

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2415599

# 基于修正频域滤波器的信号波形畸变校正方法<sup>\*</sup>

王胜华 赵晨博 邓宇坤 徐家宁 贺鹏超

(西安邮电大学通信与信息工程学院(人工智能学院) 西安 710061)

**摘要:** 针对窄脉冲信号经过放大、变频等模拟器件发生波形畸变问题,提出一种基于修正频域滤波器的信号波形畸变校正方法。传统校正方法仅利用有效带宽内信号进行校正,校正后脉冲时域性能较差。为提高校正精度,保证信号时域波形特性,本文利用有效带宽及带外部分高频区域频率响应求解信号波形畸变校正滤波器;但带外频段校正滤波器频谱起伏波动较大,并伴随较多尖峰、毛刺,无法直接用于求解校正滤波器系数。本文对幅频和相频响应校正曲线进行中值滤波后,进行多项式拟合,通过优化求解校正滤波器阶数和系数获得良好的波形校正性能。最后,通过实测数据验证了本文方法的有效性。

**关键词:** 窄脉冲;波形畸变;校正;滤波器

中图分类号: TN914 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.4030

## Waveform distortion correction method for signals based on modified frequency domain filter

Wang Shenghua Zhao Chenbo Deng Yukun Xu Jianing He Pengchao

(School of Communications and Information Engineering &amp; School of Artificial Intelligence, Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710061, China)

**Abstract:** For the waveform distortion of narrow pulse signal after amplification, frequency conversion and other analog devices, a waveform distortion correction method for signals based on modified frequency domain filter is proposed. Traditional distortion correction methods only use signals within the effective bandwidth. It results in poor time domain performance after waveform distortion correction. To improve the distortion correction accuracy and ensure the time domain waveform characteristics of the signal, the proposed method uses the frequency responses of the effective bandwidth and the partial high-frequency region outside the bandwidth to solve the waveform distortion correction filter. But the spectrum of the distortion correction filter fluctuates greatly and has many spikes and burrs in the high-frequency region outside the bandwidth. It can't be directly used to solve the coefficients of the waveform distortion correction filter. The proposed method applies median filtering to the amplitude-frequency response correction curves and phase-frequency response correction curves, followed by polynomial fitting. Better waveform correction performance has been achieved by optimizing the order and coefficients of the waveform distortion correction filter. Finally, the real data processing results verified the effectiveness of the proposed method.

**Keywords:** narrow pulse; waveform distortion; correction; filter

## 0 引言

对于雷达、通信、导航等无线电设备,信号都要经过功率放大器、混频器、滤波器等模拟器件,而模拟器件受工艺水平、环境温度、环境湿度和使用时间等影响,器件性能会发生变化,模拟器件的适配性能变差,出现带宽调制以及一些寄生效应等,输入信号经过模拟器件后输出波形相比输

入波形会发生变化,被称之为畸变。这种会造成信号畸变的系统称为失配系统<sup>[1]</sup>。系统失配造成的输入输出波形差异会对后续的信号处理造成不利影响,难以得到输入波形的精确参数和性能。

早期因通道失配导致波形畸变的校正大多采用模拟的方法,由于模拟器件自身就存在着失配和畸变,这类方法的畸变校正精度比较有限。通过数字技术来减小模拟电路中

收稿日期:2024-03-08

\*基金项目:陕西省自然科学基础研究计划(2024JC-YBMS-555)、航天771所创新基金(771CX2023003)项目资助

非理想因素造成信号波形畸变影响是目前的发展趋势<sup>[2-3]</sup>。基于数字信号处理算法的信号波形畸变校正方法具有较高的工程应用性,造成信号畸变的失配系统可以认为是在理想系统上附加了一个畸变滤波器,因此可以通过在信号处理前端添加数字校正滤波器来补偿系统失配特性<sup>[4]</sup>,实现输入信号波形畸变校正。

文献[4]针对几千甚至上万通道的大型、宽带、数字相控阵,给出一种基于频域均衡的宽带 DBF 通道校正算法,对功率放大器、混频器、滤波器等模拟器件造成的通道失配采用频域均衡法求解 FIR 滤波器作为均衡器,进行均衡补偿;文献[5]针对移相器、馈电网络和机械机构等引起幅度和相位误差,提出一种改善相控阵雷达收发通道幅相误差的校准方法,根据实测阵面方向图和期望方向图反推求得阵列各通道误差特性频谱,以此来对相控阵各通道幅度相位误差进行修正;文献[6]对于宽带数字阵列雷达通道失配进行研究,通过插入 FIR 滤波器来补偿各通道间失配,比较可知频域均衡方法性能优于时域均衡方法,且选择理想通道作为参考通道,要优于选择待均衡通道中的任一通道作为参考通道。基于数字信号处理算法校正通道幅相误差即校正信道失配造成的宽带信号波形畸变目前存在的主要问题是波形畸变数字校正滤波器求解困难,计算量大<sup>[7-11]</sup>;信号波形畸变校正性能受样本数目影响较大;信号波形畸变校正的自适应性<sup>[12-14]</sup>不强,样本时间之外的输出结果与参考信号偏差较大;对大带宽信号校正<sup>[6,14-18]</sup>效果不理想,且上述方法利用有效带宽内频谱求解 FIR 均衡器,对于(宽带)窄脉冲信号校正后时域性能不能满足系统要求。

因此针对功率放大器、混频器、滤波器等模拟器件造成的通道失配导致窄脉冲信号发生波形畸变问题,本文提出一种基于修正频域滤波器的信号波形畸变校正方法。本方法不是仅利用有效带宽内信号校正不一致性,而是利用信号有效带宽及带外一定范围内的高频区域的信号拟合求得信号波形畸变校正滤波器的频率响应特性;同时,为解决有效带宽外高频段校正滤波器频谱起伏波动较大、伴随较多尖峰、毛刺,严重影响波形畸变校正性能问题,本方法对校正滤波器频率响应曲线进行中值滤波后,进一步进行多项式拟合,并优化选取滤波器阶数,得到更好的波形畸变校正效果。

## 1 信号模型

如图 1 所示,假设输入的信号真值为  $x(n)$ , 经过滤波器的输出为  $\hat{x}(n)$ , 则输入输出误差可以表示为  $e(n) = x(n) - \hat{x}(n)$ ,  $e(n)$  为一个随机变量,因此如式(1)所示,常用输入输出误差的均方值来描述误差的大小。基于维纳滤波理论的信号波形畸变校正,使用最小均方误差准则求取数字校正滤波器系数。

$$E\{e^2(n)\} = E\{(x(n) - \hat{x}(n))^2\} \quad (1)$$

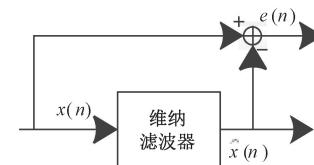


图 1 维纳滤波原理示意图

如图 2 所示,对失配系统进行信号波形畸变校正,首先需要一个校正信号源,将校正源信号  $x(t)$  同时输入到参考通道和失配通道。设  $x(t)$  频谱为  $X(\omega)$ , 失配通道的频率响应为  $C(\omega)$ , 数字校正滤波器的频率响应为  $H(\omega)$ , 参考通道的频率响应为  $C_r(\omega)$ , 延时网络的频率响应为  $H_d(\omega)$ , 经过失配通道和数字校正滤波器输出信号为  $y(n)$ , 经过参考通道和延时网络的输出数字信号为  $y_{ref}(n)$ 。基于维纳滤波理论,当误差  $e(n) = y(n) - y_{ref}(n)$  的均方值最小时,数字校正滤波器的频率响应如式(2)所示。

$$H(\omega) = \frac{X(\omega)C_r(\omega)H_d(\omega)}{X(\omega)C(\omega)} \quad (2)$$

其中,延时网络为纯时延网络,其作用是为了让畸变校正后输出序列与参考通道的输出序列数据对齐。

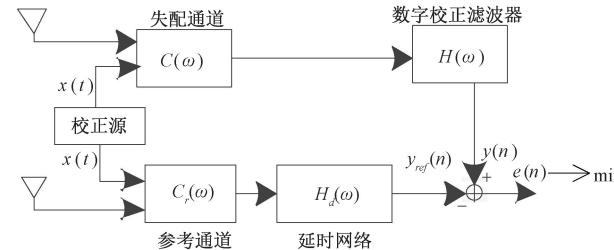


图 2 信号波形畸变数字校正滤波器求解原理框图

## 2 基于修正频域滤波器的信号波形畸变校正方法

求解数字校正滤波器是信号波形畸变校正的关键。在实际的实现过程中,可采用 FIR 滤波器来拟合数字校正滤波器,求解该滤波器系数是信号波形畸变校正的核心。

假设数字校正滤波器是一个  $L$  阶的、时延单位为  $T_0$  的横向 FIR 滤波器,其频率响应函数可表示为:

$$F(\omega) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l) e^{-j\omega l T_0} = \mathbf{a}^\top(\omega) \mathbf{h} \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{h} = [h(0), h(1), \dots, h(L-1)]^\top$  为滤波器权系数向量,  $\mathbf{a}(\omega) = [1, e^{-j\omega T_0}, \dots, e^{-j\omega(L-1)T_0}]^\top$  为相移矢量,  $[\cdot]^\top$  表示求转置运算。

校正信号源信号经参考通道和延时网络的频谱与经失配通道的频谱做比,求得畸变校正滤波器的频谱,并取信号频谱带宽附近的  $M$  个频点  $\omega_0, \omega_1, \dots, \omega_{M-1}$ , 则有:

$$H(\omega_i) = \frac{X(\omega_i)C_r(\omega_i)H_d(\omega_i)}{X(\omega_i)C(\omega_i)}, i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (4)$$

将式(3)按照  $M$  个频点  $\omega_0, \omega_1, \dots, \omega_{M-1}$  进行离散化, 求得数字校正 FIR 滤波器频率响应  $F(\omega_i)$  ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ )。

波形畸变校正的核心是让经失配通道和数字校正滤波器后的频率响应尽可能地接近参考通道的频率响应, 即让  $H(\omega_i)$  与  $F(\omega_i)$  ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ) 尽可能地接近, 基于最小均方误差准则有:

$$\mathbf{h}_{opt} = \underset{\mathbf{h}}{\operatorname{argmin}} \| \mathbf{H} - \mathbf{A}\mathbf{h} \|^2 \quad (5)$$

其中,  $\| \cdot \|$  表示求范数运算,  $\mathbf{H} = [H(\omega_0), \dots, H(\omega_{M-1})]^T$ ,  $\mathbf{A} = [\mathbf{a}^T(\omega_0) \dots \mathbf{a}^T(\omega_{M-1})]^T$ ,  $\mathbf{h}_{opt}$  为数字畸变校正滤波器最优权系数向量,  $\mathbf{A}$  为  $M \times L$  维相移矩阵。

使用所有频率来直接估计数字畸变校正滤波器权系数, 校正滤波器会非常敏感, 带外远处频率反而会降低滤波器的校正性能和稳健性; 常见的方法是仅使用信号 3 dB 带宽内频率来直接估计数字校正滤波器权系数, 但这种方法不能达到窄脉冲信号波形畸变校正精度要求, 无法满足信号的时域校正特性要求。

因此, 为提高波形畸变校正精度, 保证窄脉冲信号时域波形特性, 本文方法在求解数字校正滤波器时, 不局限于信号带宽内, 为完整恢复信号时域特性, 取  $P$  倍带宽内的频率用来拟合求解数字校正滤波器系数( $P$  根据校正精度和窄脉冲时域性能指标要求确定)。则估计波形畸变数字校正滤波器的  $M$  个频点为:

$$M = 2(\operatorname{round}(\frac{PB}{2f_s}N_{um})) \quad (6)$$

$$\omega_i = 2\pi(i - \frac{M-1}{2}) \frac{f_s}{N_{um}} \quad (i = 0, 1, \dots, M-1) \quad (7)$$

其中,  $N_{um}$  为傅里叶变换点数,  $f_s$  为采样率,  $B$  为信号 3 dB 带宽,  $\operatorname{round}(\cdot)$  表示四舍五入运算。

由式(4)可知, 波形畸变校正滤波器的频谱由信号经参考通道和延时网络频谱与经失配通道频谱做比求得, 也可称之为失配通道与参考通道的差异, 参考通道与失配通道的幅频差异曲线、相频差异曲线分别为  $|H(\omega_i)|$ 、 $\operatorname{angle}(H(\omega_i))$  ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ )。

3 dB 带宽外的幅频差异曲线、相频差异曲线通常会呈现出较大的起伏, 并且伴随较多尖峰、毛刺, 如不做任何处理直接用起伏、波动、带毛刺的幅频差异曲线、相频差异曲线求解波形畸变校正滤波器系数, 窄脉冲信号波形畸变校正效果很差, 无法满足性能要求。

因此, 本方法提出对幅频差异曲线、相频差异曲线做多项式曲线拟合, 降低幅频差异曲线、相频差异曲线波动起伏对波形畸变校正滤波器系数计算的影响, 从而提高窄脉冲信号波形畸变校正精度, 多项式拟合函数形式为:

$$|\hat{H}(\omega_i)| = \sum_{p=0}^N b_p \omega_i^p \quad (8)$$

$$\operatorname{angle}(\hat{H}(\omega_i)) = \sum_{q=0}^N d_q \omega_i^q \quad (9)$$

其中,  $i = 0, \dots, M-1$ ,  $N$  为拟合多项式的次数,  $b_p$ 、 $d_q$  ( $p = 0, \dots, N$ ,  $q = 0, \dots, N$ ) 为拟合多项式的系数,  $|\hat{H}(\omega_i)|$  和  $\operatorname{angle}(\hat{H}(\omega_i))$  分别为经多项式拟合所得幅频差异曲线和相频差异曲线。

但数据中的一些极端值、异常值比如一些尖峰和毛刺会对幅频差异曲线、相频差异曲线拟合结果产生巨大影响。因此, 在对幅频差异曲线、相频差异曲线做多项式曲线拟合前, 本文所提算法先对幅频差异曲线、相频差异曲线进行中值滤波, 去除曲线上尖峰、毛刺对多项式曲线拟合的影响。中值滤波法是一种平滑技术, 能较好地滤除曲线上尖峰、毛刺这种噪声。

$$|H(\omega_i)| = \operatorname{mean}\{|H(\omega_{i-K})|, \dots, |H(\omega_i)|, \dots, |H(\omega_{i+K})|\} \quad (10)$$

$$\operatorname{angle}(H(\omega_i)) = \operatorname{mean}\{\operatorname{angle}(H(\omega_{i-K})), \dots, \operatorname{angle}(H(\omega_i)), \dots, \operatorname{angle}(H(\omega_{i+K}))\} \quad (11)$$

其中,  $i = 0, 1, \dots, M-1$ ,  $\operatorname{mean}\{\cdot\}$  表示求取均值运算,  $(2K+1)$  为中值滤波器长度。

最后, 再根据式(5)求解数字校正滤波器的最优权向量  $\mathbf{h}_{opt}$  为:

$$\mathbf{h}_{opt} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{H} \quad (12)$$

需要说明的是, 这里为了得到更好的波形校正性能, 本文对校正的频率范围和滤波器阶数进行了优化选取, 求解矩阵的逆矩阵计算量很大, 工程实现时耗费大量资源。但当计算校正滤波器系数的频带、采样率、傅里叶变换点数以及数字校正滤波器的阶数确定后,  $\mathbf{A}$  是一个固定的矩阵, 因此可以提前计算好  $(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$ , 此时求解最优数字校正滤波器权矢量的运算量以及运算复杂度会大大降低, 且滤波器系数计算可以离线提前进行, 易于工程实现。

### 3 仿真结果

#### 3.1 仿真参数

为验证本文所提信号波形畸变校正方法的效果, 搭建了真实信号波形畸变校正试验系统。将信号源产生的两路相同的窄脉冲信号同时送到失配通道和参考通道, 并将采样后的数字信号同时送给数字信号处理器进行窄脉冲信号波形畸变校正, 为更加直观地观察信号波形畸变校正效果, 参考通道使用示波器进行信号采集。

校正信源发射有效脉宽 40 ns 的窄脉冲信号, AD 采样率为 1 GHz, 采集 3 组失配通道数据和 1 组参考通道数据, 它们的时域波形如图 3 所示。从图 3 中可看出, 3 组失配通道数据与参考通道数据相比出现了明显的失配, 即与校正信源发出的窄脉冲信号相比, 经失配通道的信号发生了明显的波形畸变。

#### 3.2 仿真结果

图 4 给出了直接用信号经失配通道频谱与它经参考通道、延时网络频谱做比求得的参考通道与失配通道的幅频差异曲线和相频差异曲线, 可以看出幅频差异曲线、相频差

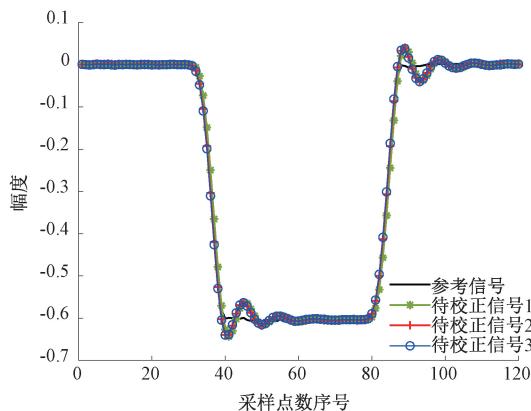
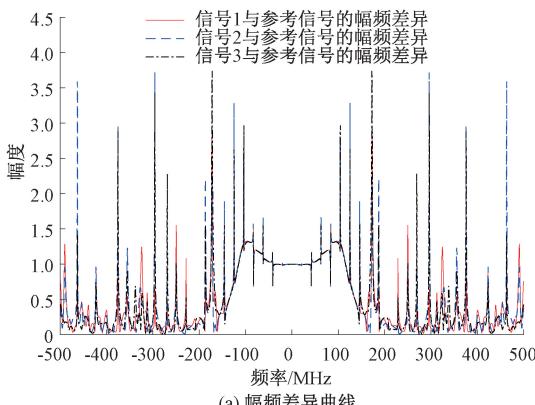
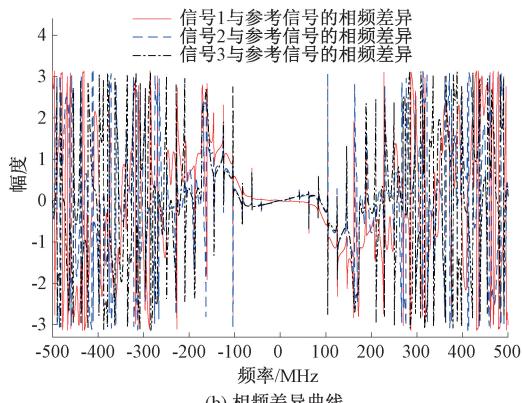


图 3 信号波形畸变校正试验系统采集的实测信号

异曲线起伏波动较大，并且伴随较多尖峰、毛刺，这些毛刺显然不利于拟合滤波器，需要进一步处理。



(a) 幅频差异曲线



(b) 相频差异曲线

图 4 幅频差异曲线和相频差异曲线

图 5 给出了中值滤波和幅频差异曲线、相频差异曲线的曲线拟合结果，这里采用 190 MHz 内的频率作为校正范围。由图 5 可以看出，中值滤波较好地滤除幅频差异曲线、相频差异曲线上尖峰、毛刺，对幅频差异曲线和相频差异曲线进行中值滤波后，为了更加准确地反应待校正系统的失配特性、便于滤波器产生，进一步进行了曲线多项式拟合。

图 6 给出了采用本文所提信号波形畸变校正方法对 3 组实测畸变窄脉冲数据进行波形畸变校正的结果，并与

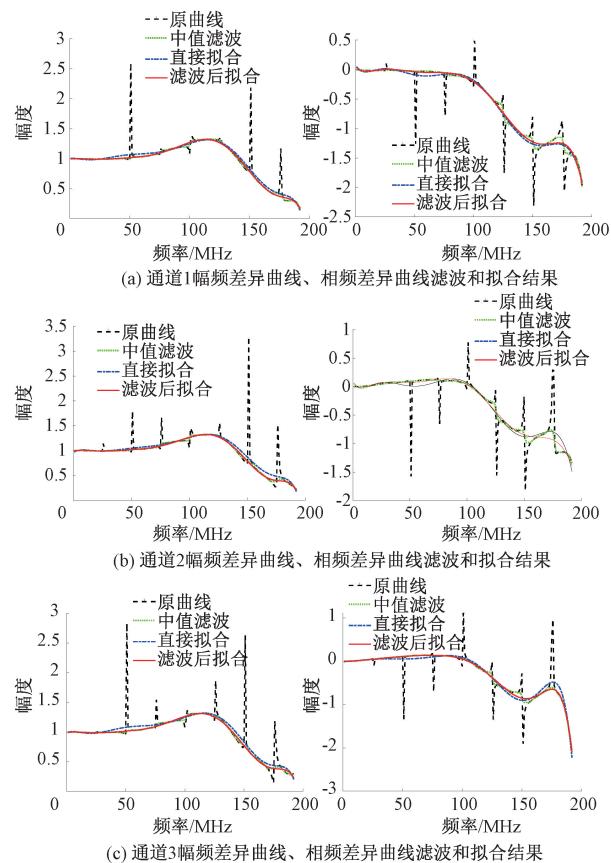
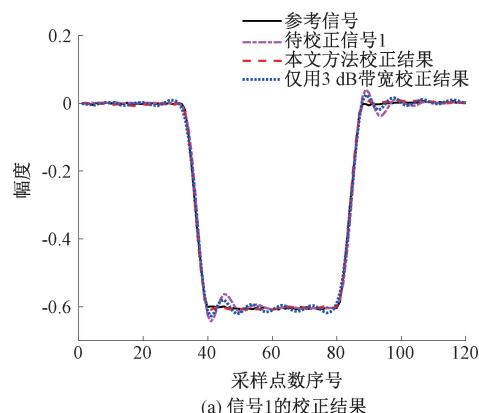
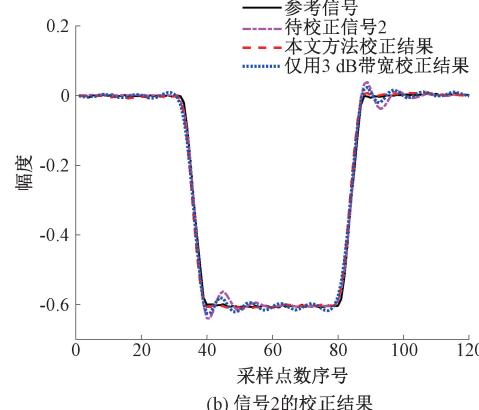


图 5 中值滤波及曲线拟合结果



(a) 信号1的校正结果



(b) 信号2的校正结果

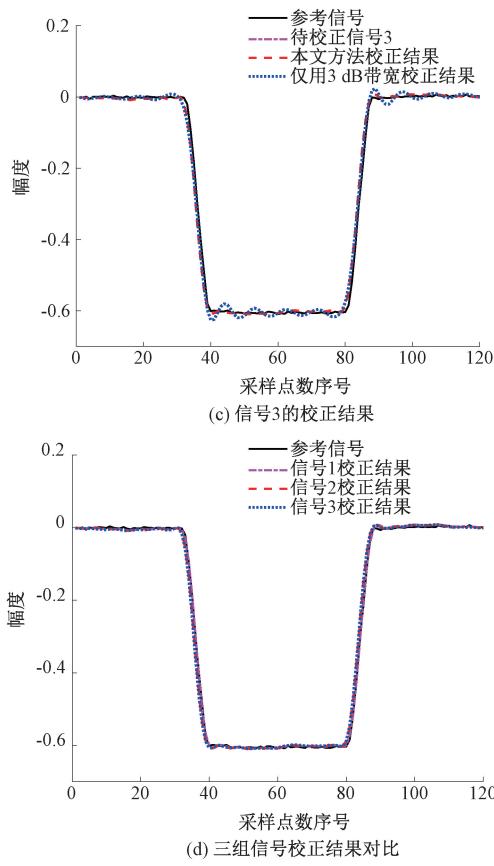


图 6 信号波形畸变校正结果

常规只利用 3 dB 有效带宽内频谱拟合求得信号波形畸变校正滤波器的波形畸变校正结果进行对比, 可以看出采用本文方法, 通道失配导致的窄脉冲信号波形畸变得到了较好的校正, 并且与常规校正方法相比, 校正效果明显, 验证了本文所提方法的有效性。

### 3.3 性能分析与评估

为评估校正效果, 采用波形吻合度误差指标来评价校正性能。

$$\epsilon = \frac{\sum_{n=1}^N (|x'(n) - x(n)|)}{Nx_{peak}} \quad (13)$$

其中,  $\epsilon$  为波形吻合度误差,  $x'(n)$  为校正滤波器输出结果,  $x(n)$  为参考信号,  $x_{peak}$  为参考信号的幅度, 即脉冲高电平与低电平的差值。N 为每个周期信号脉冲部分的快拍点数,  $n$  快拍点序号。

对图 2 所示的 3 组实测波形畸变窄脉冲进行波形畸变校正, 校正结果如图 6 所示, 信号在校正前后的波形吻合度误差如表 1 所示。

从表 1 可看出, 3 组实测波形畸变窄脉冲信号在校正前其波形吻合度误差较大, 经过所设计的校正滤波器修正后, 波形吻合度误差显著下降, 均在 1% 左右。由此可知, 本文所提方法具有较好的波形畸变校正性能。

表 1 各组信号校正前后波形吻合度误差对比表 %

信号序号	校正前波形 吻合度误差	校正后波形 吻合度误差
信号 1	6.66	1.01
信号 2	6.16	1.06
信号 3	6.36	1.1

## 4 结 论

针对大带宽窄脉冲信号经过功率放大器、混频器、滤波器等模拟器件发生信号波形畸变问题, 提出一种基于修正频域滤波器的信号波形畸变校正方法。本方法利用有效带宽及带外一定范围内的高频区域的频率响应拟合求得信号波形畸变校正滤波器的频率响应特性, 为更加准确反应待校正系统的失配特性、便于滤波器产生, 解决校正滤波器频谱起伏波动较大、伴随较多尖峰、毛刺, 严重影响波形畸变校正性能问题, 对频率响应曲线进行中值滤波后, 进一步进行多项式拟合, 并优化选取滤波器阶数, 得到更好的波形畸变校正效果。实测数据处理结果表明本文所提方法具有较好的波形畸变校正效果。

## 参 考 文 献

- [1] 张贵泽. 时间交织 ADC 通道间失配校正算法的研究与设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2023.
- [2] PAWLAK H, JACOB A F. An external calibration scheme for DBF antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, 58(1): 59-67.
- [3] CASTILLO J D, SANCHEZ S, PORRAS R D, et al. L-band digital array radar demonstrator for next generation multichannel SAR systems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations & Remote Sensing, 2015, 8 (11): 5007-5014.
- [4] 李常青, 赵宏杰, 李永, 等. 基于宽带数字波束形成的多通道均衡校正技术[J]. 遥测遥控, 2018, 39(2): 9-13.
- [5] 陆小凯, 张磊, 吴俭. 一种改善相控阵雷达收发通道幅相误差的校准方法[J]. 舰船电子对抗, 2020, 43(3): 22-25.
- [6] 刘良琦, 张良, 孟祥东. 宽带阵列通道均衡的工程实现方法研究[J]. 现代雷达, 2019, 41(6): 50-54, 60.
- [7] LUO J, LI J, WU S Y, et al. A bandwidth mismatch optimization technique in time-interleaved analog-to-digital converters[J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 2019, 28(6): 1950090.
- [8] TOWLIAT M, GUO Z, CIMINI L J, et al. Joint equalization and self-interference cancellation for underwater acoustic in-band full-duplex communication [J]. IEEE

- Journal of Oceanic Engineering, 2024, 1: 1-11.
- [9] TAKAHASHI T, KONISHI Y, CHIBA I. A novel amplitude-only measurement method to determine element fields in phased arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(7): 3222-3230.
- [10] 杜宇恒. 高精度 SAR ADC 数字校正算法的研究与设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2021.
- [11] KADHEM O F, JAMEL T M, HASAN F K. An overview for channel equalization techniques in filter bank [C]. Second International Conference on Advanced Computer Applications, IEEE, 2023: 7-12.
- [12] CHEN B H, TIAN L. A multi-channel synchronization method for multi-antenna wireless communication systems[C]. International Symposium on Communications and Information Technologies, Xi'an, China, USA: IEEE, 2022: 93-98.
- [13] VUCIJAK N M, SARANOVARAC L V. A simple algorithm for the estimation of phase difference between two sinusoidal voltages [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2010, 59(12): 3152-3158.
- [14] 明文华. 一种通道均衡方法在宽带数字阵列雷达中的实现[J]. 信息技术与信息化, 2022(8): 166-169.
- [15] 汪争志, 杨志伟, 范志豪. 基于响应估计频域拟合的通道均衡方法[J]. 系统工程与电子技术, 2022, 44(3): 713-721.
- [16] 李来轩. 多通道采集与处理的若干关键技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
- [17] 宋文强, 徐伟. 一种射频信号相位差校准方法及系统实现[J]. 电子测量技术, 2023, 46(18): 54-59.
- [18] 覃春森, 孟凡利, 陈业伟, 等. 一种直接在中频信号上实现通道均衡的新方法[J]. 无线通信工程, 2019, 49(6): 471-476.

### 作者简介

王胜华(通信作者),博士,高级工程师,主要研究方向为研究方向为智能信号处理。

E-mail:wshh\_2011@163.com

赵晨博,硕士研究生,主要研究方向为研究方向为智能信号处理及实现。

E-mail:3486479563@qq.com

邓宇坤,硕士研究生,主要研究方向为研究方向为智能信号处理及实现。

E-mail:1053715683@qq.com

徐家宁,硕士研究生,主要研究方向为研究方向为智能信号处理。

E-mail:214447723@qq.com

贺鹏超,高级工程师,主要研究方向为研究方向为智能信号处理及实现。

E-mail:pengchhexian@163.com