最终估计误差除包含原有偏差系数 α 所引起的误差外， $h[n] * h'[n]$ 卷积特性不理想会进一步增大重建干扰和接收干扰的偏差，造成抵消后的残余干扰变大，导致邻道干扰抑制能力变差。

由上述分析可见，卷积反演是本文所提方法的核心步骤，并且由于卷积反演电路的引入，所恢复信号与原始信号的误差会导致干扰抑制能力下降，因此有必要对卷积反演误差及该误差对干扰抑制能力的影响进行详细分析。

3 干扰抑制中卷积反演误差分析

设输入信号帧 $x[n]$ 长度为 M ，帧头长度为 N ； N 阶FIR带通滤波器系数 $h[n]$ 个数为 $N + 1$ ，且有 $M > N + 1$ ；根据卷积定理，输出的线性卷积信号帧 $y[n]$ 长度为 $N + M$ 。而实际FIR滤波器为流水线工作方式，输入信号帧为 M bit，输出信号帧同样也为 M bit，为线性卷积结果的一部分，称为部分

卷积^[16],说明在卷积过程中当前帧和相邻帧均会产生耦合。必须设法解除信号帧之间的耦合才能正确恢复当前帧,也就是首先要通过观测的 M bit部分卷积帧构造出 $N + M$ bit线性卷积帧。

3.1 线性卷积信号帧的构造

设 N 阶FIR带通滤波器的系数为 $h[n] = [h_0, h_1, \dots, h_N]$,则由 $h[n]$ 为基底构造的Toeplitz矩阵称为卷积核矩阵^[16]。实际FIR滤波器卷积过程用矩阵表示如式(7)所示,其中 C 为 $(N + M) \times M$ 阶卷积核矩阵, X 为输入信号, Y 为输出信号。

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N+M} \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{\begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ h_1 & h_0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ h_{N-1} & \cdots & h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ h_N & \cdots & h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & h_N & \cdots & h_1 & h_0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_N & \cdots & h_1 & & h_0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & h_N & \cdots & & h_1 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & h_N & \cdots & h_2 \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & h_N & \end{bmatrix}}_C \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix}}_X \quad (7)$$

在具体运算过程中,前一帧尚未移出寄存器的输入信号数据会叠加到当前输出信号上,形成重叠。输出信号 Y 前 N bit可表示为

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= x_1 \cdot h_0 + x'_M \cdot h_1 + x'_{M-1} \cdot h_2 + \cdots + x'_{M-N+1} \cdot h_N \\ y_2 &= x_2 \cdot h_0 + x_1 \cdot h_1 + x'_M \cdot h_2 + \cdots + x'_{M-N+2} \cdot h_N \\ &\vdots \\ y_N &= x_N \cdot h_0 + x_{N-1} \cdot h_1 + x_{N-2} \cdot h_2 + \cdots + x'_M \cdot h_N \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

其中, $x'_{M-N+1}, x'_{M-1}, \dots, x'_M$ 是前一帧输入信号的后 N bit数据, x_1, x_2, \dots, x_M 是当前帧数据。如式(8)所示,前一帧数据会一直影响到当前帧输出的第 N 行,也就是影响输出信号 Y 的前 N bit。从第 $N + 1$ 行开始,前一帧数据完全移出寄存器,对当前帧输出结果不再产生影响。因此,前一帧对当前帧叠加的影响可表示为式(8)各表达式中前一帧数据与对应滤波器系数乘积之和所形成的 N bit列向量,该列向量需要在后侧补 M 个零到 $N + M$ bit长度,得到前一帧对当前帧的影响向量 z_b 。同理可计算出后一帧对当前帧的影响向量 z_a 。

在上述信号运算过程中,卷积核矩阵和两个三角矩阵可由滤波器系数 $h[n]$ 直接构造生成。通过缓存连续3帧观测数据,截取前一帧的后 $N/2$ bit和后一帧的前 $N/2$ bit,加上当前帧的 M bit,可以得到 $N + M$ bit输出信号 Y 。已恢复信号 X' 也需要在接收机缓存一帧,以便计算前一帧对当前帧的影响值。后一帧输入信号的前 N bit数据未知,但由于各信号帧帧头数据相同,因此可用已恢复信号 X' 的帧头数据来代替。

用输出信号 Y 先减去前一帧的影响向量 z_b ,再减去后一帧的影响向量 z_a ,即可消除前一帧和后一帧输入信号对当前输出帧所叠加的影响值,从而得到线性卷积信号帧。应用上述方法构造的线性卷积信号时,恢复输出信号较观测信号有一帧的延迟,且帧头数据长度应不小于滤波器的阶数,以满足构造线性卷积信号的条件。

3.2 最小二乘病态解的正则化

由图3不难看出,邻道干扰信号带外非线性分量实际是干扰信号的等效带通滤波信号。对于有扰观测下的带通滤波,信号处理过程可表示为

$$Y = CX + \delta \quad (9)$$

其中 Y 为滤波输出信号或称观测数据, C 为卷积核矩阵, X 为输入信号, δ 为噪声。式(9)的最小二乘解为

$$\hat{X} = (C^T C)^{-1} C^T (Y - \delta) \quad (10)$$

当观测方程病态时,式(10)中矩阵 $C^T C$ 的条件数非常大,求逆极不稳定,导致解的不适定性(ill-posed)^[16],因而需要进行正则化处理。Tikhonov正则化是用于解决病态问题的一种常用方法,它将最小二乘问题转换为

$$\min \{ \|CX - Y\|_2 + \lambda \|X\|_2 \} \quad (11)$$

其中, $\|CX - Y\|_2$ 表示数据拟合误差, $\|X\|_2$ 用于控制解的平滑性, λ 为正则化参数^[17]。

令 $\|CX - Y\|_2 + \lambda \|X\|_2$ 对 X 的1阶导数等于零,可得到最终解为

$$X_\lambda = (C^T C + \lambda)^{-1} C^T Y \quad (12)$$

在式(12)中,由于 C 和 Y 都是已知量,最终解的误差完全由变量 λ 决定,因此正则化参数 λ 的取值变得非常关键。实际应用中用于确定正则化参数的方法很多,L曲线法和广义交叉检验方法(GCV方法)是最常用的两种方法^[17,18],文献^[19]给出了上述参数优化方法的具体实现并提供了相应的Matlab正则化工具包。

3.3 反演信号误差分析

对卷积核矩阵 C 进行奇异值分解

$$\mathbf{C} = \mathbf{U} \sum \mathbf{V}^T = \sum_{i=1}^n \mathbf{u}_i \sigma_i \mathbf{v}_i^T \quad (13)$$

其中, \mathbf{u}_i 为左奇异向量, σ_i 为奇异值, \mathbf{v}_i^T 为右奇异向量的转置。

将矩阵 \mathbf{C} 的奇异值分解表达式代入 $\mathbf{X}_\lambda = (\mathbf{C}^T \mathbf{C} + \lambda)^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{Y}$, 可得

$$\mathbf{X}_\lambda = \sum_{i=1}^n \frac{\sigma_i^2}{\sigma_i^2 + \lambda^2} \frac{\mathbf{u}_i^T \mathbf{Y}}{\sigma_i} \mathbf{v}_i = \sum_{i=1}^n f(\sigma_i) \frac{\mathbf{u}_i^T \mathbf{Y}}{\sigma_i} \mathbf{v}_i \quad (14)$$

其中, $f(\sigma_i)$ 被称为过滤因子, 当 $\sigma_i \gg \lambda$ 时有 $f(\sigma_i) \approx 1$, 对应 σ_i 的解保留; 当 $\sigma_i \ll \lambda$ 时有 $f(\sigma_i) \approx 0$, 对应 σ_i 的解丢弃。

Tikhonov 正则化后的最小二乘解可表示为

$$\hat{\mathbf{X}} = \sum_{i=1}^n f(\sigma_i) \frac{\mathbf{u}_i^T (\mathbf{Y} - \boldsymbol{\delta})}{\sigma_i} \mathbf{v}_i \quad (15)$$

最终得到的恢复信号与原始输入信号的误差为

$$\begin{aligned} \mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}} &= \sum_{i=1}^n \frac{\mathbf{u}_i^T \mathbf{Y}}{\sigma_i} \mathbf{v}_i - \sum_{i=1}^n f(\sigma_i) \frac{\mathbf{u}_i^T (\mathbf{Y} - \boldsymbol{\delta})}{\sigma_i} \mathbf{v}_i \\ &= \sum_{i=1}^n (1 - f(\sigma_i)) \frac{\mathbf{u}_i^T \mathbf{Y}}{\sigma_i} \mathbf{v}_i + \sum_{i=1}^n f(\sigma_i) \frac{\mathbf{u}_i^T \boldsymbol{\delta}}{\sigma_i} \mathbf{v}_i \end{aligned} \quad (16)$$

由此可见最终恢复信号的误差包括两部分: 一部分由自身信号引起, 当过滤因子 $f(\sigma_i) \approx 0$ 时, 极小值奇异解 σ_i 和对应观测数据被直接丢弃, 从而造成恢复信号与原始信号之间的误差; 另一部分由信道噪声引起, 当过滤因子 $f(\sigma_i) \approx 1$ 时, 极小值奇异解 σ_i 和对应观测数据被保留, 观测数据上引入的噪声经过病态矩阵的放大, 从而引起恢复信号的误差。因此在上述构造过程引入信道噪声越大, 则恢复信号误差也越大, 最终信号恢复效果正比于接收干扰信号干噪比。

4 计算机仿真验证

4.1 带外非线性分量卷积反演效果验证

为验证本文所提卷积反演方法的信号恢复效果, 本节利用 Matlab 软件进行了仿真, 仿真实验中各项参数设置如表 1 所示。

为便于衡量信号恢复效果, 用均方误差 (Mean Squared Error, MSE) 来表征反演信号与输入信号的差异

$$\text{MSE} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\hat{x}[n] - x[n])^2 \quad (17)$$

其中, $\hat{x}[n]$ 表示通过卷积反演恢复的信号, $x[n]$ 表示输入信号。

由于天线所接收干扰信号的旁瓣即为邻道干扰, 因此干扰信号信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 越大, 相应频谱展宽后的旁瓣越高, 接收到的邻道干扰越大, 因而邻道干扰的干噪比 INR 和天线所接收的干扰信号信噪比 SNR 成正比, 在本文实验限定条件下两者关系近似为

$$\text{INR}_{\text{邻道干扰}} = \text{SNR}_{\text{干扰信号}} - 30 \text{ dB} \quad (18)$$

当邻道干扰 INR 为 40 dB 时, 恢复信号 MSE = 3.0578E-5, 时域波形失真主要体现在信号的波峰及波谷处, 对应于信号频谱中的高频分量。当邻道干扰 INR 由 40 dB 增大到 60 dB 时, 低频分量和高频分量的恢复误差均有了明显减小。通过改变信道中叠加的高斯白噪声幅度, 对不同邻道干扰 INR 下恢复信号 MSE 进行了统计, 信号恢复误差同邻道干扰 INR 的关系如图 4 所示。

由图 4 不难看出, 邻道干扰 INR 从 20 dB 增大到 60 dB 区间内, 恢复信号 MSE 迅速减小; 而 INR 在 60 dB 以上, 恢复信号 MSE 的改善趋势逐渐减缓。因为随着邻道干扰 INR 的增大, 信道中高斯噪声幅度降低, 构造线性卷积信号中引入的噪声也会逐渐减小。由于卷积核矩阵的病态特性, 输入信号的微小扰动误差会造成最终解的较大波动, 同理当输入信号扰动有改善时, 最终解的改善程度也会更加明显。因而在邻道干扰 INR 改善初期对应恢复信号 MSE 会迅速下降, 而当邻道干扰 INR 增大到一定程度

表 1 仿真实验参数设置

项目指标	参数值
信号帧长	2.56 ms
信号带宽	25 kHz
滤波器阶数	60
采样频率	125 kHz
阻带频率1/通带频率1	20/30 kHz
通带频率2/阻带频率2	50/60 kHz
阻带衰减	50 dB

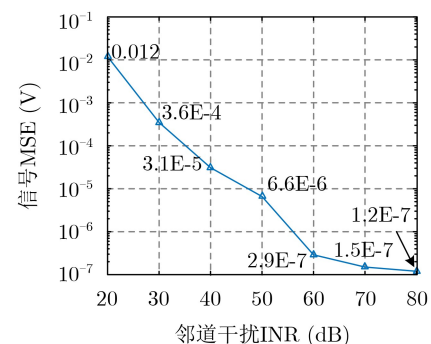


图 4 输入邻道干扰 INR 同信号恢复误差的关系

度后,信道特性逐渐趋近于无扰信道,此时恢复信号MSE改善程度也会逐渐减缓。

综上所述,当接收邻道干扰INR大于20 dB时,利用卷积反演方法能够有效恢复等效带通滤波信号,且信号恢复效果与邻道干扰INR成正比。

4.2 基于卷积反演的邻道干扰抑制效果验证

为验证本文所提方法用于邻道干扰抑制的可行性,本节利用Simulink对基于卷积反演的邻道干扰抑制性能进行了仿真验证。仿真中设定信道为高斯白噪声模型,系统其余各项参数设置如表2所示。

在进行多项式系数估计时,设置多项式非线性阶数 $K=5$,记忆深度 $Q=3$ 来考察接收机对邻道干扰的抑制能力,发射机功放的记忆多项式模型复系数设置同文献[20]保持一致。

邻道干扰INR为40 dB时,恢复信号及进行抑制后残余干扰的频谱如图5所示。为方便对比分析,将图中各信号均等效表示为数字基带信号。图中发射机信号曲线对应接收机天线所接收信号的频谱,其中发射机信道中心频率等效为零频率,接收机中心频率等效为50 kHz。发射机信号旁瓣经接收机带通滤波器滤波后形成邻道干扰,对应图中邻道干扰信号曲线。通过卷积反演得到的恢复信号对应图中反演信号曲线。利用恢复信号进行参数估计与信号重建,经过抵消后的残余干扰对应图中残余干扰曲线,相同参数设定下原辅助支路架构接收机的残余干扰对应图中辅助支路方法残余干扰曲线。

从图5中不难看出,在60 kHz以上的高频分量处及20 kHz附近的低频分量处,反演信号和发射机

表2 仿真系统参数设置

项目指标	参数值
信号带宽	25 kHz
信道带宽	50 kHz
发射功率	18 dBm
干扰信号SNR	70~110 dB
邻道干扰INR	40~80 dB

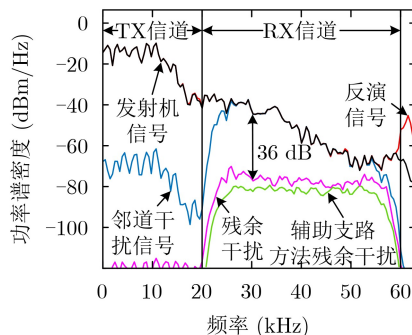


图5 INR为40 dB时反演信号及残余干扰频谱

信号存在较大误差,通带内反演信号频谱也略有起伏,此时对应恢复信号MSE=3.0578E-5。在30 kHz频点处,本文方法能抑制约36 dB的邻道干扰,而辅助支路方法能抑制约41 dB的邻道干扰。此时卷积反演过程中引入的误差较大,从整个信道带宽来看,本文所提方法较辅助支路方法干扰抑制能力平均损失约6 dB。

图6为邻道干扰INR为60 dB时恢复信号及残余干扰的频谱示意图。随着接收信号INR的增大,反演信号不仅60 kHz以上高频分量误差有了明显减小,而且20 kHz附近的低频分量以及通带内反演信号同发射机信号的重合度也更高,此时对应恢复信号MSE=2.9458E-7。在30 kHz频点处,本文方法大约能抑制57 dB的邻道干扰,而辅助支路方法能抑制约60 dB的邻道干扰。此时卷积反演过程中引入的误差相比图5有一定程度改善,从整个信道带宽来看,本文所提方法较辅助支路方法干扰抑制能力平均损失约4 dB。

将图6同图5对比观察不难看出,随着接收邻道干扰INR的增加,卷积反演误差逐渐减小,恢复信号与原始输入信号相似程度越高,则所提方法的邻道干扰抑制能力同辅助支路方法越接近。

不同邻道干扰INR下,本文所提方法与辅助支路方法的邻道干扰抑制能力如图7所示。从图中不难看出,邻道干扰INR越大说明接收到的邻道干扰越大,则经抵消后抑制的邻道干扰幅度越大,两种

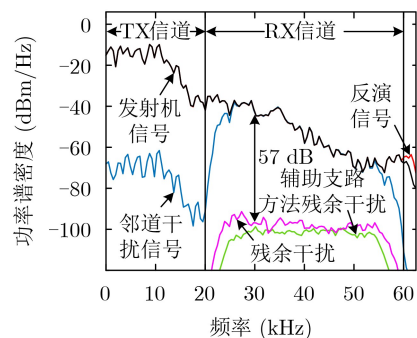


图6 INR为60 dB时反演信号及残余干扰频谱

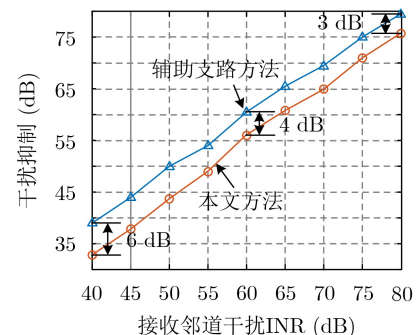


图7 接收信号INR同邻道干扰抑制能力关系

方法对邻道干扰抑制的总体趋势保持一致，从而证明了本文所提方法的可行性和有效性。

同时由于信道噪声的存在和卷积核矩阵的病态特性，导致卷积反演恢复信号与原始输入信号存在误差，抵消后的残余干扰变大，造成本文所提方法邻道干扰抑制能力较辅助支路方法有约3~6 dB的损失，并且接收邻道干扰INR越大，恢复信号MSE越小，邻道干扰抑制能力的损失越小。

5 结束语

本文提出了一种基于干扰信号带外分量卷积反演的邻道干扰抑制方法。对接收的邻道干扰，首先通过计算并消除信号帧之间的卷积耦合，由部分卷积信号帧构造出线性卷积信号帧，然后用正则化方法修正最小二乘解即可反演得到干扰信号，最后利用恢复信号完成邻道干扰的抑制。所提方法实质是通过损失部分干扰抑制性能以换取接收机电路结构的简化。仿真结果表明，当接收邻道干扰INR大于40 dB时，ADC采样率仅为传统方案1/3，抵消后的残余干扰不高于底噪6 dB。本文所提方法能显著简化接收机电路结构，有利于邻道干扰抑制技术的工程应用。

参 考 文 献

- [1] ZHOU Ping, LU Yinghua, TAO Yong, *et al.* Simulation analysis on co-site interference of vehicular digital communication system based on IM prediction method by BER[J]. *The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, 2016, 23(1): 31–41. doi: [10.1016/S1005-8885\(16\)60005-5](https://doi.org/10.1016/S1005-8885(16)60005-5).
- [2] HAN Ting, HAN Bingjun, ZHANG Lin, *et al.* Coexistence study for wifi and zigbee under smart home scenarios[C]. *IEEE International Conference on Network Infrastructure and Digital Content*, Beijing, China, 2012: 669–674. doi: [10.1109/ICNIDC.2012.6418840](https://doi.org/10.1109/ICNIDC.2012.6418840).
- [3] IEEE. IEEE 802.11-2007 Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications[S]. IEEE, 2007.
- [4] NIKITIN A V, DAVIDCHACK R L, and SMITH J E. Out-of-band and adjacent-channel interference reduction by analog nonlinear filters[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2015, 2015(1): 12. doi: [10.1186/s13634-015-0202-5](https://doi.org/10.1186/s13634-015-0202-5).
- [5] 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[J]. *电讯技术*, 2017, 57(3): 306–310. doi: [10.3969/j.issn.1001-893x.2017.03.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-893x.2017.03.010).
LIU Jiancheng, QUAN Houde, SUN Huixian, *et al.* Power spectrum resolution of adjacent channel interference for collocated wireless radios[J]. *Telecommunication Engineering*, 2017, 57(3): 306–310. doi: [10.3969/j.issn.1001-893x.2017.03.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-893x.2017.03.010).
- [6] 武南开, 苏东林, 何洪涛, 等. 机载超短波电台邻道干扰减敏特性建模与评估[J]. *北京航空航天大学学报*, 2017, 43(3): 481–487. doi: [10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0230](https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0230).
WU Nankai, SU Donglin, HE Hongtao, *et al.* Adjacent channel interference modeling and assessment on reduction of airborne VHF radio sensitivity[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2017, 43(3): 481–487. doi: [10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0230](https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0230).
- [7] XUE Zhen, WANG Jinlong, SHI Qingjiang, *et al.* Time-frequency scheduling and power optimization for reliable multiple UAV communications[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 3992–4005. doi: [10.1109/ACCESS.2018.2790933](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2790933).
- [8] 霍晓磊, 赵宏志, 刘颖, 等. 基于抵消技术的邻道干扰抑制[J]. *系统工程与电子技术*, 2019, 41(11): 2611–2618.
HUO Xiaolei, ZHAO Hongzhi, LIU Ying, *et al.* Adjacent channel interference suppression based on cancellation technology[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2019, 41(11): 2611–2618.
- [9] ROBLIN P, QUINDROIT C, NARAHARISSETTI N, *et al.* Concurrent linearization: The state of the art for modeling and linearization of multiband power amplifiers[J]. *IEEE Microwave Magazine*, 2013, 14(7): 75–91. doi: [10.1109/MMM.2013.2281297](https://doi.org/10.1109/MMM.2013.2281297).
- [10] LIU Ying, HUANG Chuang, QUAN Xin, *et al.* Novel linearization architecture with limited ADC dynamic range for green power amplifiers[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(12): 3902–3914. doi: [10.1109/JSAC.2016.2600415](https://doi.org/10.1109/JSAC.2016.2600415).
- [11] LIU Ying, PAN Wensheng, SHAO Shihai, *et al.* A new digital predistortion for wideband power amplifiers with constrained feedback bandwidth[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2013, 23(12): 683–685. doi: [10.1109/LMWC.2013.2284786](https://doi.org/10.1109/LMWC.2013.2284786).
- [12] MA Yuelin, YAMAO Y, AKAIWA Y, *et al.* Wideband digital predistortion using spectral extrapolation of band-limited feedback signal[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2014, 61(7): 2088–2097. doi: [10.1109/TCSI.2013.2295897](https://doi.org/10.1109/TCSI.2013.2295897).
- [13] PAN Wensheng, LIU Ying, SHAO Shihai, *et al.* A method to reduce sampling rate of the ADC in feedback channel for wideband digital predistortion[J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2014, 33(8): 2655–2665. doi: [10.1007/s00034-014-9751-3](https://doi.org/10.1007/s00034-014-9751-3).
- [14] LIU Ying, PAN Wensheng, SHAO Shihai, *et al.* A general digital predistortion architecture using constrained feedback bandwidth for wideband power amplifiers[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2015, 63(5): 1544–1555. doi: [10.1109/TMTT.2015.2416184](https://doi.org/10.1109/TMTT.2015.2416184).

- [15] YU Xin. Digital predistortion using feedback signal with incomplete spectral information[C]. 2012 Asia Pacific Microwave Conference, Kaohsiung, China, 2012: 950–952. doi: [10.1109/APMC.2012.6421788](https://doi.org/10.1109/APMC.2012.6421788).
- [16] 邹谋炎. 反卷积和信号复原[M]. 北京: 国防工业出版社, 2001: 10-160.
ZOU Mouyan. Deconvolution and Signal Recovery[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2001: 10-160.
- [17] HANSEN P C. Analysis of discrete ill-posed problems by means of the L-curve[J]. *SIAM Review*, 1992, 34(4): 561–580. doi: [10.1137/1034115](https://doi.org/10.1137/1034115).
- [18] GOLUB G H, HEATH M, and WAHBA H G. Generalized cross-validation as a method for choosing a good ridge parameter[J]. *Technometrics*, 1979, 21(2): 215–223. doi: [10.1080/00401706.1979.10489751](https://doi.org/10.1080/00401706.1979.10489751).
- [19] HANSEN P C. REGULARIZATION TOOLS: A matlab package for analysis and solution of discrete ill-posed problems[J]. *Numerical Algorithms*, 1994, 6(1): 1–35. doi: [10.1007/BF02149761](https://doi.org/10.1007/BF02149761).
- [20] DING Lei, 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. doi: [10.1109/TCOMM.2003.822188](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2003.822188).
- 霍晓磊: 男, 1980年生, 博士生, 主要研究方向为无线信号处理、通信抗干扰技术.
- 赵宏志: 男, 1978年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信抗干扰技术、并行化信号处理.
- 刘 颖: 男, 1985年生, 讲师, 主要研究方向为数字预失真、无线信号处理.
- 李晓辉: 男, 1978年生, 讲师, 主要研究方向为无线通信技术、指挥控制系统.
- 王 欣: 女, 1983年生, 讲师, 主要研究方向为指挥控制系统、通信抗干扰技术.
- 唐友喜: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为信号处理、传感器网络.

责任编辑: 余 蓉