

文章编号: 1671-7449(2024)02-0203-07

## 一种用于宽带取样示波器的幅值校准方法

银子燕<sup>1,2</sup>, 张敏娟<sup>1,2\*</sup>, 冯心如<sup>1,2</sup>, 景宁<sup>1,2</sup>, 胡媛媛<sup>1,2</sup>, 卫晨博<sup>1,2</sup>

(1. 中北大学 信息与通信工程学院, 山西 太原 030051; 2. 中北大学 前沿交叉科学研究院, 山西 太原 030051)

**摘要:** 取样示波器采用顺序等效采样原理, 可以实现对高速稳定信号进行采样、波形恢复、信号质量分析等, 在高速通信、信息对抗等领域有广泛应用。但作为取样示波器核心器件的取样器, 采用双肖特基二极管对称结构, 因器件、布局布线等非对称性, 导致差分输出的两路信号存在偏差等, 造成测量波形的不准确。为更加准确地重建被测信号的真实值, 提出一种基于最小二乘法的二进制幅值校准方法。通过实验验证, 此方法能够准确计算校准系数, 实现对幅值的校准, 相对误差在1%以内, 并且在采样点数较少的情况下仍然适用。结果表明, 此方法可以用于宽带取样示波器的幅值校准。

**关键词:** 取样示波器; 等效采样; 双肖特基平衡取样器; 最小二乘法; 幅值校准

**中图分类号:** TN98 **文献标识码:** A **doi:** 10.3969/j.issn.1671-7449.2024.02.014

**引用格式:** 银子燕, 张敏娟, 冯心如, 等. 一种用于宽带取样示波器的幅值校准方法[J]. 测试技术学报, 2024, 38(2):203-209.

YIN Ziyuan, ZHANG Minjuan, FENG Xinru, et al. An amplitude calibration method for broadband sampling oscilloscopes[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2024, 38(2):203-209.

## An Amplitude Calibration Method for Broadband Sampling Oscilloscopes

YIN Ziyuan<sup>1,2</sup>, ZHANG Minjuan<sup>1,2\*</sup>, FENG Xinru<sup>1,2</sup>, JING Ning<sup>1,2</sup>, HU Yuanyuan<sup>1,2</sup>, WEI Chenbo<sup>1,2</sup>

(1. School of Information and Communication Engineering, North University of China, Taiyuan 030051, China;  
2. Research Institute Frontier Interdisciplinary Sciences, North University of China, Taiyuan 030051, China)

**Abstract:** Sampling oscilloscopes using the principle of sequential equivalent sampling can achieve high-speed stable signal sampling, waveform recovery, signal quality analysis, etc., in high-speed communications, information countermeasures and other fields with a wide range of needs. However, the sampler as the core device of the sampling oscilloscope uses a dual Schottky diode symmetric structure, which leads to deviations in the two signals of the differential output due to the asymmetry of the device, layout wiring, etc., and introduces inaccuracies in the measured waveform. In order to reconstruct the true value of the measured signal more accurately, this paper proposes a binary amplitude calibration method based on the least squares method. It is verified that this method can accurately calculate the calibration coefficients and achieve the calibration of the amplitude with a relative error within 1%, and it is still applicable in the case of small sampling points. The results show that this method can be used for amplitude calibration of

**收稿日期:** 2023-05-30

**基金项目:** 国家自然科学基金青年科学基金资助项目(61505180); 山西省自然科学基金资助项目(201901D111163); 山西省基础研究计划资助项目(202203021221114)

**作者简介:** 银子燕(1995—), 女, 硕士生, 主要从事信号获取与处理技术。E-mail:619529987@qq.com。

\* **通信作者:** 张敏娟(1977—), 女, 博士, 副教授, 主要从事光电信号获取与处理, 傅里叶变换光谱技术研究。E-mail:zmj7745@163.com。

broadband sampling oscilloscopes.

**Key words:** sampling oscilloscope; equivalent sampling; dual schottky balanced sampler; least squares method; amplitude calibration

## 0 引言

随着电子测量技术的进步,信号的带宽及传输速率越来越高,现有的实时示波器很难满足采样率的需求<sup>[1]</sup>。取样示波器采用顺序等效采样技术,以低于奈奎斯特采样频率的采样信号对周期信号(频域稀疏信号)进行采样<sup>[2]</sup>,从而恢复出具有较高等效采样率的波形,因此,降低了对高速模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)的要求<sup>[3]</sup>。

近年来取样示波器采用硬件与软件分析功能融合<sup>[4]</sup>,其优点是可以借助软件对硬件特性进行修正或数据处理。取样示波器在数据采集系统工作的过程中,被测信号在工控机的控制调节下,利用宽带取样器,采用顺序等效取样方法进行取样,实现超高频信号到中频信号的转换<sup>[5,6]</sup>,经滤波调理、程控放大、AD转换数字化后,将采集到的数据传送到上位机。取样器作为示波器的核心器件,将被测信号转变为差分脉冲序列,其采用双肖特基二极管对称结构<sup>[7]</sup>,但现有工艺无法满足器件、布局布线等完全对称,导致差分输出的两路信号存在偏差。另一方面,取样器是微波射频模块,随着输入幅值的增大取样门会产生射频泄露。这些特性使得采集数据与被测信号出现幅值偏差。此偏差会对波形参数的测量结果产生影响,因此,需要对重构信号进行幅值的校准。电子科技大学李刚<sup>[8]</sup>针对高频段信号,设计了射频信号连续精确可调的压控衰减电路,针对信号输出的幅度范围,使用无源衰减芯片和功率放大芯片设计调理电路;张珊珊<sup>[9]</sup>提出了程控衰减器粗调和ADC增益细调两者结合校准,但这些方法成本较高,复杂度强。本文提出一种基于最小二乘法二进制幅值校准方法,对重构直流信号的实际输出数据的幅值进行校准,求得校准系数后实现对直流信号和数字信号的校准,使校准之后的测量波形更接近信号真实值,为幅度类参数测量的准确性奠定基础。

## 1 双肖特基平衡取样器原理

双肖特基平衡取样器电路原理简图如图1所

示, $D_1, D_2$ 为高速肖特基二极管, $C_1, C_2$ 为取样电容, $U_s$ 为被测信号, $IF+$ , $IF-$ 为差分输出信号。该取样器的工作原理是:当窄脉冲触发电压为零时,两个二极管均处于反偏状态,输出电压为 $-V, +V$ ;当瞬时施加窄脉冲触发信号时,两个二极管均处于正偏导通,在短暂导通时间内,被测信号电压 $U_s$ 为电容 $C_1, C_2$ 快速充电,电荷转移过程即为取样过程。由于窄脉冲信号的部分电荷也会转移到取样二极管中,故其输出电压理论上为 $-V(+V)+U_s$ +部分触发信号。

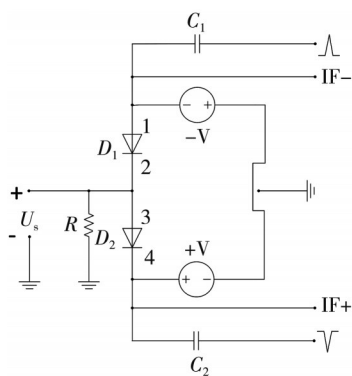


图1 双肖特基平衡取样器原理简图

Fig. 1 Schematic diagram of dual Schottky balanced sampler

在取样器中,取样二极管的反偏电压、取样窄脉冲信号的电压与脉宽必须完全对称,即1,4端所有参数必须完全正负对称,否则取样电容 $C_1, C_2$ 上的电压不能与被测信号成线性关系。因现有工艺达不到器件、布局布线等完全对称,导致差分输出的两路信号存在偏差,导致测量波形不准确。

## 2 拟合原理

### 2.1 拟合方法选择

最小二乘法<sup>[10]</sup>是一种常见的数学模型求解方法,可以通过拟合离散数据点来估计未知参数,即寻找一个最优函数,使得它的预测值与实际观测值之间的误差平方和最小。此方法只需要知道待拟合的函数形式和相应的数据,利用最大似然原理求出最佳拟合参数,因此,通常可以得到高精度的拟合结果,且容易实现和应用。该方法具有较高的逼近精度和可靠性,能够较好地进行幅值校准,并且可以适用于多种不同类型的信号。

与此相比,其他拟合方法可能存在某些局限性。例如,基于样条插值的方法需要对信号进行一定的预处理,如去噪和降采样等,否则在大幅度变化的情况下可能会出现震荡现象,造成幅值校准的误差较大。基于神经网络的方法需要大量的训练数据来调整参数,以得到更好的拟合效果,由于神经网络层数较多、节点数较多,因此,需要大量计算资源来支持,增加了训练时间和所需的算力<sup>[11]</sup>。考虑到宽带取样示波器的特点和幅值校准的需求,最小二乘法是较为合适的方法。

### 2.2 最小二乘法原理

在多元拟合中,对于一组给定的数据点  $\{(x_i, y_i) : i=1, 2, 3, \dots, n\}$ , 若拟合曲线模型为

$$y = \varphi(x) = a_0\varphi_0(x) + a_1\varphi_1(x) + \dots + a_n\varphi_n(x) = \sum_{k=0}^n a_k \cdot \varphi_k(x), \quad (1)$$

式中:  $a_0, a_1, \dots, a_n$  是  $n+1$  个待定参数,  $y$  是与  $x$  有一定依赖关系的变量<sup>[12,13]</sup>, 根据最小二乘法原理, 则应使

$$S(a_0, a_1, \dots, a_n) = \sum_{i=1}^n [a_0\varphi_0(x_i) + a_1\varphi_1(x_i) + \dots + a_n\varphi_n(x_i) - y_i]^2 = \min. \quad (2)$$

对函数  $S$  求偏导数, 并令其为 0, 即  $\frac{\partial S}{\partial a_k} = 0$ , 可得

$$\sum_{i=1}^n \varphi_k(x_i) \begin{bmatrix} a_0\varphi_0(x_i) + a_1\varphi_1(x_i) + \dots + a_n\varphi_n(x_i) - y_i \end{bmatrix} = 0 \quad (k=0, 1, \dots, n). \quad (3)$$

若对于任意函数  $h(x), g(x)$  引入记号  $(h, g) = \sum_{i=1}^n h(x_i)g(x_i)$ ,

即

$$a_0(\varphi_k, \varphi_0) + a_1(\varphi_k, \varphi_1) + \dots + a_n(\varphi_k, \varphi_n) = (\varphi_k, f) \quad (k=0, 1, \dots, n), \quad (4)$$

式中:  $f$  为  $y_i$  与  $x_i$  依赖关系式, 写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} (\varphi_0, \varphi_0) & (\varphi_0, \varphi_1) & \dots & (\varphi_0, \varphi_n) \\ (\varphi_1, \varphi_0) & (\varphi_1, \varphi_1) & \dots & (\varphi_1, \varphi_n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\varphi_n, \varphi_0) & (\varphi_n, \varphi_1) & \dots & (\varphi_n, \varphi_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\varphi_0, f) \\ (\varphi_1, f) \\ \vdots \\ (\varphi_n, f) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

式(5)称为正规方程组。当  $\varphi_0(x), \varphi_1(x), \dots,$

$\varphi_n(x)$  线性无关时, 方程组有唯一解。取  $\varphi_0(x) = 1, \varphi_1(x) = x, \dots, \varphi_n(x) = x^n$ , 对应的方程组为

$$\begin{bmatrix} n & \sum_{i=1}^n x_i & \dots & \sum_{i=1}^n x_i^n \\ \sum_{i=1}^n x_i & \sum_{i=1}^n x_i^2 & \dots & \sum_{i=1}^n x_i^{n+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=1}^n x_i^n & \sum_{i=1}^n x_i^{n+1} & \dots & \sum_{i=1}^n x_i^{2n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n y_i \\ \sum_{i=1}^n x_i y_i \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^n x_i^n y_i \end{bmatrix}. \quad (6)$$

从中可以解出  $a_0, a_1, \dots, a_n$ , 则可得到拟合曲线模型  $\varphi(x)$ 。

## 3 实验结果及数据分析

### 3.1 校准数据与拟合结果分析

本实验建立了一个含有未知系数的直流信号试验数据模型, 并利用最小二乘法对试验采集的数据进行拟合。该方法通过模型可以较好地匹配试验数据, 寻找合适的拟合次数、样本数据点个数及拟合参数(校准系数)达到对所采集到的数据求取一组最优解, 得出的差值也最小。

输入直流信号未进行校准时的数据如表 1 所示, 输入与输出信号两者之间的关系如图 2 所示, 通过图像可以看出, 离散点大概落在一条曲线上, 可以用多项式拟合来计算离散点之间的关系。

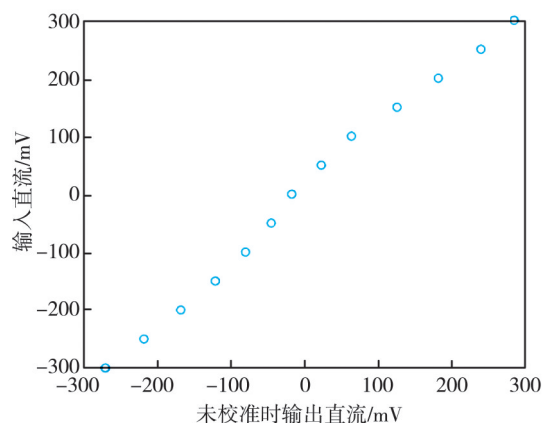


图2 离散数据点示意图

Fig. 2 Schematic diagram of discrete data points

为了获得与离散数据点相关度较高的拟合曲线, 本实验利用 MATLAB 进行数据分析<sup>[14]</sup>, 通过拟合次数和样本数量的多次试验得出最佳拟合条件为: 拟合次数  $N=5$ ; 样本数据点个数  $M=14$ 。在此拟合条件下, 能够得到与离散数据点相关度较高的拟合曲线且避免过拟合现象的出现。设拟

合曲线为 $y=a_5x^5+a_4x^4+a_3x^3+a_2x^2+a_1x^1+a_0$ , 计算得出 $a_5=6.278\ 16\times 10^{-11}$ ,  $a_4=9.931\ 35\times 10^{-9}$ ,  $a_3=-8.539\ 45\times 10^{-6}$ ,  $a_2=-1.080\ 23\times 10^{-3}$ ,  $a_1=1.359\ 6$ ,  $a_0=16.377\ 3$  即拟合曲线为 $y=6.278\ 16\times 10^{-11}x^5+9.931\ 35\times 10^{-9}x^4-8.539\ 45\times 10^{-6}x^3-1.080\ 23\times 10^{-3}x^2+$

$1.359\ 6x^1+16.377\ 3$ , 相关系数 $R=0.999$ , 相关系数越接近于1, 拟合曲线与离散数据点相关度越高, 拟合的越好。如图3展示了拟合曲线和离散数据点之间的关系, 可以看出拟合曲线和离散数据点之间非常接近, 进一步确认了拟合曲线的准确性和有效性。

表1 直流信号未校准时幅值

Tab. 1 DC amplitude when the signal is not calibrated

ADC值(二进制)	ADC值(十进制)	测量幅值/mV	输入幅值/mV
1001 0101 1010 0011	-5 539	-270.45	-300
1001 0001 0111 0000	-4 464	-218	-250
1000 1101 0111 0000	-3 440	-168	-200
1000 1001 1010 1110	-2 478	-121	-150
1000 0110 0110 0110	-1 638	-80	-100
1000 0011 1001 1010	-922	-45	-50
1000 0001 0101 1100	-348	-17	0
0000 0001 1101 0111	471	23	50
0000 0101 0001 1110	1 310	64	100
0000 1010 0001 0100	2 580	126	150
0000 1110 1000 1111	3 727	182	200
0001 0011 0011 0011	4 915	240	250
0001 0110 1100 1101	5 837	285	300

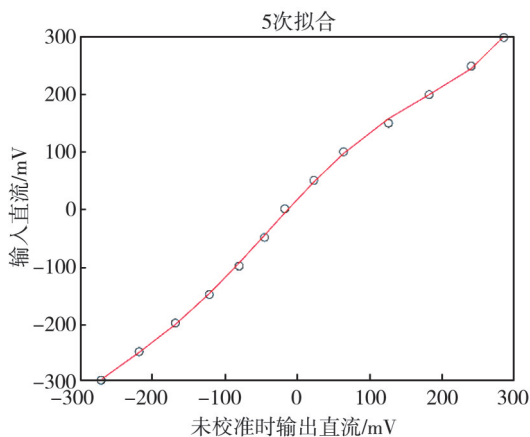


图3 拟合曲线与离散点数据关系

Fig. 3 Fitted curves versus discrete point data

### 3.2 拟合结果应用

本实验采用 Visual Studio 2019 开发环境, 在 .net 平台对本算法进行应用。实验平台如图4所示, 包括: BERTWave-E410A 误码仪一台、Rigol DG5252 信号发生器一台、自制取样示波器一台和笔记本电脑一台。数字信号测试中使用误码仪产生 NRZ 数据流作为串行数据输入, 其支持

112.5~11.3 Gbps 速率串行数据输出。



图4 硬件测试平台

Fig. 4 Hardware test platform

根据仿真结果在示波器软件中加入了幅值校准功能, 此功能可以直接将采集的数据通过最小二乘法构建拟合系数, 示波器将根据拟合结果自动调整幅值刻度使其更准确地反映被测信号的幅值, 从而达到对取样示波器直流信号及数字信号的幅值校准。这将有助于提高测量实验的精度和准确性。最小二乘法校准流程如图5所示。

### 3.2.1 直流信号校准

幅值校准功能如图 6 所示,打开取样示波器软件,点击校准按钮,输入拟合次数  $N=5$  与数据点个数  $M=14$ ,根据提示信息分别输入  $-300, -250, -200, -150, -100, -50, 0, 50, 100, 150, 200, 250, 300$  mV 由信号发生器产生的直流信号。

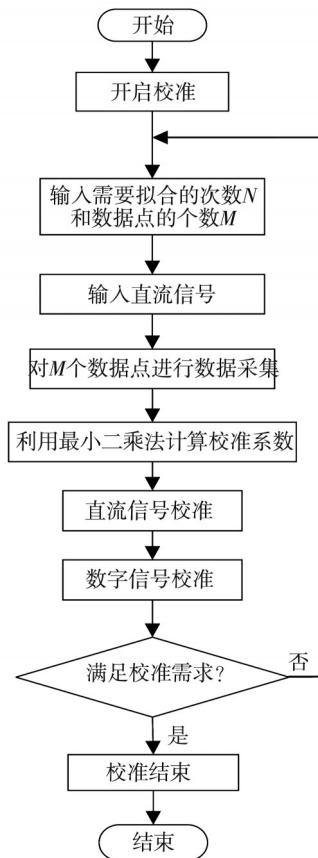


图 5 校准功能流程图

Fig. 5 Flowchart of the calibration function

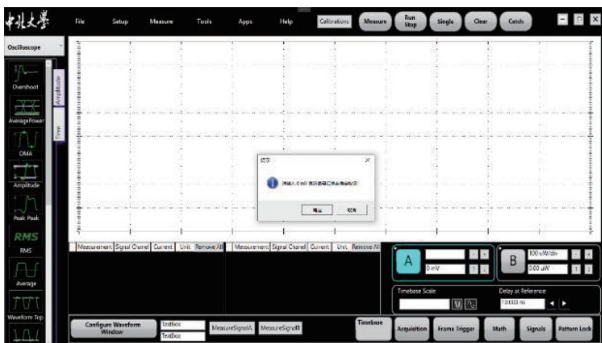


图 6 幅值校准功能

Fig. 6 The amplitude calibration function

经校准后的输出测量值与误差如表 2 所示,可知,经最小二乘法对直流信号校准后测量幅值与输入幅值误差较小,可达到校准的目的。如图 7 所示为输入 0 mV 直流信号校准前后结果对

比,也反映了校准的明显改善效果。

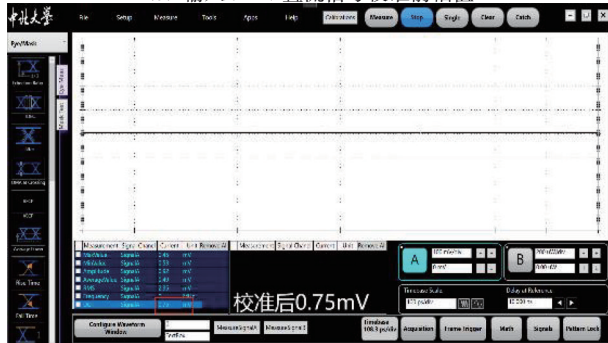
表 2 直流信号校准后测量值及误差

Tab. 2 Measured value and error after DC signal calibration

输入幅值/mV	测量幅值/mV	绝对误差/mV	相对误差/%
-300	-300.18	-0.18	+0.06
-250	-250.23	-0.23	+0.092
-200	-200.14	-0.14	+0.07
-150	-149.85	+0.15	-0.1
-100	-100.16	-0.16	+0.16
-50	-50.33	-0.33	+0.66
50	49.78	-0.22	-0.44
100	100.19	+0.19	+0.19
150	150.15	+0.15	+0.10
200	200.36	+0.36	+0.18
250	249.15	-0.85	-0.34
300	299.45	-0.55	-0.18



(a) 输入 0 mV 直流信号校准前幅值



(b) 输入 0 mV 直流信号校准后幅值

图 7 输入 0 mV 直流信号校准前后幅值结果对比

Fig. 7 Input the amplitude results of 0 mV DC signal calibration

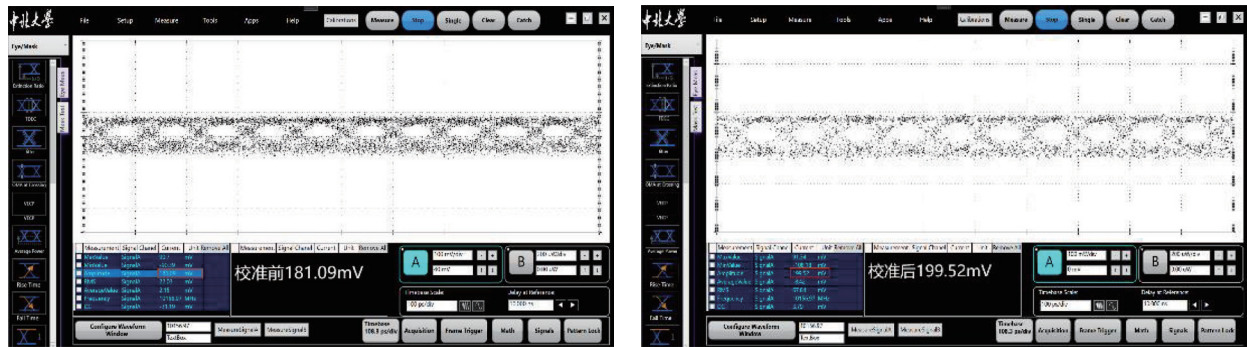
### 3.2.2 数字信号校准

利用输入直流信号构建的校准系数也可达到对数字信号的校准。调节译码仪输出不同的速率与振幅,图 8 为输入 200 mV, 10 Gbps 数字信号校准前后结果对比,对输出测量值进行误差分析。

如表 3 所示,输出幅值的相对误差均在 1% 以内,在误差允许范围内,即此方法可以适应在不同速率下对振幅的校准。

通过以上的测试结果分析,本文提出的校准方法准确性较高,完全满足校准要求,并且使用最小二乘法实现数据的拟合数据处理速度快,效

率较高，且误差均在1%以内，准确度较高。



(a) 输入 200 mV, 10 Gbps 数字信号校准前幅值

(b) 输入 200 mV, 10 Gbps 数字信号校准后幅值

图 8 输入 200 mV, 10 Gbps 数字信号校准前后幅值结果对比

Fig. 8 Input a 200 mV, 10 Gbps digital signal comparison of the amplitude results before and after the calibration

表 3 数字信号校准后测量值及误差

Tab. 3 Measured values and errors after the calibration of the digital signals

输入速率/GHz	输入幅值/mV								
	200			300			400		
	测量幅值/ mV	绝对误差/ mV	相对误差/ 差/%	测量幅值/ mV	绝对误差/ mV	相对误差/ 差/%	测量幅值/ mV	绝对误差/ mV	相对误差/ 差/%
1.25	199.90	-0.10	-0.05	300.10	+0.10	+0.03	399.44	-0.56	-0.14
2.125	200.30	+0.30	+0.15	299.54	-0.46	-0.15	400.26	+0.26	+0.07
3	199.83	-0.17	-0.09	299.13	-0.87	-0.29	399.04	-0.96	-0.24
4.25	199.56	-0.44	-0.22	298.96	-1.04	-0.35	398.85	-1.15	-0.29
5	200.67	+0.67	+0.34	299.33	-0.67	-0.22	398.63	-1.37	-0.34
5.75	199.38	-0.62	-0.31	299.59	-0.41	-0.14	399.77	-0.23	-0.06
6.5	200.56	+0.56	+0.28	299.77	-0.23	-0.08	399.62	-0.38	-0.10
7	200.65	+0.65	+0.33	299.60	-0.40	-0.13	400.45	+0.45	+0.11
8.25	199.55	-0.45	-0.23	299.55	-0.45	-0.15	399.89	-0.11	-0.09
9	199.46	-0.54	-0.27	300.19	+0.19	+0.06	401.43	+1.43	+0.36
10	199.52	-0.48	-0.24	299.78	-0.22	-0.07	398.95	-1.05	-0.26
10.52	200.33	+0.33	+0.17	300.25	+0.25	+0.08	399.34	-0.66	-0.17
11.09	199.59	-0.41	-0.21	300.30	+0.30	+0.10	398.49	-1.51	-0.38

## 4 结论

本文针对宽带取样示波器双肖特基平衡取样器输出幅值偏差进行校准，提出一种基于最小二乘法二进制幅值校准方法。通过多项式拟合计算出校准系数，实现对直流信号和数字信号幅值档的校准。在一定校准精度下，大大缩短了校准时间，提高了校准效率。实验结果验证了通过该算法计算校准系数，结果比较精确，绝对误差及相对误差均在允许的范围之内。该算法运算速度快，易于实现，并且有效解决了波形显示误差，使测量波形更接近信号真实值。

## 参考文献:

[1] 刘洪庆, 向前. 示波器最新技术进展与发展趋势[J]. 电子质量, 2021(8): 1-5.  
LIU Hongqing, XIANG Qian. Latest technology progresses and development trends of oscilloscope [J]. Electronics Quality, 2021(8): 1-5. (in Chinese)

[2] 董石明. 高速信号等效采样与稀疏重构算法研究[D]. 南京: 南京信息工程大学, 2020.

[3] VYUKHIN N V. Equivalent-time sampling and real-time digital oscillography interpolation [J]. Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing, 2008, 44(3): 228-231.

[4] 张宁, 张敏娟, 银子燕. 一种用于取样示波器的高速

- 数字信号传输速率的测量方法[J]. 现代电子技术, 2023, 46(9): 1-5.
- ZHANG Ning, ZHANG Minjuan, YIN Ziyun. High-speed digital signal velocity determination method for sampling oscilloscope [J]. Modern Electronics Technique, 2023, 46(9): 1-5. (in Chinese)
- [5] 刘映光. 取样示波器中频信号处理技术研究[D]. 太原: 中北大学, 2020.
- [6] 李子桐. 取样示波器精密时基模块技术研究[D]. 太原: 中北大学, 2020.
- [7] 杨坤, 张敏娟. 宽带微波取样器的信号调理电路设计[J]. 电子测量技术, 2022, 45(24): 48-53.
- YANG Kun, ZHANG Minjuan. Design of signal conditioning circuit for broadband microwave sampler[J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(24): 48-53. (in Chinese)
- [8] 李刚. 示波器校准仪正弦波信号调理模块设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2017.
- [9] 张姗姗. VXI示波器数据处理软件实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2019.
- [10] ZHANG H, GUO C, SU X, et al. Measurement data fitting based on moving least squares method [J]. Mathematical Problems in Engineering, 2015(6): 1-10.
- [11] 秦越. 示波器校准仪自动校准软件设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2019.
- [12] 王荣忠, 高秋英, 王得军. 基于最小二乘法的曲线拟合及其简化算法[J]. 传感器世界, 2021, 27(10): 8-10.
- WANG Rongzhong, GAO Qiuying, WANG Dejun. Curve fitting and its simplified algorithm based on the least squares method [J]. Sensor World, 2021, 27(10): 8-10. (in Chinese)
- [13] 高秋英, 王丽丽, 王荣忠. 最小二乘法曲线拟合及优化算法研究[J]. 工业控制计算机, 2021, 34(11): 100-101.
- GAO Qiuying, WANG Lili, WANG Rongzhong. Research on least square curve fitting and optimization algorithm [J]. Industrial Control Computer, 2021, 34(11): 100-101. (in Chinese)
- [14] 刘利敏, 吴敏丽. 基于 Matlab 的最小二乘曲线拟合[J]. 福建电脑, 2019, 35(8): 9-12.
- LIU Limin, WU Minli. Least square curve fitting based on Matlab [J]. Journal of Fujian Computer, 2019, 35(8): 9-12. (in Chinese)