

引用格式: 张惊蛰, 张博, 刘美洋, 等. 基于斜坡脉冲的多米诺环形采样器 (DRS4) 采样间隔不均匀校准方法研究 [J]. 电子科技大学学报, 2025, 54(3): 339-346.

ZHANG J Z, ZHANG B, LIU M Y, et al. Research of ramp pulse-based non-uniform sampling interval calibration method for Domino ring sampler(DRS4)[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2025, 54(3): 339-346.

基于斜坡脉冲的多米诺环形采样器 (DRS4) 采样间隔不均匀校准方法研究



张惊蛰, 张博*, 刘美洋, 肖金凤, 赵久瑶, 苟想想,
师成成, 王小睿

(兰州理工大学 能源与动力工程学院, 兰州 730050)

摘要: 针对多米诺环形采样器 (DRS4) 采样单元的采样间隔不均匀, 提出了一种新的校准方法, 以斜坡脉冲作为校准源, 利用每两个连续采样单元对斜坡脉冲采样的幅度差和采样间隔的固定比例关系 (斜率相等) 进行计算, 获得采样间隔的校准值。信号发生器产生周期 200 ns、斜率 ± 4.5 mV/ns 的两种斜坡脉冲, 波形采样数字化板采样后计算线性增加/降低过程中 1 024 个采样单元的采样间隔, 得到采样单元平均采样间隔为 200.288 ps、RMS 为 15.603 ps。测试结果与“正弦波过零”法和“锯齿波”法得到的校准采样间隔进行比较, 平均采样间隔相对误差分别为 0.14%、2.49%、2.48%, 斜坡法校准精度最高。同时, 斜坡法对校准源信号频率无范围限制, 迭代次数 3 000 次即可满足测量精度, 更适用于具有实时校准应用需求的场合。

关键词: 开关电容矩阵; 波形数字化; 多米诺环形采样器; 采样间隔校准; 斜坡脉冲

中图分类号: TL82

文献标志码: A

DOI: 10.12178/1001-0548.2024131

Research of ramp pulse-based non-uniform sampling interval calibration method for Domino ring sampler(DRS4)

ZHANG Jingzhe, ZHANG Bo*, LIU Meiyang, XIAO Jinfeng, ZHAO Jiuyao, GOU Xiangxiang,
SHI Chengcheng, and WANG Xiaorui

(College of Energy and Power Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

Abstract: A novel non-uniform sampling interval calibration method is proposed for the Domino ring sampler (DRS4). This method calculates the calibration value of the sampling interval by maintaining a fixed proportionality (equal slope) between the amplitude difference of the ramp pulse and the sampling interval of each two consecutive sampling cells, utilizing the ramp pulse as the calibration source. The signal generator produces two ramp pulses with a period of 200 ns and a slope of ± 4.5 mV/ns. These ramp pulses are then sent to the waveform sampling digitizer to calculate the sampling intervals of 1 024 sampling cells in the linear increase/decrease process. The average sampling interval of the sampling cells is found to be 200.288 ps, with an RMS of 15.603 ps. Test results comparing this method with the "zero-crossing of sine wave" and "sawtooth wave" methods show that the relative errors of the average sampling interval are 0.14%, 2.49%, and 2.48%, respectively. These results indicate that the calibration accuracy of the ramp method is the highest. Furthermore, the ramp method has no frequency range limitation for the calibration source signal, and conducting 3 000 iterations is adequate to achieve the necessary measurement accuracy. This makes it more suitable for applications with real-time calibration requirements.

Key words: switched capacitor array; waveform digitization; Domino ring sampler; sampling interval calibration; ramp pulse

在粒子物理实验中, 探测器输出的原始脉冲波形蕴含着所探测粒子最全面、最详细的物理信息,

波形数字化技术为提取这些物理信息提供了最直接、最有效的途径^[1]。基于开关电容矩阵 (switched

收稿日期: 2024-06-03

基金项目: 国家重点研发计划子课题 (2020YFB2009803)

作者简介: 张惊蛰, 博士, 高级工程师, 主要从事核电子学、高速数据获取与传输及测控技术方面的研究。

*通信作者 E-mail: zepingpingze@163.com

capacitor array, SCA) 的新型波形数字化技术采用高速模拟采样与相对低速量化配合的方法, 解决了高速采样和低功耗之间的矛盾, 是国际上该领域的研究热点。瑞士 PSI 研制的 DRS4 (Domino ring sampler) 芯片具有 9 路差分采样通道, 采样频率范围为 0.7~5.12 GSPS, 采样带宽为 1 GHz, 存储深度为 1 024 个采样点, 已成功商业化, 被应用于 MEG^[2] 和 MAGIC II^[3] 等实验。基于开关电容矩阵实现波形数字化的核心是多米诺环和采样电容, 多米诺环在采样过程中循环工作, 产生的采样时钟通过控制写、读开关的状态对采样电容进行充电和保持, 完成输入信号的采样和读出数字化。

DRS4 在使用时需要进行直流偏置校准、增益校准和采样间隔的不均匀校准, 以减小测量误差, 其中, 采样间隔的不均匀是校准难点。采样间隔的不均匀由 DRS4 中反向器的延时差异造成^[4], 其不均匀会带来时间的抖动, 从而影响时间测量的准确性。

关于采样间隔校准方法的研究, 最具有代表性的是“正弦波过零”法^[5-7]。该方法使用正弦波作为校准源, 通过计算采样波形上的过零点, 并将两个相邻过零点之间的采样间隔与已知时钟周期进行比较, 计算出采样间隔与时钟周期的偏差, 重复该过程可迭代地获得每个采样单元的采样间隔。算法基本思路是通过测量正弦波过零点处两侧连续采样点之间的幅度差 (ΔV_n) 计算得到真实的采样间隔, 过零点处的斜率最大, 幅度测量产生的电压噪声对采样间隔校准的影响较小^[7]。然而“正弦波过零”法存在缺陷, 对于输入正弦波的频率有苛刻的范围区间: $f_{\text{SIN}} \in [2f_{\text{SCA}}/N, f_{\text{SCA}}/20]$ ^[8-9], 其中 N 为采样单元的数目, f_{SCA} 为 DRS4 等效采样频率。如果输入频率过高, 过零点两侧连续采样点之间不具备线性关系; 如果输入频率过低, 其过零点处斜率较小, 为了减小幅度误差的影响, 每个 ΔV_n 需要多次测量后求平均, 且对于频率低的正弦波, 采样过零点出现的几率降低, 为了得到满足条件的所有 ΔV_n , 测量时间和计算量大大增加。

后续文献 [10] 开发的“锯齿波”法, 使用锯齿形脉冲作为校准源, 相邻采样点之间的幅度差与两个单元之间的采样间隔具有比例关系, 根据该比例关系可由幅度差单独获得 DRS4 每个采样单元的采样间隔。锯齿形脉冲每阶段 10 ns 持续时间包括上升、平台、下降和过渡 4 个部分, 一个完整周期为 40 ns, 脉冲幅度覆盖 DRS4 的整个动态输入范

围, 且输入脉冲在上升和下降部分时刻保持线性, 斜率固定为 $\pm 100 \text{ mV/ns}$, 通过测量每两个相邻采样点之间的幅度差, 利用固定比例关系计算得到真实的采样间隔。锯齿形脉冲的上升和下降部分全部用于校准, 所以“锯齿波”法不需要假设校准源的线性度为理想值。但是锯齿波实际利用率只有 50%, 10 000 个锯齿形脉冲由于脉冲的平台和过渡部分, 用于采样间隔校准的有效波形数量减少至 5 000 个, 波形利用率有提升的空间。

本文提出了一种新的基于斜坡脉冲的 DRS4 采样间隔不均匀校准方法 (以下简称斜坡法), 在相同的校准精度下, 算法更简单, 迭代次数最少, 更适用于具有实时校准要求的实验场合。

1 校准原理

DRS4 中的多米诺环链由 1 024 个单元组成, 每个单元包括与非门、NMOS 管和非门 3 个部分, 如图 1 所示。作为压控电阻的 NMOS 管和与非门的输入寄生电容形成 RC 电路, 调节 DSPEED 电压可以控制多米诺环链的延时长短, 从而调节采样频率。DENABLE 信号使能多米诺环工作, DWRITE 信号使能输入信号的采集。为了保证多米诺环链稳定运行, 在多米诺波到达第 512 个采样单元时, DTAP 信号状态反转, DRS4 内部锁相环 (PLL) 将 DTAP 状态与参考时钟进行比较, 并反馈电压以稳定多米诺波^[11]。但是, 由于 IC 工艺的差异, 多米诺环链中单元延时存在微小差异, 造成 DRS4 采样单元采样间隔的不均匀。为了获得更好的测量精度, 有必要对其进行校准。

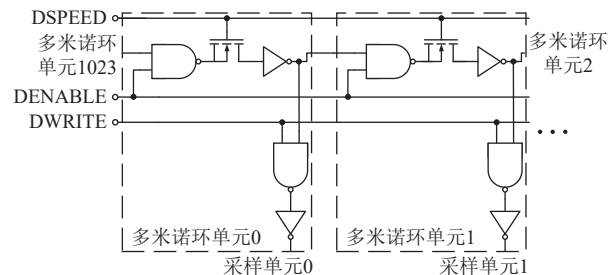


图 1 多米诺环结构示意图

本文采用斜坡脉冲作为校准源对 DRS4 采样间隔的不均匀进行校准 (以下称为斜坡法), 斜坡脉冲的幅度和斜率根据采样频率设定, 保证脉冲的线性斜坡部分覆盖 DRS4 的完整时间窗口 (如采样频率为 5 GS/s 时, DRS4 时间窗口为 200 ns, 输入脉冲的幅度为 $900 \text{ mV}_{\text{pp}}$, 斜率为 $\pm 4.5 \text{ mV/ns}$)。

如图 2 所示, 将线性增加的斜坡脉冲用于采样

间隔不均匀校准, 两个相邻采样点之间的电压差 ΔV 与它们之间的采样间隔 Δt 成比例。该比例是理想的斜坡脉冲斜率 P_1 , 且对于时间窗口内 1024 个采样单元获得的电压差测量值, 该比例关系相同, 有:

$$\frac{\Delta V_1}{\Delta t_1} = \dots = \frac{\Delta V_n}{\Delta t_n} = P_1 (n = 1, 2, \dots, 1024) \quad (1)$$

式中, ΔV_n 和 Δt_n 表示第 n 个采样单元获得的测量值, $\Delta t_n = t_n^B - t_n^A$; $\Delta V_n = |V_n^B - V_n^A|$ 。绝对值运算保证了采样间隔计算结果的非负性。DRS4 中 1024 个单元的完整时间窗口 T_S 由片上锁相环 (PLL) 固定, 5 GS/s 采样频率的时间窗口为 200 ns。 ΔV_n 的总和及实测斜坡脉冲斜率 P_2 分别为:

$$\sum_{n=1}^{1024} \Delta V_n = P_2 \sum_{n=1}^{1024} \Delta t_n = P_2 T_S = P_2 \times 200 \quad (2)$$

$$P_2 = \frac{\sum_{n=1}^{1024} \Delta V_n}{200} \quad (3)$$

求取斜坡脉冲理想斜率 P_1 和实测斜率 P_2 的平均值, 得到校准斜率 P , 保证用于校准的斜坡脉冲线性度良好。使用校准斜率 P 和每个采样单元测量的电压差 ΔV_n 即可推导计算对应的校准采样间隔:

$$\Delta t_n = \frac{\Delta V_n}{P} = \frac{2\Delta V_n}{P_1 + P_2} \quad (4)$$

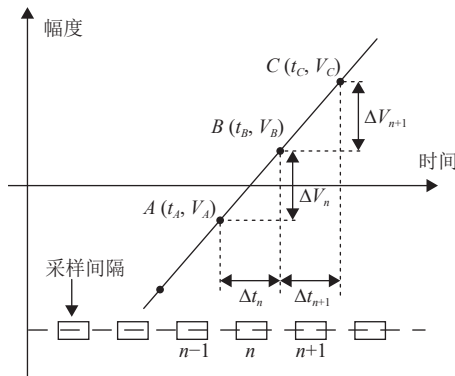


图2 校准原理示意图

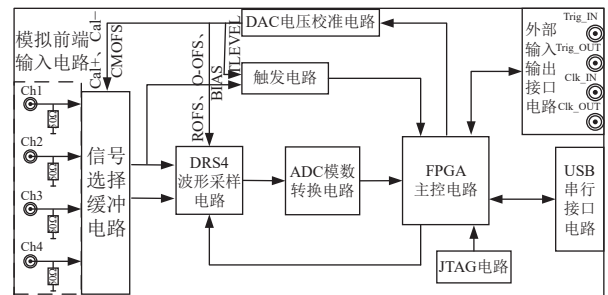
将相同周期、电压幅度线性降低的斜坡脉冲用于采样间隔校准, 利用两个相邻采样点之间的电压差 ΔV 与校准斜率 P , 获得斜坡脉冲线性降低过程中 1024 个采样单元的校准采样间隔。用平均线性增加和降低阶段得到的校准采样间隔, 获得所有采样单元最终对应的采样间隔。

与“正弦波过零”法和“锯齿波”法相比较, 斜坡法对于校准源产生的信号无频率限制, 降低了信号发生器的性能需求, 且校准期间的迭代次数随着波形利用率的显著提升而减少, 有效缩短了测量

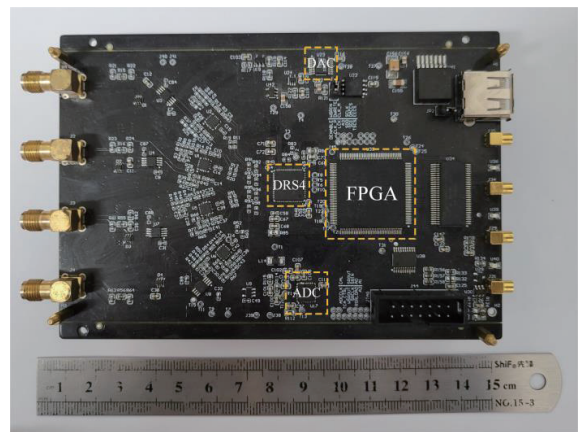
和数据处理时间。此外, 斜坡法所利用的脉冲线性度良好, 得到的校准采样间隔相对误差更小, 具有更高的校准精度。

2 测试电路

波形采样数字化板的核心是 DRS4 芯片, 芯片可实现 700 MS/s~5 GS/s 的可调采样率, 具有 8+1=9 个差分输入通道, 每个通道由 1024 个采样单元组成^[12-14]。波形采样数字化板的整体框架如图 3a 所示, 设计了 4 路模拟输入通道, 输入为 1 V_{pp}。模拟信号输入后, 信号选择缓冲电路将输入的单端信号转换为差分信号, 并在 DRS4 中连续采样, 接收到触发电路产生的触发信号后, DRS4 采样单元锁存输入模拟信号。锁存的采样信号通过内部移位寄存器多路复用输出, 并由 ADC 模数转换电路进行数字化。FPGA 主控电路完成各芯片逻辑控制、触发生成和数据处理。DAC 电压校准电路用于设置参考电平调整触发阈值、生成基准电压、进行直流偏置和增益校准, 并为 DRS4 芯片和缓冲器提供配置电压。外部输入输出接口电路用于外部时钟和触发的输入输出。外部通信为 USB2.0 接口, 实现 FPGA 内部 RAM 数据传输至计算机, 波形采样数字化板电路实物如图 3b 所示。



a. 结构框图



b. 电路实物图

图3 波形采样数字化板

3 系统测试

3.1 直流偏置和增益误差校准测试

理想情况下,当 DRS4 输入直流信号时,通道内结构相同的 1 024 个采样单元具有相同的输出结果^[15]。然而实际测试中,当输入 0 V 的直流电压,DRS4 每个采样单元输出电压存在 ± 20 mV 左右的差异。直流偏置虽然在不同采样单元之间有区别,但是每个采样单元对于输入直流具有固定差异值^[16-18]。直流偏置的校准原理是通过向 DRS4 输入 0 V 直流电平,经过多次测量后对每个采样单元的采样数据进行平均,得到 1 024 个采样单元直流偏置的校准值,在对应采样单元的采样数据中减去该校准值即完成了直流偏置校准。

直流增益的校准原理是分别输入 0 V 和 0.4 V 两个直流电平,即量程的 50% 和 80% 处^[10],读取相应电压值后由式 (5) 得到采样单元的直流增益 G ,在对应采样单元的采样数据中除以直流增益即完成了直流增益校准:

$$G = \frac{(V_{OUT+} - V_{OUT-})}{(V_{IN+} - V_{IN-})} \quad (5)$$

式中, $V_{OUT+} - V_{OUT-}$ 为两个直流电压读出值之差; $V_{IN+} - V_{IN-}$ 为两个输入直流电压值之差。

图 4 为校准前 DRS4 通道内 1 024 个采样单元对 0 V 直流电压采样的结果,电压幅度介于 $-40 \sim +5$ mV,均方根值 (root mean square, RMS) 约为 6.705 mV,反应了不同采样单元之间的偏差程度。图 4 不仅显示了各采样单元的直流偏置,还反映出 DRS4 单元结构中前后采样区域的偏置差异和每 512 个采样单元 DTAP 状态翻转处的巨大偏置阶跃^[19]。

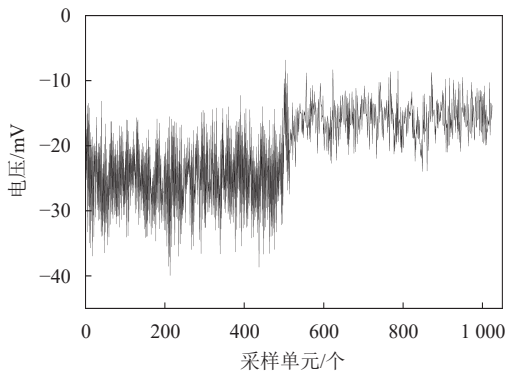


图 4 校准前各采样单元对 0 V 电压采样结果

图 5 为采样数据进行直流偏置和增益校准后的结果,校准后各采样单元输出电压平均值 (Mean)

为 9.766×10^{-4} mV,输出电压标准差 σ 的 RMS 值约为 0.557 mV,采样单元间的差异显著减小。该值比 DRS4 数据手册中的 0.350 mV RMS 高约 1.6 倍,且在第 1 024 个采样单元处出现未完全消除的 2.7 mV 尖峰,这是由于脉冲信号进入 DRS4 芯片之前,960 MHz 模拟带宽以上的噪声电压未被完全滤除所造成^[6]。

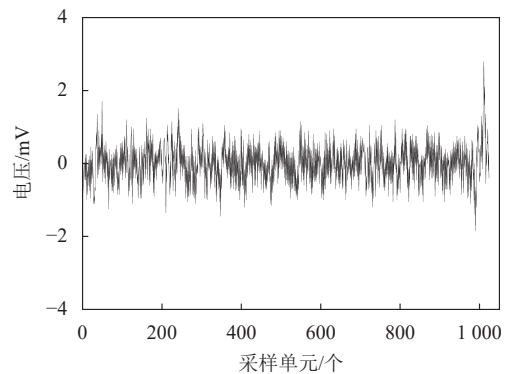


图 5 校准后各采样单元对 0 V 电压采样结果

对 0 V 直流电压多次采集、取平均值后进行直流误差校准,得到通道内 1 024 个采样单元的噪声统计结果并进行高斯拟合,结果如图 6 所示。各采样单元输出噪声电压范围为 $-1.85 \sim +2.8$ mV,间接反应了 DRS4 通道的直流噪声情况。对于波形采样数字化板 $1 V_{pp}$,该系统的信噪比 (signal to noise ratio, SNR) $SNR = 20 \log(1000/0.557) = 65.08$ dB。

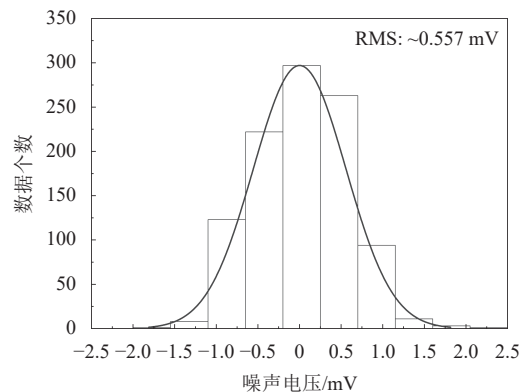


图 6 校准后通道内噪声电压分布结果

3.2 系统线性测试

系统的线性度通过改变输入波形的电压幅值来测量,它反映了输入电压与输出电压之间的关系。由于模拟前端输入电路设计了串联隔直电容,所以在逐点法测试线性特征过程中,信号发生器向波形采样数字化板输入正弦波进行测试,脉冲频率为

10 MHz, 周期为 100 ns, 电压幅值范围在 $-450 \sim 450$ mV_{pp}, 步进为 50 mV, 共计 19 个测试点。波形采样数字化板以 5 GS/s 采样率采样脉冲信号, 并以 33 MHz 采样率读出^[20], 每个测试点采集 5 000 组波形。测试点的输出电压数据取平均值后进行性能指标分析, 线性拟合后得到整个系统的线性度^[21-22], 如图 7 所示。输出幅度特性曲线的线性拟合曲线函数为 $y=ax+b(a=0.923 \pm 0.003 94, b=-1.226 \pm 1.079)$, 拟合优度 $R^2=0.999$ 接近 1, 表明其线性拟合程度良好, 输入电压和输出电压之间呈现强正相关性。输出幅度特性曲线的斜率反映了系统增益, 本系统增益为 0.923, 处于工艺变化造成的增益波动范围 0.9~1.1 内。

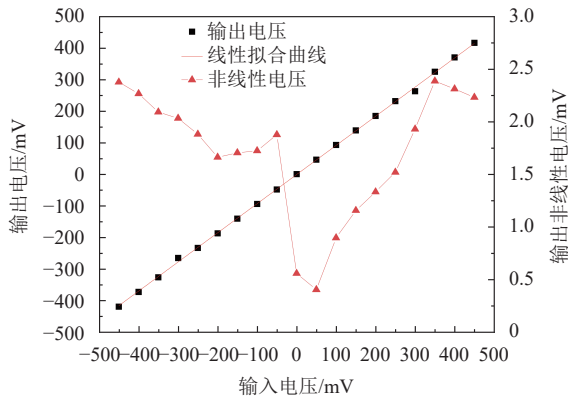


图7 输出幅度特性曲线及RMS最大值

系统的非线性为:

$$V_{\text{NONLINEARITY}} = \text{Max}_{100 < n < 1000} \{V_{\text{outn}} - V_{\text{fitn}}\} \quad (6)$$

式中, $V_{\text{NONLINEARITY}}$ 为非线性电压值; V_{outn} 为正弦波对应的输出测试值; V_{fitn} 为正弦波对应的线性拟合值。如图 7 所示, 输入不同幅度正弦波得到的非线性电压值范围为 0.403~2.384 mV, 由式 (7) 计算该系统的积分非线性小于 0.3%, 满足采样间隔校准的信号源要求。

$$\text{INL} = \frac{|V_{\text{out}} - V_{\text{fit}}|_{\text{Max}}}{V_{\text{outmax}}} \quad (7)$$

式中, V_{out} 为输出测试值; V_{fit} 为输出线性拟合值; V_{outmax} 为输出测试值的最大值。

3.3 电压差 ΔV 测试

图 8 显示了斜坡法得到的采样单元电压差 ΔV 。1 024 个采样单元的 ΔV 平均值为 0.927 mV, 与假设采样间隔相等时, 根据 $\Delta V/200 \text{ ps}=900 \text{ mV}/200 \text{ ns}$ 计算得到的预测电压差 $\Delta V=0.9 \text{ mV}$, 相对误差仅为 3%。

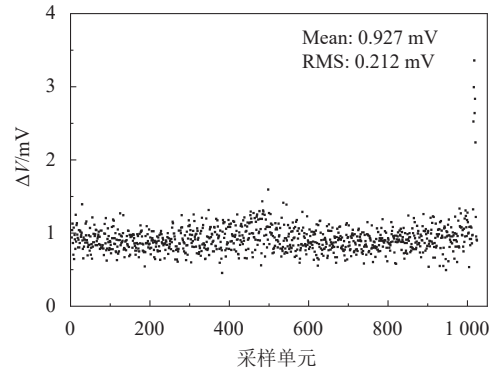


图8 斜坡法各采样单元的 ΔV

由式 (8) 计算每个采样单元的均方根误差 (root mean square error, RMSE):

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{n=1}^{1024} (y'_n - y_n)^2} \quad (8)$$

式中, y'_n 为采样单元的预测电压差值 (0.9 mV); y_n 为采样单元的实际测试差值。如图 9 所示, 每个采样单元 ΔV 的 RMSE 平均值为 0.119 mV, 变化为 0.047 mV RMS, 这表明测试过程中取得的各采样单元电压差稳定, 满足校准采样间隔的误差精度。由此可从上述电压差 ΔV 中推导出校准采样间隔。

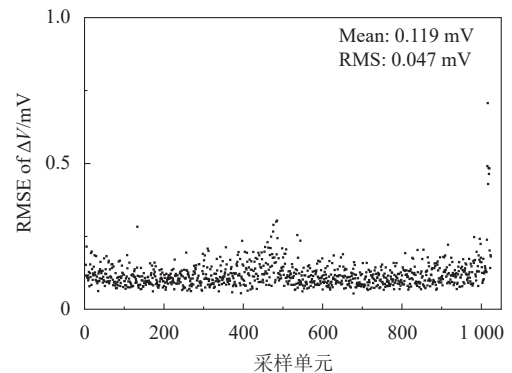


图9 斜坡法各采样单元 ΔV 的 RMSE

3.4 采样间隔测试

图 10 显示了斜坡法得到的采样单元的采样间隔。根据 DRS4 数据手册, 波形采样数字化板以 5 GS/s 采样率采样脉冲信号, 并以 33 MHz 采样率读出时, 1 024 个采样单元的平均采样间隔为 200 ps, 完整时间窗口为 200 ns。斜坡法获得 1 024 个采样单元的平均采样间隔为 200.288 ps, RMS 为 15.603 ps, 与标准值的误差为 0.14%, 完整时间窗口与标准值的误差为 0.25%。

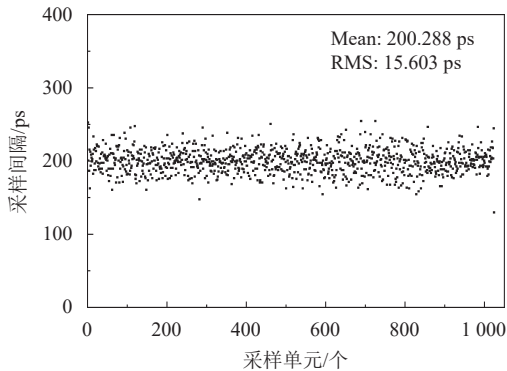


图 10 斜坡法各采样单元的采样间隔

4 校准采样间隔的精度分析及对比

本文进行了一系列校准采样间隔精度的测试,以探究输入斜坡脉冲的斜率、电压幅度和迭代次数对于校准采样间隔的影响。对比“正弦波过零”法、“锯齿波”法和斜坡法 3 种方法获得的电压差 ΔV 和采样间隔以评估斜坡法采样间隔不均匀校准的实际性能。所有校准采样间隔的数据都是在直流偏置和增益校准之后推导计算得到。

4.1 斜坡脉冲斜率大小对采样间隔校准的影响

由信号发生器输入斜坡脉冲,电压幅度为 $900 \text{ mV}_{\text{pp}}$,以 0.5 mV/ns 的步长调节脉冲斜率,范围为 $0.5 \sim 4.5 \text{ mV/ns}$,每个斜率状态采集 3 000 组波形,根据第 1 节的采样间隔校准方法推导计算不同斜率斜坡脉冲对应的校准采样间隔,均值处理后统计平均采样间隔及 RMS。

如图 11 所示,横坐标为输入脉冲的斜率,纵坐标为平均采样间隔,箱体的高度表示四分位数范围 (inter-quartile range, IQR),内部横线表示均值,上下边界线表示极值。随着脉冲斜率的增加,箱体高度、均值线和极值显著降低,且均值线都处于箱体的中心处,表明 IQR 减小,与标准值 200 ps 的误差降低,校准数据对称分布且更加集中。平均采样间隔与各采样单元对应采样间隔的 RMS 值也随之减小,即输入斜坡脉冲的斜率为 4.5 mV/ns 时校准精度最高。

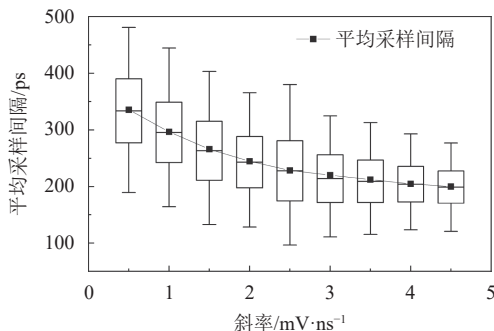


图 11 不同斜率斜坡的平均采样间隔

4.2 斜坡脉冲斜率正负对采样间隔校准的影响

通过分成正、负 2 组斜坡脉冲测试,统计对比 2 组按照 4.1 节的方法所获得的平均采样间隔数据及 RMS 值,分析脉冲斜率的正负对采样间隔校准的影响,如图 12 所示。结果表明,平均采样间隔与正、负斜率的函数关系相似。脉冲斜率正负对于校准采样间隔在 RMS 值的微小误差被认为是信号发生器的仪器效应,为了避免该误差的影响,测试过程求取二者获得采样间隔的平均值作为最终校准采样间隔。

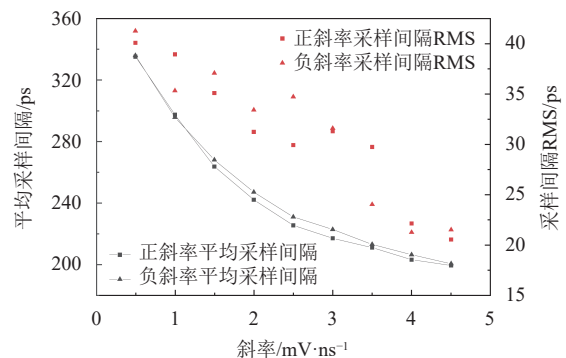


图 12 正负斜率斜坡脉冲的平均采样间隔及 RMS

4.3 斜坡脉冲电压幅度对采样间隔校准的影响

测试过程中,由信号发生器输入的斜坡脉冲以 100 mV 为步长、在 $100 \sim 900 \text{ mV}_{\text{pp}}$ 范围内调节电压幅度,分别在 9 个电压幅度测试点各采集 3 000 组斜坡,获得对应平均采样间隔及 RMS 值,分析斜坡脉冲电压幅度对采样间隔校准的影响。

如图 13 所示,平均采样间隔与 RMS 随着电压幅度的增加逐渐减小,当电压幅度为 $900 \text{ mV}_{\text{pp}}$ 时,平均采样间隔为 200.288 ps ,与采样间隔标准值的相对误差小于 0.2% ,RMS 为 15.603 ps 。因此,测试过程中输入斜坡脉冲的电压幅度选为 $900 \text{ mV}_{\text{pp}}$ 。

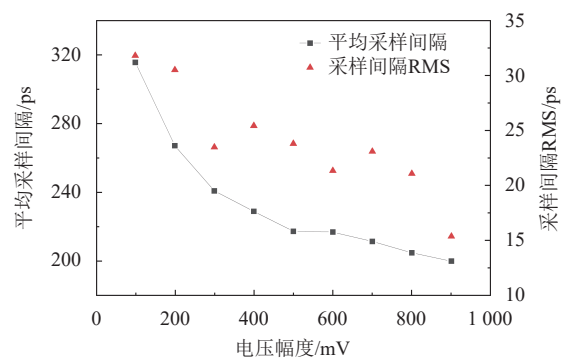


图 13 不同电压幅度斜坡脉冲的平均采样间隔及 RMS

4.4 斜坡脉冲迭代次数对采样间隔校准的影响

通过改变脉冲波形的采集次数,分析斜坡脉冲

迭代次数对采样间隔校准的影响。测试过程中输入斜坡脉冲的电压幅度 900 mV_{pp} 和斜率 $\pm 4.5 \text{ mV/ns}$ 保持不变, 采集波形的次数从 500 次变化到 5 000 次, 步长为 500 次, 共计 10 个测试点。

图 14 所示结果表明, 平均采样间隔的相对误差均小于 1%, 采样间隔的 RMS 均满足 DRS4 数据手册中校准采样间隔 $\text{RMS} < 50 \text{ ps}$ 的标准。随着迭代次数的增加, 采样间隔的 RMS 值逐渐减小, 当迭代次数大于 3 000 次时, 趋于 15 ps RMS 的稳定值, 因此测试过程中的迭代次数设置为 3 000 次, 减少测量时间和运算量。

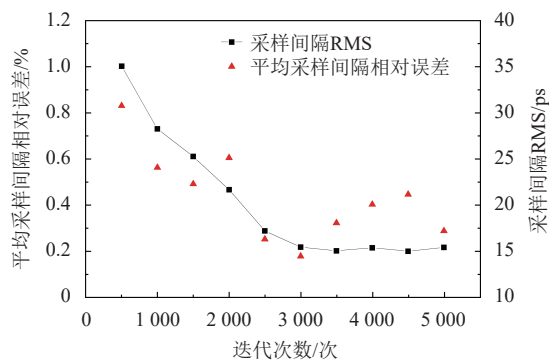


图 14 不同迭代次数斜坡脉冲的平均采样间隔及 RMS

4.5 不同方法获得采样间隔对比

保持输入波形 900 mV_{pp} 幅度不变, 比较斜坡法 (3 000 组斜率为 $\pm 4.5 \text{ mV/ns}$ 的波形数据)、 “正弦波过零” 法 (5 000 组频率为 10 MHz 的波形数据)、 “锯齿波” 法 (10 000 组线性部分斜率为 $\pm 90 \text{ mV/ns}$ 、周期 40 ns 的波形数据) 所采集的 1 024 个采样单元的电压差 ΔV 及利用电压差计算获得的采样间隔结果。

图 15 的电压差 ΔV 测试结果表明, 斜坡法和正弦波过零法采集的各采样单元 ΔV 分布情况相似, 都集中分布在一个电压值, 正弦波法集中分布在 5.612 mV , ΔV 变化为 0.490 mV RMS , 斜坡法集中分布在 0.927 mV , ΔV 变化为 0.212 mV RMS , 并且斜坡法获得的 ΔV 中心值更集中, 具有更加稳定的 RMS 值。锯齿波法采集的 ΔV 呈现两组分布, 平均值 (宽度) 分别为 -18.401 mV 和 18.022 mV (0.723 mV RMS 和 0.722 mV RMS)。该分布情况是锯齿波法计算采样单元 ΔV 时未采取绝对值运算, 区分线性增加和减小部分所造成。

图 16 的采样间隔结果表明, 斜坡法和正弦波过零法获得的采样间隔对于 1 024 个采样单元具有

相似的集中分布: 正弦波过零法计算的采样间隔平均值为 195.019 ps , RMS 为 17.384 ps , 平均采样间隔相对误差为 2.49% ; 斜坡法计算的采样间隔平均值为 200.288 ps , RMS 为 15.603 ps , 平均采样间隔相对误差为 0.14% 。锯齿波法获得的采样间隔呈现显著的奇数和偶数两组分布, 其平均值 (宽度) 分别为 145.132 ps 和 244.861 ps (22.060 ps RMS 和 21.321 ps RMS), 从而得到最终采样间隔平均值为 195.045 ps , 平均采样间隔相对误差为 2.48% 。3 种方法的测试结果如表 1 所示, 结果表明斜坡法获得的平均采样间隔相对误差最小, 离散程度低, 校准精度高, 迭代次数少, 更适用于具有实时校准要求的实验场合。

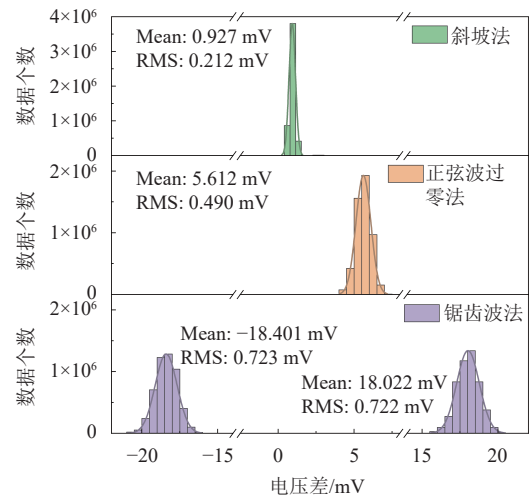


图 15 不同方法各采样单元电压差分布

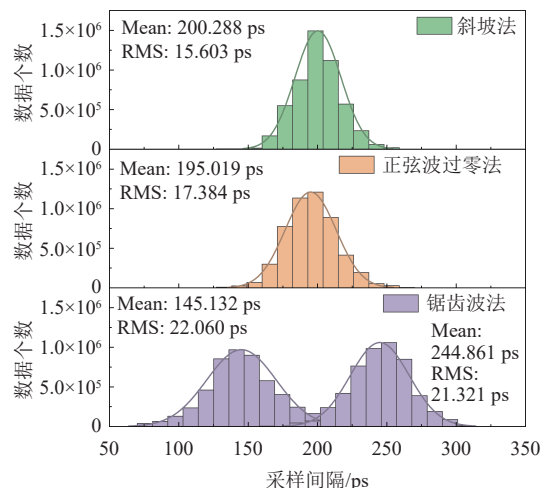


图 16 不同方法各采样单元采样间隔分布

表 1 3 种方法测试结果对比表

方法	迭代次数/次	平均采样间隔/ps	RMS/ps	相对误差/%
正弦波过零法	5 000	195.019	17.384	2.49
锯齿波法	10 000	195.045	21.691	2.48
斜坡法	3 000	200.088	15.603	0.14

5 结束语

本文针对 DRS4 提出了一种新的采样间隔不均匀校准方法, 本方法基于斜率为 ± 4.5 mV/ns、电压幅度为 900 mV_{pp} 的斜坡脉冲, 利用波形采样数字化板测量的电压差对通道内 1 024 个采样单元进行校准, 准确得到每个采样单元对应的校准采样间隔。对采样间隔校准精度进行分析可知, 为了进一步提高校准精度可以采取以下措施: 1) 在脉冲幅度覆盖 DRS4 采样频率对应完整时间窗口的情况下, 提高脉冲线性部分的斜率; 2) 求取脉冲线性增加和减小两个阶段获得的采样间隔平均值作为最终校准采样间隔; 3) 在输入电压幅度范围内, 增加线性脉冲的电压幅度和迭代次数。

斜坡法对于校准源信号频率无范围限制, 校准采样间隔离散程度低, 相对误差较小, 具有更高的校准精度; 迭代次数减少, 波形利用率显著提升, 有效减少了数据处理时间, 在采样间隔实时校准方面的应用具有更好的发展前景。

参考文献

- [1] 秦家军. 基于开关电容阵列的高速波形数字化 ASIC 研究[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2018.
QIN J J. Research on high-speed waveform digitization ASIC based on switched capacitor array[D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2018.
- [2] ADAM J, BAI X, BALDINI A M, et al. The MEG detector for $\mu^+ \rightarrow e^+ \gamma$ decay search[J]. The European Physical Journal C, 2013, 73(4): 2365.
- [3] COARASA J A, CORTINA J, BARCELO M, et al. The data acquisition of the MAGIC II telescope [C]// The 29th International Cosmic Ray Conference. Pune: IEEE, 2005: 281-284.
- [4] Paul Scherrer Institute. 9 channel, 5 GSPS switched capacitor array[EB/OL]. [2024-03-12]. https://www.psi.ch/sites/default/files/2020-08/DRS4_rev09_2.pdf.
- [5] WANG J H, ZHAO L, FENG C Q, et al. Evaluation of a fast pulse sampling module with switched-capacitor arrays[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2012, 59(5): 2435-2443.
- [6] WANG J H, LIU S B, AN Q. Waveform timing performance of a 5 GS/s fast pulse sampling module with DRS4[J]. Chinese Physics C, 2015, 39(10): 106101.
- [7] STRICKER-SHAVER D, RITT S, PICHLER B J. Novel calibration method for switched capacitor arrays enables time measurements with sub-picosecond resolution[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2014, 61(6): 3607-3617.
- [8] CHENG B Y, ZHAO L, QIN J J, et al. An overdetermined linear equations-based time calibration method for fast sampling ASICs[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2019, 916: 71-76.
- [9] QIN J, ZHAO L, CHENG B, et al. Prototype of a transient waveform recording ASIC[J]. Journal of Instrumentation, 2018, 13(1): P01004.
- [10] KIM H, CHEN C T, ECLOV N, et al. A new time calibration method for switched-capacitor-array-based waveform samplers[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2014, 767: 67-74.
- [11] OBERLA E, GENAT J F, GRABAS H, et al. A 15GSa/s, 1.5GHz bandwidth waveform digitizing ASIC[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2014, 735: 452-461.
- [12] CAI J L, LI D W, WANG P L, et al. Fast pulse sampling module for real-time neutron-gamma discrimination[J]. Nuclear Science and Techniques, 2019, 30(5): 84.
- [13] RITT S, DINAPOLI R, HARTMANN U. Application of the DRS chip for fast waveform digitizing[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2010, 623(1): 486-488.
- [14] RITT S. Design and performance of the 6 GHz waveform digitizing chip DRS4[C]//Proceedings of the IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record. New York: IEEE, 2008: 1512-1515.
- [15] KOTCHETKOV D, HARTBRICH O, ANDREW M, et al. Front-end electronic readout system for the Belle II imaging time-of-propagation detector[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2019, 941: 162342.
- [16] SITAREK J, GAUG M, MAZIN D, et al. Analysis techniques and performance of the Domino ring sampler version 4 based readout for the MAGIC telescopes[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2013, 723: 109-120.
- [17] DU D, CHEN J D, ZHANG X L, et al. Study of time resolution by digital methods with a DRS4 module[J]. Chinese Physics C, 2016, 40(4): 046101.
- [18] 廖顺, 杨海波, 张洪辉, 等. 基于 SCA 技术的高速数据采集电路研究[J]. 原子核物理评论, 2023, 40(2): 237-243.
LIAO S, YANG H B, ZHANG H H, et al. Research on high-speed data acquisition circuit based on SCA technology[J]. Nuclear Physics Review, 2023, 40(2): 237-243.
- [19] BITOSSI M, PAOLETTI R, TESCARO D. Ultra-fast sampling and data acquisition using the DRS4 waveform digitizer[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2016, 63(4): 2309-2316.
- [20] DU Y F, WU J, YUAN C, et al. Design and offline processing of an ultrafast digitizer based on internal cascaded DRS4[J]. Nuclear Science and Techniques, 2019, 30(8): 121.
- [21] YANG H B, LIAO S, LI X Q, et al. A full-waveform digitizer for the readout of plastic scintillator detectors at HIRFL and HIAF[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2023, 70(6): 1007-1014.
- [22] YANG H B, SU H, KONG J, et al. Application of the DRS4 chip for GHz waveform digitizing circuits[J]. Chinese Physics C, 2015, 39(5): 056101.