

自适应相关性消除算法下的非线性盲均衡

彭玄^{1,2} 邱昕^{1,2} 慕福奇^{1,2} 冷永清^{1,2}

(1. 中国科学院微电子研究所, 北京, 100029; 2. 中国科学院大学, 北京, 100049)

摘要: 针对现代宽带软件无线电接收机的动态性能受到接收器件非线性效应影响而恶化的问题, 本文提出基于 Wiener 接收模型的自适应相关性消除算法实现对非线性信道的盲均衡。该算法以正交频分复用技术 (Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 信号为例, 利用接收信号间和数据间的独立不相关性, 先对宽带信号与残余谐波进行相关性检测, 再根据相关性进行自适应更新补偿模型权重, 消除相关性, 从而抑制系统非线性。仿真结果表明, 相比于过去的算法, 该算法在存在大信号干扰的情况下, 能大大抑制信号的非线性, 使得微弱信号误码率下降, 大幅提高了接收系统的灵敏度, 且计算复杂度较低。

关键词: 宽带软件无线电; 非线性; 盲均衡; 自适应相关性消除算法

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A

Nonlinear Blind Equalization Based on Adaptive Correlation Elimination Algorithm

Peng Xuan^{1,2}, Qiu Xin^{1,2}, Mu Fuqi^{1,2}, Leng Yongqing^{1,2}

(1. Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing, 100029, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing, 100049, China)

Abstract: The performance of modern wide band software radio receiver (SDR) is deteriorated by nonlinear receiver with memory effect. Thus this paper puts forward a blind nonlinear equalization method called adaptive correlation elimination algorithm to suppress the nonlinear effect of Wiener receiver. Owing to independence of signals, taking the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal as an example, the algorithm detects correlation between signal and its remaining harmonic so that it can adjust the weights of nonlinear compensation model adaptively. The simulation result suggests that the algorithm can suppress the nonlinear effect of receiver under the large interference, reduce the error rate of weak signal, and enhance sensitivity of receiver, with low complexity.

Key words: wideband SDR; nonlinear; blind equalization; adaptive correlation elimination algorithm

引 言

随着无线通信的飞速发展, 软件无线电和认知无线电对接收机的带宽要求越来越高, 接收器件支持的带宽越来越宽, 已经能够承载更多和更宽的信号。过去窄带接收机并不需要接收多个时频特征不同

的强弱信号,ADC等器件非理想特性不明显,因而不会在接收时产生互相干扰。如今软件无线电所要接收的是各种宽带信号,宽带信号往往峰均比比较高,而且可能存在强干扰信号。因此接收器件进入非线性区时微弱的信号被强干扰信号和宽带信号的谐波严重干扰,导致通信性能严重下降,故迫切需要提高宽带接收机的动态性能。

为了提高超宽带软件无线电接收机的动态性能,需要进一步提高接收机的线性度,对接收机高接收信号进行非线性补偿,且一般使用参数化模型的数字后补偿算法。超宽带数字接收机可以被建模成 Hammerstein 模型、Wiener 模型或 Volterra 模型^[1-8],虽然 Volterra 模型特性最好,但是其参数随着非线性记忆效应指数性增长,实际应用受到限制,因此 Wiener 等简化模型更有吸引力^[6-7,9]。在存在特定激励信号的情况下,可以结合过参数方法^[9-10],采用最小均值(Least mean square, LMS)算法和递归最小二乘(Recursive least square, RLS)算法得到相关模型的系数,但是非线性信号的盲补偿可以进一步提高频谱利用率,因而更具吸引力。对于记忆效应的盲均衡,一般使用常模算法、子空间等算法进行盲均衡^[11],目前的研究取得比较显著的效果,但对于非线性的盲均衡依然困境重重。过去几十年里,不少学者对 Wiener 等非线性记忆模型进行参数盲识别和均衡;文献[1,12]改进高阶统计量对弱非线性盲识别的方法可以成功对弱非线性进行盲识别,但无法自适应求解难以跟踪器件特性;文献[2]使用大信号带外功率最小的准则进行自适应盲辨识和补偿,但是存在带外大信号或干扰带来的收敛困难问题;文献[3,4]在接收信号前先加入已知的随机小信号,然后在接收电路对接收非线性模型系数进行辨识获得比较好的性能,但是缺乏灵活性和算法移植性;文献[7]使用基于多小波双变换的常模算法,但是该算法无法对接收机多个信号的相互干扰进行补偿且无法用于非常模的正交频分复用技术(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)信号。除此之外还有预编码、过采样等方法^[8-9,12-13]。由于这些方法都有各自的缺陷,因而没有在实际通信系统中得到大规模应用。

本文针对上述非线性盲均衡算法对接收信号特性和接收器件要求比较高的缺陷,首先分析了接收机的非线性记忆模型,以 OFDM 信号为例,分析 OFDM 系统的信号特点,利用信号间的独立性,采用余弦定理对 OFDM 信号与该信号残余谐波进行相关性检测,再对盲均衡的权重值进行自适应调整,从而大幅降低了非线性效应。该算法克服了文献[2]对带外大干扰敏感的特点,比文献[7,11]更适用于非常模的信号。仿真结果证明了该算法的有效性和可靠性,且在记忆效应下也有比较好的效果。

1 接收机非线性信道模型与 OFDM 调制

1.1 非线性接收机信道模型

本文主要考虑接收端的非线性。由于现实中宽带接收机需要接收各个时频特征不同的信号,尤其存在一些宽带信号和强干扰信号,导致接收器件进入非线性区,在频谱上表现为大信号的各次谐波。非线性使得微弱的信号被强干扰信号和宽带信号的谐波严重干扰,为了补偿这种非线性,需要对接收系统的非线性进行建模。

非线性记忆系统可以被表征为 Volterra 模型,被视为泰勒级数在时间域上的推广,有限阶有限记忆深度的 Volterra 级数可以表示为^[3]

$$y(n) = \sum_{k=0}^P \sum_{m_1=1}^M \cdots \sum_{m_k=1}^M h_k(m_1, \dots, m_k) \prod_{j=1}^k x(n - m_j)$$

由于 Volterra 的系数随着非线性阶数和记忆深度指数增长,大幅增加了运算复杂度,因而实际运用一般将非线性记忆系统简化为 Wiener 模型或者 Hammerstein 模型,Wiener 模型可以看作是线性模块和非线性模块的级联,Hammerstein 模型则相反,如图 1

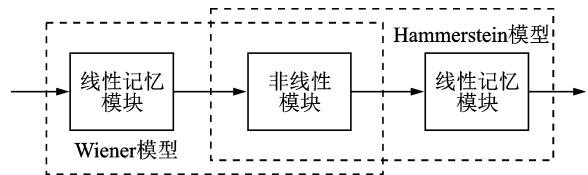


图 1 Wiener 模型和 Hammerstein 模型
Fig. 1 Wiener model and Hammerstein model

所示。

考虑到信号首先通过带限时变信道(线性记忆效应比较严重),才受到 ADC 直流增益的非线性^[14]干扰,所以在不考虑发射非线性时把接收路径简化为 Wiener 模型比较合适,该模型的数学形式一般为

$$y(n) = \sum_{k=0}^P h_{1k}(m_1, \dots, m_M) \left(\sum_{j=0}^M h_{2j}x(n-m_j) \right)^P$$

1.2 P 阶非线性逆模型

当非线性记忆带通系统非线性较弱时,非线性传输函数是一个单调函数,此时存在一个逆函数能够将其抵消^[13],本文涉及的弱非线性系统就是一个单调函数。对于 Wiener 失真模型,一般采用级联顺序相反的 Hammerstein 模型作为逆模型进行补偿而不失真^[15],即先用一个 P 阶非线性逆模型补偿非线性,再用一个线性均衡器消除记忆效应。为了抑制低阶的非线性,P 阶非线性逆模型会引入更高阶的非线性项,因此为了进一步抑制非线性,可以使用更高阶的 P 阶非线性逆模型抑制非线性。对于三阶非线性系统,如式(1)所示,采用五阶的 P 阶逆模型,如式(2)所示,可以计算得到式(3),其中忽略一些数值比较小的项。

$$y_k = x_k + ax_k^2 + bx_k^3 \quad (1)$$

$$y'_k = y_k + cy_k^2 + dy_k^3 + ey_k^4 + fy_k^5 \quad (2)$$

$$\begin{cases} c = -a \\ d = -(ac + b) \\ e = -(bc + ad) \\ f = -(acd + bd) \end{cases} \quad (3)$$

1.3 OFDM 调制

本文使用 OFDM 信号进行测试,和文献[7, 11]的常模算法不同,本算法适用于非常模的信号。OFDM 是一种多载波通信技术,是 4G, Wifi 等通信系统的主要调制方式。它将一个 MQAM 复信号矢量 $(\mathbf{X}_n, 0 \leq n \leq N-1)$ 通过离散傅里叶逆变换(IFFT)转化到时域,基带复信号时域波形可以表示为

$$x_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{X}_n e^{i\frac{2\pi nk}{N}} = \frac{1}{N} [\mathbf{X}_0 + \mathbf{X}_1 e^{i\frac{2\pi k}{N}} + \mathbf{X}_2 e^{i\frac{2\pi 2k}{N}} + \dots + \mathbf{X}_{N/2-1} e^{i\frac{2\pi(N/2-1)k}{N}} + \mathbf{X}_{N/2} e^{i\frac{2\pi(N/2)k}{N}} + \mathbf{X}_{N/2+1} e^{i\frac{2\pi(-N/2+1)k}{N}} + \dots + \mathbf{X}_{N-1} e^{-i\frac{2\pi k}{N}}] \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (4)$$

再将该时域信号后面一部分时域波形复制到波形前面构成循环前缀,然后将该基带信号调制到更高的频点上。

OFDM 最大的特点是不同频点的数据在一个符号周期内积分的结果相互正交。除此之外,由于信号本身的随机性,信号频域上各个载波的数值(期望值为 0)都是独立的,互不相关,甚至和带宽外的噪声也是不相关的,也就是说当信号没有失真时,在接收端对信号做 FFT 后,任意两个载波 f_{c1} , f_{c2} 的数值都是互不相关的,即

$$R(X_{f_{c1}}, X_{f_{c2}}) = E(X_{f_{c1}} X_{f_{c2}}) = 0 \quad (5)$$

2 自适应相关性消除算法

2.1 相关性检测原理

当有强干扰信号混入 ADC 采样带宽内或者不同功率电平的信号输入系统时,会发生非线性干扰,导致有用信号之间、干扰和有用信号之间产生干扰,误码率上升。这种干扰来自两方面,一是谐波干扰,二是奇次非线性项导致的频谱增生问题。不考虑记忆效应时,由式(4)可将非线性系统的输出时域波形表示为

$$y_k = x_k + ax_k^2 + bx_k^3 + \dots = \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{X}_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}}\right) + a \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{X}_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}}\right)^2 + b \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{X}_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}}\right)^3 + \dots = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{X}_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + a \frac{1}{N^2} \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} \mathbf{X}_{n_1} \mathbf{X}_{n_2} e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + b \frac{1}{N^3} \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} \sum_{n_3=0}^{N-1} \mathbf{X}_{n_1} \mathbf{X}_{n_2} \mathbf{X}_{n_3} e^{\frac{j2\pi(n_1+n_2+n_3)k}{N}} + \dots \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (6)$$

根据文献[16],信号的频谱增生往往是由于奇次项,而且奇次谐波和互调项的系数密切相关,故采用 P 阶逆模型消除谐波时也会消除奇次互调项。因此可以通过识别谐波项的系数来抑制非线性,由式(4,6)可得对于带宽占据频点 $n_a \leq n \leq n_b$ 的带通信号,谐波项频点值可以表示为

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{2n} = a \sum_{n_1=0}^{2n} \mathbf{X}_{n_1} \mathbf{X}_{2n-n_1} \\ \mathbf{X}_{3n} = b \sum_{n_1=0}^{3n} \sum_{n_2=0}^{3n} \mathbf{X}_{n_1} \mathbf{X}_{n_2} \mathbf{X}_{3n-n_1-n_2} \\ \dots \end{cases} \quad (7)$$

根据独立性分析的思想,可以通过信号间的不相关性辨识各阶非线性的强弱。已知只有 $\mathbf{X}_n^2, \mathbf{X}_n^3$ 项与 \mathbf{X}_n 相关,将原信号对应频点的数值与二次和三次谐波项的数值取相关,由式(5,7)可得

$$R(\mathbf{X}_n \mathbf{X}_{2n}) = E(\mathbf{X}_n \cdot a \sum_{n_1=0}^{2n} \mathbf{X}_{n_1} \mathbf{X}_{2n-n_1}) = a \sum_{n_1=0}^{2n} E(\mathbf{X}_n \mathbf{X}_{n_1} \mathbf{X}_{2n-n_1}) = aE(\mathbf{X}_n^3) \quad (8)$$

$$R(\mathbf{X}_n \mathbf{X}_{3n}) = E(\mathbf{X}_n \cdot b \sum_{n_1=0}^{3n} \sum_{n_2=0}^{3n} \mathbf{X}_{n_1} \mathbf{X}_{n_2} \mathbf{X}_{3n-n_1-n_2}) = b \sum_{n_1=0}^{3n} \sum_{n_2=0}^{3n} E(\mathbf{X}_n \mathbf{X}_{n_1} \mathbf{X}_{n_2} \mathbf{X}_{3n-n_1-n_2}) = bE(\mathbf{X}_n^4) \quad (9)$$

考虑通道内噪声时得到的结果也相同,因为噪声与信号也是不相关的。由于信号通过线性记忆系统时频点间信息的独立性没有被破坏,假设线性记忆系统的频率响应在频率 k 的值为 $H(k)$,那么该系统输出信号在该频率下的数值为 $\mathbf{Y}(k) = H(k)\mathbf{X}(k)$,对于式(8,9)结果影响不大,各个频点的值仍然不相关。但是实际运算中频点值是复数, P 阶逆模型的权重是实数,使用式(8,9)容易在权重迭代更新中引入复数而收敛失败,因此可以进一步改进该算法方便迭代运算。由于频点值是复数,可以把频点值 MQAM 信号看成是二维矢量,各个频点的信号是互不相关的矢量,因此取互相关时为 0,有些矢量比较大,有些矢量比较小,可以用矢量的模进行归一化,最后得到式(10)表征信号 m 阶非线性的强弱。

$$err(m) = E\left(\frac{|\mathbf{X}_n^m \cdot \mathbf{X}_{mn}|}{|\mathbf{X}_n^m| \cdot |\mathbf{X}_{mn}|}\right) \quad n_a \leq n \leq n_b \quad (10)$$

式(10)为矢量分析中的余弦定理,而余弦定理在矢量分析中就是为了表征两个矢量相关性的强弱,该相关性检测算法也在现代推荐系统领域广泛使用。和独立成分分析不同的是,独立成分分析主要用于盲信号分离,本算法用于信号非线性程度的检测。

2.2 自适应相关性消除算法原理

基于上文分析,本文提出如图 2 所示的非线性盲均衡系统模型。

对于该系统模型,以 OFDM 信号为例给出自适应相关性消除算法(Adaptive correlation elimination algorithm, ACE)实现步骤如下:

(1)对接收信号通过一个 P 阶逆模型,运算如式(1)所示,其中 P 阶逆模型的权重 H 初始化为 $[1 \ 0 \ \dots]$ 。

$$y'_k = [y_k \ y_k^2 \ y_k^3 \ \dots] * H(k) \quad (11)$$

(2)计算输出信号的各次项($m \geq 2$),并对各次项做 FFT 变换,获取原信号和各次谐波对应的频点值,即 m 次项提取 m 次谐波频点的值,表示为

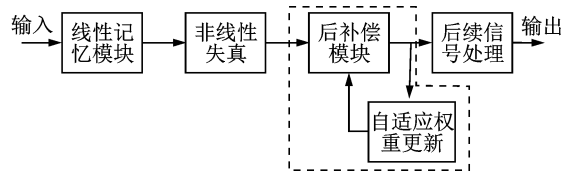


图 2 非线性盲均衡系统模型

Fig. 2 Nonlinear blind equalization system model

$$Y_n(k) = \text{FFT}(y'_k)(n) \quad n_a \leq n \leq n_b \quad (12)$$

$$Y_{mn}(k) = \text{FFT}(y'_k{}^m)(mn) \quad n_a \leq n \leq n_b \quad (13)$$

(3) 根据式(10)可求得各阶非线性强弱,使用式(14,15)实现,其中式(15)对相关性求平均可以降低噪声的影响。

$$\text{err}(n, m, k) = \frac{|Y_n \cdot Y_{mn}|}{|Y_n| \cdot |Y_{mn}|} \quad (14)$$

$$\text{err}(k; m) = \frac{\sum_{n=n_a}^{n_b-1} \text{err}(n, m, k)}{n_b - n_a} \quad (15)$$

(4) 采用式(16)对 P 阶逆模型的权重进行迭代更新,这里不采用 LMS 算法是因为 LMS 算法涉及到梯度计算,增加了运算量,但是效果并没有得到改善。

$$H(k) = H(k-1) + 2 * um * \text{err}(k)' \quad (16)$$

式中 um 为步长因子,控制收敛速度。

2.3 算法复杂度分析

本文只对 ACE 算法单次运算所需的乘法次数进行计算量衡量;考虑 N 阶非线性,对 M 个信号进行相关性检测,式(11)需要 $(2N-1)M$ 次乘法,对于式(12,13)的 FFT 运算则总共需要 $NM \log(M)$ 次乘法,式(14,15)需要 $4M$ 次乘法,考虑到求模运算比较复杂,实际应用时可以考虑使用其他运算方法,如查表法代替,最后式(16)只需要 2 次乘法。因此算法单次运算的计算复杂度为 $O(NM \log(M))$,显然计算量不大,比文献[2]的 $O(LMN) + O[N^3]$ 的复杂度大大降低。

3 仿真结果与性能分析

为了验证自适应相关性消除算法的可靠性和有效性,本文以 8 MB 带宽的 OFDM 信号为例进行仿真验证,并与文献[2]的非线性盲均衡算法进行比较,其中 ADC 采样率为 200 MHz,位宽为 18 位,不考虑发射端的非线性。实验一在强非线性下通过测量无杂散动态范围(Spurious free dynamic range, SFDR)和微弱信号的误码率验证本算法对微弱信号的补偿作用;实验二在记忆效应和弱非线性条件下验证本算法的可靠性。

3.1 实验一:强非线性信道均衡仿真实验

使用两个功率相差 40 dBm 的 OFDM 信号对进行仿真和数字后处理,信噪比为 50 dB。取无记忆非线性系数 $A = [1 \ 0.035 \ -0.011]$,算法使用五阶非线性逆模型,大信号载频为 10 MHz,小信号载频为 20 MHz,小信号载波在大信号二次谐波位置处,采用 16QAM 调制。

图 3 是经过处理前的频谱,可以很明显看到小信号被大信号的谐波干扰,而且信号有比较大的奇次交调项(所占带宽变大)。使用 ACE 算法和文献[2]算法处理后,信号质量大大改善,如图 4 所示,在信

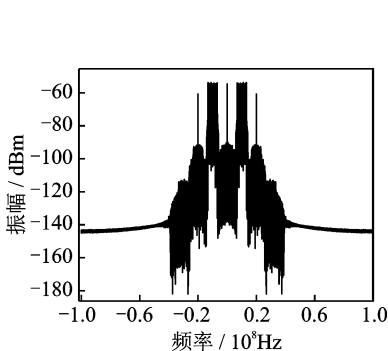


图 3 信号处理前的频谱图

Fig. 3 Spectrum before signal processing

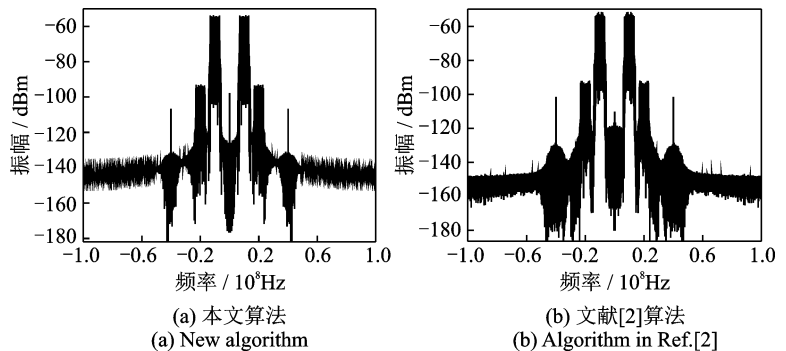


图 4 不同算法处理后的频谱图

Fig. 4 Spectrum after signal processing by different algorithms

号功率比较低的情况下 SFDR 改善了大约 40 dB。ACE 算法和文献[2]的算法相比,在强非线性和带外无大干扰的情况下性能相近。处理前小信号的星座图如图 5 所示,点的分布比较杂乱,导致判决容易发生错误,误码率比较高,达到 0.23。处理后小信号的星座图如图 6 所示,可以发现点的分布完全正确,判决成功率很高,误码率大大降低,几乎为 0。

为了检验算法的有效性,设定信噪比在 10~60 dB 的范围内变化,计算小信号的误码率,如图 7 所示。由图 7 可以看出:经过不同算法处理后高信噪比时误码率大大下降,效果和文献[2]算法相近;低信噪比时处理的信号误码率优于没有经过算法处理的情况,这和图 5,6 的结果相符合。

经过盲辨识后,得到逆模型的权重值为 $[1 \ -0.035 \ 8 \ 0.013 \ 8 \ 0.000 \ 138 \ 0.000 \ 041 \ 4]$,由式(3)可得理想权重值为 $[1 \ -0.035 \ 0.012 \ 25 \ 0.000 \ 035 \ 0.000 \ 148]$,和理论比较符合;精度达到 40~60 dB,和 SFDR 结果比较符合。

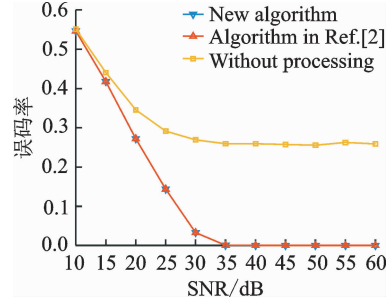
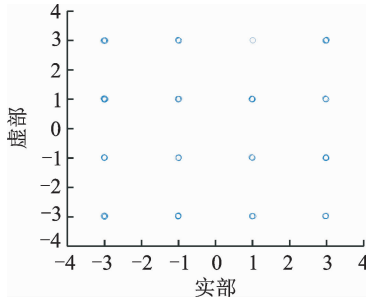
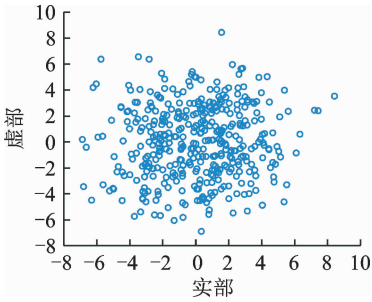


图 5 信号处理前小信号的星座图
Fig.5 Constellation map before signal processing

图 6 信号处理后小信号的星座图
Fig.6 Constellation map after signal processing

图 7 不同信噪比下的误码率
Fig.7 BER rate of different signal-to-noise ratio

3.2 实验二:弱非线性记忆效应信道仿真实验

当无记忆非线性系数 $\mathbf{A}=[1 \ 0.002 \ 5 \ 0.000 \ 8 \ 0.000 \ 4 \ 0.0000 \ 8]$,两个 OFDM 信号功率相等时,记忆效应建模为瑞利衰落信道,记忆效应的功率谱可以用图 8 表示。输入的两个信号功率相同,载波频率分别为 10 MHz 和 60 MHz,当使用本文提出的算法时,经过迭代稳定后,多次谐波被稳定抑制,奇次交调项引起的频谱增生问题也被解决,如图 9 和图 10(a)所示。

实验二比实验一非线性程度更低,也就是说该算法对强非线性和弱非线性都有比较优良的抑制效果,此时 SFDR 改善了超过 40 dB。与文献[2,5,6,14]相比,对大信号的频带支持范围更广。相关性随着迭代次数的变化如图 11 所示,可以看到迭代不到 100 次就有比较好的效果。

与文献[2]中的算法比起来,该算法最大的改善体现在对带外干扰的容忍程度,对于小信号非线性的补偿,即实验一的信道情况下,ACE 算法与文献[2]的算法改善效果差不多,但是对于载波频率相距

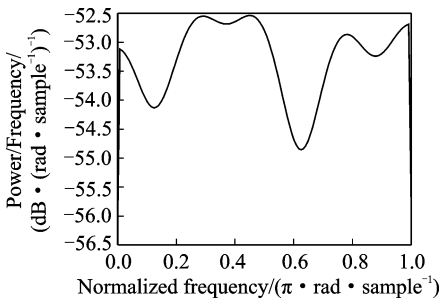


图 8 记忆效应功率谱
Fig.8 Spectrum of memory effect

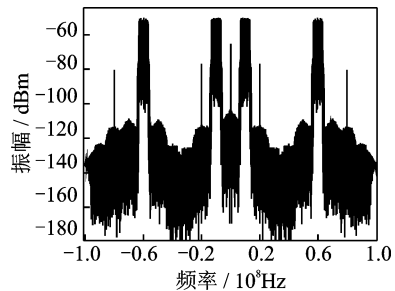


图 9 信号处理前的频谱
Fig.9 Spectrum before signal processing

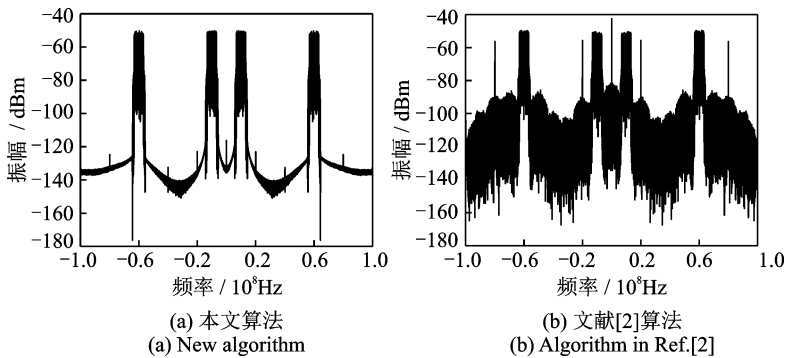
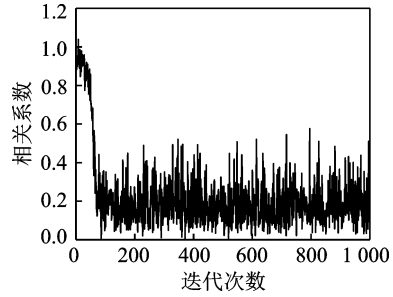


图 10 不同算法处理后的频谱图

Fig. 10 Spectrum after signal processing by different algorithms

图 11 相关性随迭代次数变化曲线
Fig. 11 Correlation change curve with the number of iterations

比较远且功率相当的两个信号,文献[2]的算法会发生不收敛的现象,如图 10(b)所示,而本文算法依然可以正常收敛并对非线性进行补偿,故本文算法比文献[2]算法具有更强的实践意义。

综合上述实验,本文提出的自适应相关性检测算法能显著抑制超宽带软件无线电接收机的非线性,微弱信号也被显著改善,在带外存在不同时频特征信号干扰的情况下也能很好地提高整个接收系统的灵敏度,具有较好的系统非线性跟踪能力。

4 结束语

为了增强超宽带软件无线电接收机的接收灵敏度和动态性能,本文基于 Wiener 接收模型提出可实现非线性盲均衡的自适应相关性消除算法。该线性化技术针对信号间独立且互不相关的特点,不需要事先获得激励信号校正,根据信号残余谐波与该信号的相关性采用余弦定理对盲均衡的权重值进行迭代调整以跟踪器件性能。通过仿真可知该算法可以提高 36 dB 以上的 SFDR,提高了接收系统的灵敏度,有效改善了接收机的动态性能。

参考文献:

- [1] Xiao H, Hong M. Blind identification of weak nonlinear system based on normalized kurtosis[C]//Communications and Mobile Computing (CMC), 2010 International Conference on. [S.l.]:IEEE, 2010, 3: 12-16.
- [2] 彭勇, 马洪, 金江, 等. 宽带接收机前端非线性的盲辨识与数字后补偿方法[J]. 通信学报, 2011, 32(4):119-125.
Peng Jun, Ma Hong, Jin Jiang, et al. Blind identification and digital calibration method of broadband receiver front-end non-linearity[J]. Journal on Communications, 2011, 32(4):119-125.
- [3] Xiao H, Hong M, Juan P, et al. State-of-the-art in Volterra series modeling for ADC nonlinearity[C]//Modeling & Simulation, 2008, AICMS 08, Second Asia International Conference on. [S.l.]:IEEE, 2008: 1043-1047.
- [4] Lee S C, Chiu Y. A 15-MHz bandwidth 1-0 MASH sigma delta ADC with nonlinear memory error calibration achieving 85-dBc SFDR[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2014, 49(3): 695-707.
- [5] Jin J, Peng J. Dynamic pre-compensation of memory nonlinear distortion for high-speed signal generator based on Volterra inverse[C]//Communications and Mobile Computing (CMC), 2010 International Conference on. [S.l.]:IEEE, 2010: 142-146.
- [6] Liang P, Hong M. Blind identification and real-time calibration of memory nonlinearity based on RLS algorithm[C]//Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS), 4th International Conference on. [S.l.]:IEEE, 2010: 1-9.
- [7] 郭业才, 费赛男, 王惠. 基于多小波双变换的非线性卫星信道盲均衡算法[J]. 电子学报, 2016(10):2384-2390.
Guo Yecai, Fei Sainan, Wang Hui. Nonlinear satellite channel blind equalization algorithm based on multi-wavelet double transformation[J]. Acta Electronica Sinica, 2016(10):2384-2390.
- [8] Kibangou A Y. Blind receivers for MISO Communication systems using a nonlinear precoder[C]//Signal Processing Conference, 2010 18th European. [S.l.]:IEEE, 2010: 1140-1144.
- [9] Risuleo R S, Bottegal G, Hjalmarsson H. A new kernel-based approach to overparameterized Hammerstein system identification[C]//Decision and Control (CDC), 2015 IEEE 54th Annual Conference on. [S.l.]:IEEE, 2015: 115-120.
- [10] Bai E W, Fu M. A blind approach to Hammerstein model identification[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(7): 1610-1619.

- [11] 张婷,王彬,杨宾. 一种改进的时变 SIMO 信道常模盲均衡算法[J]. 数据采集与处理,2015,30(3):606-616.
Zhang Ting, Wang Bin, Yang Bin. Improved CM-based blind equalization algorithm of time-varying SIMO channel[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2015,30(3):606-616.
- [12] Dogancay K. Blind compensation of nonlinear distortion for bandlimited signals[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2005, 52(9): 1872-1882.
- [13] Duarte L T, Jutteny C, Rivet B, et al. Source separation of baseband signals in post-nonlinear mixtures[C]//Machine Learning for Signal Processing, 2009,IEEE International Workshop on. [S.l.]:IEEE, 2009: 1-6.
- [14] Cheng J H, Lin Y H, Tseng C H. Identification of Volterra kernels for nonlinear communication systems with OFDM inputs [C]//Systems and Informatics (ICSAI), 2nd International Conference on. [S.l.]:IEEE, 2014: 860-865.
- [15] Tsimbinos J, Lever K V. Sampling frequency requirements for identification and compensation of nonlinear systems[C]//Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP-94, IEEE International Conference on. [S.l.]: IEEE, 1994: III/513-III/516.
- [16] Benedetto S, Biglieri E, Daffara R. Modeling and performance evaluation of nonlinear satellite links—A Volterra series approach[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1979(4): 494-507.

作者简介:



彭玄(1992-),男,硕士研究生,研究方向:非线性信号处理, E-mail: pengxuan@ime.ac.cn.



邱昕(1980-),男,博士,研究员,研究方向:无线通信。

慕福奇(1980-),男,研究员,研究方向:无线通信。

冷永清(1981-),男,博士,助理研究员,研究方向:微波固态功率技术、高效率功率放大器、微波发射机和接收机。

(编辑:张黄群)