

同时同频扰中通系统非线性干扰抑制

李晨兴 郭文博 刘颖* 沈莹 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)

摘要: 在同时同频扰中通(CJ)系统中, 干扰发射机中的功率放大器(PA)工作于非线性区内, 导致近端接收机接收到的自干扰(SI)信号中包含大量非线性分量。该文针对非线性干扰抑制这一问题, 在接收端建立干扰非线性模型, 并进行非线性模型参数估计, 最终在接收信号中减去重建的非线性干扰信号, 以抑制同时同频扰中通系统中的非线性干扰。仿真与实验结果表明, 该文所提方法针对同时同频扰中通场景中存在残余频偏的情况下, 能够对非线性干扰进行有效抑制, 验证了该方案的有效性与可行性。

关键词: 同时同频; 扰中通; 非线性失真; 干扰抑制

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)09-2033-06

DOI: 10.11999/JEIT180919

Nonlinear Distortion Suppression in Cooperative Jamming Cancellation System

LI Chenxing GUO Wenbo LIU Ying SHEN Ying

ZHAO Hongzhi TANG Youxi

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

Abstract: In Cooperative Jamming (CJ) system, the Power Amplifier (PA) in the jamming transmitter works in nonlinear region, which results in a large number of nonlinear components in the Self-Interference (SI) signal received by the near-end receiver. To solve the problem of nonlinear distortion suppression, a nonlinear model is established at the receiver. Then, the reconstructed nonlinear signal based on the estimated parameters is subtracted from the received signal to suppress the nonlinear interference in CJ. Simulation and experimental results indicate that the nonlinear suppression scheme proposed in this paper can further suppress the nonlinear interference under the residual frequency offset in CJ, and verify the effectiveness and feasibility of the proposed scheme.

Key words: Co-time co-frequency; Cooperative Jamming (CJ); Nonlinear distortion; Interference suppression

1 引言

目前在有限的物理环境中, 无线设备越来越密集, 多种设备之间的互相干扰无法避免。为了防止有用信号湮没在强干扰中, 干扰消除技术应运而生^[1-4]。同时同频扰中通系统作为一种新型应用场景, 可以在同一频率干扰窃听器通信的同时, 保证

己方正常通信。一种典型的扰中通系统包括远端发射机、近端接收机、干扰发射机和若干潜在窃听器^[5-8]。其中, 远端发射机与近端接收机之间传输有用信号, 此时为防止潜在窃听器(干扰目标)截获有用信号, 通过干扰发射机发送的同频干扰信号来有效阻塞干扰目标的接收机前端, 以实现己方安全通信。此外, 同时同频扰中通系统也适用于电磁封锁场景。例如, 当干扰发射机在特定区域内工作于某干扰频段时, 远端发射机与近端接收机之间可以在该频段内正常收发信息, 当干扰目标进入此区域后, 将无法在该干扰频段内正常通信, 以达到电磁封锁的目的。因此, 同时同频扰中通技术能够用于实现安全通信, 在民用和军用都具有广阔的应用潜力和价值。

然而, 干扰发射机发送的同频干扰信号不可避

收稿日期: 2018-09-27; 改回日期: 2019-02-28; 网络出版: 2019-03-30

*通信作者: 刘颖 liuying850613@uestc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61701075, 61771107, 61771115, 61531009, 61471108), 国家重大专项基金(2016ZX03001009), 中央高校基本科研业务费专项基金

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61701075, 61771107, 61771115, 61531009, 61471108), The National Major Project of China (2016ZX03001009), The Fundamental Research Funds for the Central Universities of China

免地会被近端接收机接收,成为自干扰(Self-Interference, SI),此时有用信号将湮没在自干扰信号中。特别地,干扰发射机的辐射功率需远超过干扰目标接收机的灵敏度,来达到阻塞干扰目标接收前端的目的。为保证干扰发射机的工作效率,发射通道中的功率放大器(Power Amplifier, PA)工作在线性区内,此时干扰信号中存在大量非线性失真。因此,实现同时同频扰中通(Cooperative Jamming, CJ)技术的关键在于将接收到的非线性干扰抑制在接收机底噪附近,从而将有用信号分辨出来,完成正常通信。在这种情况下,扰中通系统需要充分利用已知的干扰特征信息,在接收机本地重建出非线性干扰信号,完成干扰抵消。

目前,同时同频扰中通系统的大量研究均假设接收机中的自干扰能够完全消除^[5-8]。在此基础上,现有的文献主要集中于最大化远端发射机与近端接收机之间的安全容量。文献^[5]假设全局的信道状态信息已知,此时的干扰信号能够在接收机中完全重建,通过功率分配解决安全容量的优化问题。文献^[6]采用相同的信道状态信息条件,考虑了时间与功率的联合分配问题来设计最优的安全容量。文献^[7,8]将扰中通场景应用在中继网络中,将中继节点作为干扰发射节点,实现了中继网络下的安全通信,而在接收节点处使用传统干扰消除技术来完全消除自干扰。然而,传统的干扰消除技术包括:空域干扰消除^[1]、射频域干扰消除^[2,3]和数字域干扰消除^[4],这些方法主要针对同时同频全双工(Co-time Co-frequency Full Duplex, CCFD)系统中的自干扰消除(发射和接收机通常位于同一个物理设备内),对于自干扰仍无法做到完全消除。考虑到扰中通系统中干扰发射机与近端接收机存在一定地理间隔,甚至可能存在相对运动,加之二者使用的本振非同源,造成干扰信号存在收发频偏,进一步增加了自干扰消除的难度。可以看出,上述扰中通文献的假设均未考虑现实中自干扰难以抵消的问题,缺少对于扰中通系统中自干扰主动抑制的研究。

为此,本文从实际工程角度出发,综合考虑了非线性与频偏对于同时同频扰中通系统的约束,提出了一种对于存在频偏下的非线性干扰的主动消除方法。针对本文所提方法,分别进行了仿真与实验验证,二者结果验证了理论推导的正确性。此外,实验结果表明,本文方法能够有效抑制频偏下的非线性干扰,为同时同频扰中通系统的工程实现提供了解决方案。

本文后续安排如下:第2节为同时同频扰中通系统模型;第3节系统阐述非线性干扰抵消方法;

第4节结合本文方法分别进行了仿真与实验验证;第5节给出本文结论。

2 系统模型

本文采用的同时同频扰中通系统模型如图1所示。为了便于分析,本系统省略了远端发射机与干扰目标,以近端接收机和干扰发射机为例,详细阐述干扰信号抑制过程。首先在干扰发射机中,数字基带信号 $x[n]$ 经数模转换器(Digital to Analog Converter, DAC)后形成模拟干扰信号 $x(t)$ 。随后, $x(t)$ 经过上变频、功率放大器后馈入发射天线。发射出的干扰信号一部分由干扰目标所接收,成为有用干扰;另一部分被近端接收机所接收,成为自干扰。

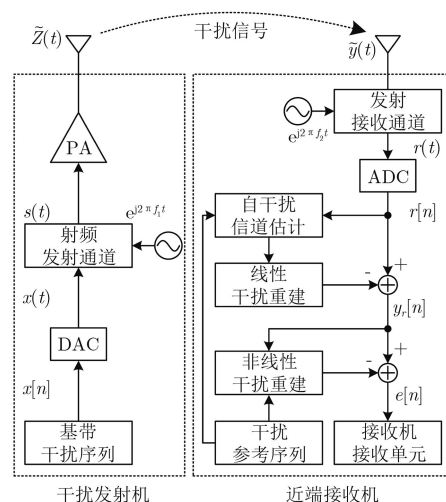


图1 同时同频扰中通系统模型

近端接收机包含了数字域线性和非线性抵消单元。接收的干扰信号 $\tilde{y}(t)$ 首先下变频为 $r(t)$,经模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)后形成数字信号 $r[n]$ 。另一方面,近端接收机中存储的干扰参考序列用来重建部分线性干扰 $\hat{r}_{\text{lin}}[n]$ 与非线性干扰 $\hat{r}_{\text{non}}[n]$ 。最终,将接收信号与重建的干扰信号相减即可完成干扰抵消,获得远端有用信号。

2.1 发射机模型

首先考虑干扰发射机模型,其射频末端的功放是扰中通系统中引入非线性干扰的主要原因。本文采用记忆多项式(Memory Polynomial, MP)模型来刻画功放的非线性,那么经过功放后的基带等效模型表示为^[3]

$$z[n] = \sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} w_{kq} s[n-q] |s[n-q]|^{2k} \quad (1)$$

其中, Q 表示最大记忆深度, $(2K+1)$ 表示最大非线性阶数, w_{kq} 表示记忆多项式模型的复系数, $s[n]$ 为功放输入信号的数字形式。

为了区别干扰发射机与近端接收机中晶振的中心频率，首先假设干扰发射机的本振频率为 f_1 ，那么上变频后发射信号 $s(t)$ 的数字形式为 $s[n] = x[n]e^{j2\pi f_1 n}$ ，此时干扰信号 $z[n]$ 为

$$\begin{aligned} z[n] &= \sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} w_{kq} x[n-q] e^{j2\pi f_1(n-q)} |x[n-q]|^{2k} \\ &= \sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} c_{kq} x[n-q] |x[n-q]|^{2k} e^{j2\pi f_1 n} \\ &= g[n] e^{j2\pi f_1 n} \end{aligned} \quad (2)$$

其中， $g[n] = \sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} c_{kq} x[n-q] |x[n-q]|^{2k}$ ， $c_{kq} = w_{kq} e^{-j2\pi f_1 q}$ 表示记忆多项式中等效复系数，所发射干扰的复包络为 $\tilde{z}(t) = g(t) e^{j2\pi f_1 t}$ 。

2.2 接收机模型

干扰信号经过空域传播后到达近端接收机，考虑到在复杂的电磁传播环境中，干扰信号经过的传播路径除了直射径之外，还包含了部分反射路径和散射路径。不失一般性，本文假设干扰信号传播的信道模型为多径模型，经信道到达近端接收机的干扰信号 $\tilde{y}(t)$ 表示为

$$\tilde{y}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \tilde{z}(t - \tau_l) = \sum_{l=0}^{L-1} b_l g(t - \tau_l) e^{j2\pi f_1 t} \quad (3)$$

其中， L 表示多径条数， h_l 表示第 l 条路径的幅度衰减， τ_l 表示第 l 条路径的传输时延， $b_l = h_l e^{-j2\pi f_1 \tau_l}$ 表示第 l 条路径的等效幅度衰减。

在近端接收机中，干扰信号 $\tilde{y}(t)$ 首先下变频为 $r(t)$ ，即

$$r(t) = \tilde{y}(t) e^{-j2\pi f_2 t} = \sum_{l=0}^{L-1} b_l g(t - \tau_l) e^{j2\pi \Delta f_c t} \quad (4)$$

其中， f_2 为近端接收机本振的中心频率， $\Delta f_c = f_1 - f_2$ 表示干扰发射机与近端接收机之间的频偏。理想情况下频偏 $\Delta f_c = 0$ ，不会对后续干扰消除产生影响，但鉴于干扰发射机与近端接收机是相互独立且存在地理间隔，二者无法使用同一晶振，导致频偏 Δf_c 始终存在。假设ADC的采样周期为 T_s ，且满足 $L \cdot T_s \geq \tau_L$ ，那么经ADC采样后的基带干扰信号 $r[n]$ 表示为

$$r[n] = \sum_{l=0}^{L-1} b_l g[n-l] e^{j2\pi \Delta f n} \quad (5)$$

其中， $\Delta f = \Delta f_c \cdot T_s$ 表示归一化频偏值。综合考虑无线信道、频偏、非线性的影响，将 $g[n]$ 代入式(5)可得接收干扰信号为

$$\begin{aligned} r[n] &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} b_l c_{kq} x[n-q-l] |x[n-q-l]|^{2k} e^{j2\pi \Delta f n} \\ &= \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} \varpi_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k} e^{j2\pi \Delta f n} \end{aligned} \quad (6)$$

其中， $\varpi_{kp} = \sum_{m=0}^p b_m c_k c_{p-m}$ 表示将多径与记忆深度合并后的记忆多项式复系数。由式(6)可知，多径信道的影响加深了原本记忆多项式的记忆深度，即从原本的 Q 阶增加至 $(L+Q-1)$ 阶，此外记忆多项式系数由原本的 c_{kq} 变为 ϖ_{kp} 。下文将详细阐述干扰抵消过程。

3 干扰抵消过程

3.1 数字域线性干扰抵消

近端接收机需要分别完成频偏及信道估计，将估计得到的频偏和信道系数重建出部分线性干扰信号。完成频偏补偿后的干扰信号为

$$\begin{aligned} \hat{r}_p[n] &= r[n] e^{-j2\pi \Delta \hat{f} n} \\ &= \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} \varpi_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k} e^{j2\pi(\Delta f - \Delta \hat{f}) n} \\ &= \sum_{p=0}^{L+Q-1} \varpi_{0p} x[n-p] e^{j2\pi f_r n} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} \varpi_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k} e^{j2\pi f_r n} \end{aligned} \quad (7)$$

其中， $\Delta \hat{f}$ 表示频偏的估计值， $f_r = \Delta f - \Delta \hat{f}$ 表示残余频偏。式(7)中的2项分别表示完成频偏补偿后干扰信号中的线性与非线性分量，分别记作 $y_{\text{lin}}[n]$ 与 $y_{\text{non}}[n]$ 。通过精确估计的频偏值 $\Delta \hat{f}$ 与原始值 Δf 非常接近^[9]，即残余频偏 $f_r \approx 0$ ，此时利用近似关系 $e^{j2\pi f_r n} \approx 1 + j2\pi f_r n$ ，式(7)中的线性干扰分量 $y_{\text{lin}}[n]$ 可以改写为

$$\begin{aligned} y_{\text{lin}}[n] &\approx \sum_{p=0}^{L+Q-1} \varpi_{0p} x[n-p] \\ &\quad + \sum_{p=0}^{L+Q-1} j2\pi n f_r \varpi_{0p} x[n-p] \end{aligned} \quad (8)$$

由式(8)可知，干扰信号中的线性分量由两部分组成，其中，第1项可以通过FIR滤波器在数字域进行重建^[10,11]，那么重建后的线性干扰可以表示为 $\hat{r}_{\text{lin}}[n] = \sum_{p=0}^{L+Q-1} \hat{h}_p x[n-p]$ ，其中， \hat{h}_p 表示干扰重建FIR滤波器抽头系数，其值可通过最小二

乘、最小均方误差等准则得到^[12,13]。将频偏补偿后的干扰信号 $\widehat{r}_p[n]$ 与重建出的线性干扰 $\widehat{r}_{\text{lin}}[n]$ 相减,即可完成部分线性干扰抵消。此时残余干扰 $y_r[n]$ 表示为

$$\begin{aligned} y_r[n] &= \widehat{r}_p[n] - \widehat{r}_{\text{lin}}[n] \\ &= \sum_{p=0}^{L+Q-1} (\varpi_{0p} - \widehat{h}_p) x[n-p] \\ &\quad + \sum_{p=0}^{L+Q-1} j2\pi n f_r \varpi_{0p} x[n-p] + y_{\text{non}}[n] \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)中残余干扰包括所有非线性干扰 $y_{\text{non}}[n]$,以及部分残余的线性干扰。

3.2 数字域非线性干扰抵消

采用式(8)相同的近似关系,非线性干扰 $y_{\text{non}}[n]$ 可以近似为

$$\begin{aligned} y_{\text{non}}[n] &\approx \sum_{k=1}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} \varpi_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} j2\pi n f_r \varpi_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k} \end{aligned} \quad (10)$$

此时式(9)中的残余干扰 $y_r[n]$ 可写为

$$\begin{aligned} y_r[n] &\approx \sum_{p=0}^{L+Q-1} (\varpi_{0p} - \widehat{h}_p) x[n-p] \\ &\quad + \sum_{k=1}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} \varpi_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k} \\ &\quad + \sum_{p=0}^{L+Q-1} j2\pi n f_r \varpi_{0p} x[n-p] \\ &\quad + \sum_{k=1}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} j2\pi n f_r \varpi_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k} \\ &= \underbrace{\sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} \theta_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k}}_{y_{r1}[n]} \\ &\quad + \underbrace{\sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} \varphi_{nkp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k}}_{y_{r2}[n]} \\ &= \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} a_{nkp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k} \end{aligned} \quad (11)$$

其中,

$$\theta_{kp} = \begin{cases} \varpi_{kp} - \widehat{h}_p = \sum_{m=0}^p b_m w_{k(p-m)} - \widehat{h}_p, & k=0 \\ \varpi_{kp} = \sum_{m=0}^p b_m w_{k(p-m)}, & k \geq 1 \end{cases} \quad (12)$$

$\varphi_{nkp} = j2\pi n f_r \varpi_{kp} = \sum_{m=0}^p j2\pi n f_r b_m w_{k(p-m)} a_{nkp} = \theta_{kp} + \varphi_{nkp}$ 。由式(11)可知,残余干扰 $y_r[n]$ 由2部分组成:其中, $y_{r1}[n]$ 表示经过多径信道和功放非线性影响下的干扰信号; $y_{r2}[n]$ 表示经过多径信道、功放非线性以及残余频偏综合影响下的干扰信号。非线性干扰抵消的目标就是在近端接收机本地根据记忆多项式模型重建出非线性干扰 $y_{r1}[n]$ 与 $y_{r2}[n]$ 后,再从接收信号中减去,即完成对干扰信号 $y_r[n]$ 的抵消过程。值得注意的是, $y_{r1}[n]$ 中的系数 θ_{kp} 包含了线性重建过程的估计值 \widehat{h}_p ,因此本文所提干扰抵消方法不受线性重建精确程度的影响,残余的线性干扰可通过对式(11)的重建而得到。

式(11)可以改写为矩阵形式,即

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{X} \mathbf{A} \quad (13)$$

其中,矩阵 \mathbf{y}_r , \mathbf{X} 以及 \mathbf{A} 分别定义为 $\mathbf{y}_r = [y_r[0] \ y_r[1] \ \cdots \ y_r[N-1]]^T$, $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_0 \ \mathbf{X}_1 \ \cdots \ \mathbf{X}_{N-1}]^T$, $\mathbf{A} = [a_{n,0,0} \ \cdots \ a_{n,K,0} \ \cdots \ a_{n,K,(L+Q-1)}]^T$ 。其中, $\mathbf{X}_n = [x_{n,0,0} \ \cdots \ x_{n,K,0} \ \cdots \ x_{n,K,(L+Q-1)}]^T$, $x_{n,k,p} = x[n-p] |x[n-p]|^{2k}$ 。式(13)的解,即 \mathbf{A} 的估计值 $\widehat{\mathbf{A}}$,可由最小二乘法求得^[3]

$$\widehat{\mathbf{A}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y}_r \quad (14)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示对矩阵进行共轭转置。此时,残余干扰可由基带参考信号 $x[n]$ 进行重建,即

$$\widehat{r}_{\text{non}}[n] = \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} \widehat{a}_{nkp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k} \quad (15)$$

其中,重建的干扰信号包含了多径效应、功放非线性以及残余频偏的影响。将残余干扰信号 $y_r[n]$ 与重建信号 $\widehat{r}_{\text{non}}[n]$ 相减即可完成全部干扰抑制过程,最终残余的干扰信号为

$$\begin{aligned} e[n] &= y_r[n] - \widehat{r}_{\text{non}}[n] \\ &= \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^{L+Q-1} (a_{nkp} - \widehat{a}_{nkp}) x[n-p] |x[n-p]|^{2k} \end{aligned} \quad (16)$$

4 仿真与实验验证

4.1 仿真设置与结果

为了验证本文算法的可行性,首先利用MATLAB仿真软件进行干扰抵消性能仿真和评估。由式(15)可知,因多径效应带来的影响可以通

过增加记忆多项式的记忆阶数来消除，因此本文考虑 $L = 1$ 的场景来简化计算量，此时干扰信号对应为窄带形式。仿真中信号带宽设置为25 kHz，载波频率为100 MHz，发射功率为8~22 dBm。此外，功放模型系数的选取与文献[3]中的相同。在进行记忆多项式系数估计时，非线性阶数 K 取值为 $K = 5$ ，记忆深度 Q 分别取为 $Q = 3$ 与 $Q = 9$ 。

图2描述了干扰信号抵消效果与发射功率的关系，其中，经过功放后的发射功率取值为8~22 dBm。当输出功率增加时，功放造成的非线性失真影响随之增加，与此同时，线性干扰抵消能力下降显著。例如，当发射功率从12 dBm增加至20 dBm时，线性干扰抵消能力下降了约41 dB，此时干扰主要由功放的非线性失真造成，因此只采用线性消除无法抵消大多数残余干扰。当发射功率为18 dBm、记忆深度 Q 分别取为 $Q = 3$ 与 $Q = 9$ 时，采用本文所提的非线性抵消的方法能够分别提供67 dB与73 dB的干扰抵消能力，而此时线性干扰抵消能力下降至37 dB。此外，当发射功率大于16 dBm时，采用9阶记忆深度的干扰抵消能力优于采用3阶记忆深度时。

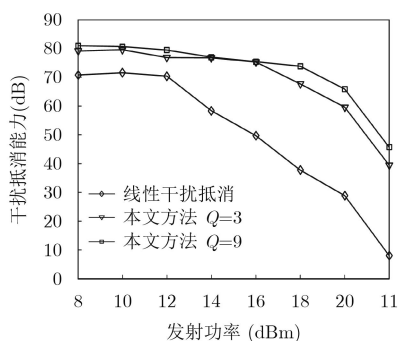


图2 干扰抵消能力与发射功率的关系

残余干扰的频谱如图3所示，其中发射功率为18 dBm。在图中所标示的频点处，线性干扰抵消方法只能抵消35 dB的线性干扰，此时残余的非线性干扰信号显著提升了接收机底噪。在相同频点处，使用本文所提非线性干扰抵消方法并采用3阶记忆深度的记忆多项式进行非线性重建，可以提供约68 dB的总干扰抵消能力。此外从图3也可以看出，采用9阶记忆深度的记忆多项式进行非线性重建，其干扰抵消能力优于采用3阶重建时约7 dB。

4.2 实验设置与结果

为了验证上述方法和仿真结果的有效性，本文搭建了硬件验证平台进行实验测试，图4展示了实验测试床相对应的模块连接关系。验证平台置于 $13.0 \times 12.5 \times 3.0 \text{ m}^3$ 的室内环境，其中，干扰发射机

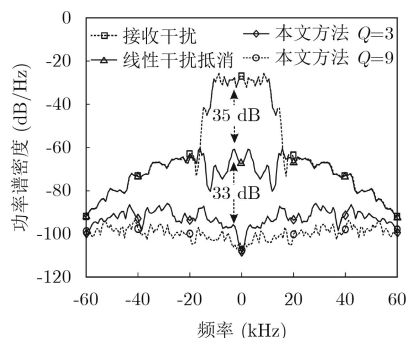


图3 仿真结果频谱

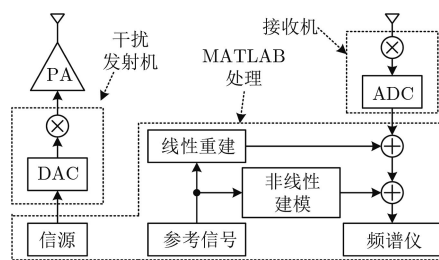


图4 实验测试床与各模块连接关系

与近端接收机为自制的基于MINI ITX架构的可重构高速信号处理平台。

实验设置过程如下：首先在仿真软件中将生成的比特信息通过网线加载至发射板卡；随后发射板卡将数字信号通过内置的DAC转换为模拟信号并上变频至射频信号；将两块增益为20 dB的功放(ZX60-V82-S+, Mini-Circuits)连接至发射板卡射频输出端口，调节衰减器使发射功率为18 dBm并通过发射天线发出；同理，接收天线收回干扰信号并通过接收板卡转换为数字基带信号；最后使用网线下载至电脑中进行干扰重建与抵消。

残余干扰的实验结果频谱如图5所示。在图中所标示频点处，线性干扰消除提供了约27 dB的干扰抵消能力。采用本文方法进行3阶记忆深度的非线性干扰重建，可以完成总共57 dB的干扰抵消能力。此外，采用9阶记忆深度的记忆多项式进行非线性干扰重建的效果要明显优于使用3阶时。实验

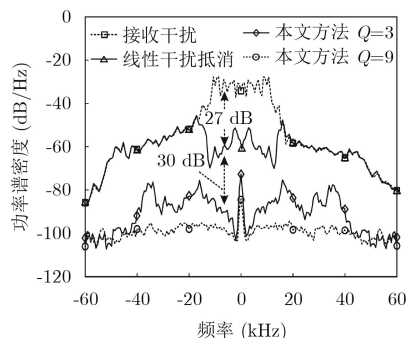


图5 实验结果频谱

结果与仿真结果相符,验证了本文所提非线性干扰抵消方法的有效性与其可行性。

5 结论

本文考虑同时同频扰中通系统场景,针对非线性干扰信号,提出了一种数字域非线性干扰抑制方法;本方法在接收端进行非线性建模,通过求解非线性模型系数,在接收机本地重建出非线性干扰分量,完成干扰抑制。通过仿真和实验结果表明,本文所提方法能够有效抑制扰中通系统中存在的非线性干扰,为同时同频扰中通技术的实现提供了理论支撑与方法参考。

参考文献

- [1] HONG S, BRAND J, CHOI J I, *et al.* Applications of self-interference cancellation in 5G and beyond[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 114–121. doi: [10.1109/MCOM.2014.6736751](https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6736751).
 - [2] 王俊,赵宏志,卿朝进,等.同时同频全双工场景中的射频域自适应干扰抵消[J].*电子与信息学报*, 2014, 36(6): 1435–1440. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.01187](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.01187).
WANG Jun, ZHAO Hongzhi, QING Chaojin, *et al.* Adaptive self-interference cancellation at RF domain in co-frequency co-time full duplex systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(6): 1435–1440. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.01187](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.01187).
 - [3] LIU Ying, ROBLIN P, QUAN Xin, *et al.* A full-duplex transceiver with two-stage analog cancellations for multipath self-interference[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 65(12): 5263–5273. doi: [10.1109/TMTT.2017.2752167](https://doi.org/10.1109/TMTT.2017.2752167).
 - [4] LI Chenxing, ZHAO Hongzhi, WU Fei, *et al.* Digital self-interference cancellation with variable fractional delay FIR filter for full-duplex radios[J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(5): 1082–1085. doi: [10.1109/LCOMM.2018.2810270](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2018.2810270).
 - [5] ZHANG Guangchi, XU Jie, WU Qingqing, *et al.* Wireless powered cooperative jamming for secure OFDM system[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(2): 1331–1346. doi: [10.1109/TVT.2017.2756877](https://doi.org/10.1109/TVT.2017.2756877).
 - [6] MA Hui, CHENG Julian, WANG Xianfu, *et al.* Robust MISO beamforming with cooperative jamming for secure transmission from perspectives of QoS and secrecy rate[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(2): 767–780. doi: [10.1109/TCOMM.2017.2765637](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2765637).
 - [7] PARK K H, WANG Tian, and ALOUINI M S. On the jamming power allocation for secure amplify-and-forward relaying via cooperative jamming[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(9): 1741–1750. doi: [10.1109/JSAC.2013.130908](https://doi.org/10.1109/JSAC.2013.130908).
 - [8] ZHENG Gan, CHOO L C, and WONG K K. Optimal cooperative jamming to enhance physical layer security using relays[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(3): 1317–1322. doi: [10.1109/TSP.2010.2092774](https://doi.org/10.1109/TSP.2010.2092774).
 - [9] SCOTT K E and OLASZ E B. Simultaneous clock phase and frequency offset estimation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1995, 43(7): 2263–2270. doi: [10.1109/26.392969](https://doi.org/10.1109/26.392969).
 - [10] QUAN Xin, LIU Ying, PAN Wensheng, *et al.* A two-stage analog cancellation architecture for self-interference suppression in full-duplex communications[C]. 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Honolulu, USA, 2017: 1169–1172. doi: [10.1109/MWSYM.2017.8058808](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2017.8058808).
 - [11] AHMED E and ELTAWIL A M. All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(7): 3519–3532. doi: [10.1109/TWC.2015.2407876](https://doi.org/10.1109/TWC.2015.2407876).
 - [12] BHARADIA D, MCMILIN E, and KATTI S. Full duplex radios[J]. *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 2013, 43(4): 375–386. doi: [10.1145/2534169.2486033](https://doi.org/10.1145/2534169.2486033).
 - [13] SIMON H. Adaptive Filter Theory[M]. 5th ed. Upper Saddle River, New Jersey, Pearson Education, Inc, 2014: 245–253.
- 李晨兴: 男, 1993年生, 博士生, 研究方向为非线性信号处理、通信抗干扰技术等。
郭文博: 男, 1994年生, 博士生, 研究方向为无线通信信号处理、通信抗干扰技术等。
刘颖: 男, 1985年生, 博士, 讲师, 研究方向为非线性信号处理、数字预失真技术等。
沈莹: 男, 1980年生, 副教授, 研究方向为无线通信信号处理、通信抗干扰技术等。
赵宏志: 男, 1978年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为同时同频全双工、通信抗干扰技术等。
唐友喜: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信中的数字信号处理。