Boxcar平均器原理详解

> 日期：2026-07-27 文档版本：1.0 作者：Remy Chen @SINE SCIENTIFIC INSTRUMENTS 关键词：Boxcar Averager、Boxcar平均器、等效时间采样、锁相放大器

1 基本介绍

Boxcar平均器（Boxcar Averager）是一类用于从噪声背景中提取重复脉冲或瞬态信号的同步测量仪器。核心工作原理可以概括为：**只在信号预计出现的一小段时间内测量，忽略其余时间的噪声，再对多次重复测量的结果进行平均。**

完整测量包含两个阶段：先进行单周期门控积分，再对多个周期的测量结果求平均。前者只关注信号出现的一小段时间，排除窗口外的大部分噪声；后者利用信号的重复性，进一步削弱各次测量中随机变化的噪声。

因此，Boxcar平均器特别适合具有稳定触发、重复性良好且占空比较低的脉冲实验，例如脉冲激光、荧光寿命、瞬态光谱、光电子谱、飞行时间测量和泵浦-探测（Pump-Probe）实验。

1.1 单周期门控积分

每次触发到来后，仪器经过设定的门延时，在信号预计出现的位置打开一个宽度为 W 的矩形时间窗口。如图1所示，门控积分器只对窗口内的输入信号进行积分，窗口之外的信号不参与本次测量。

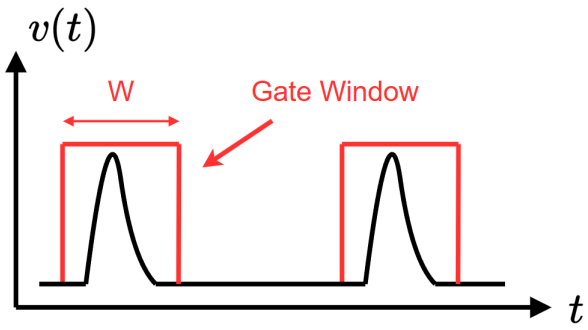


图1：矩形门窗口内的门控积分

设门窗口的起始时刻为 t_g，则单次门内平均值为

$$\bar{v}_{\text{gate}} = \frac{1}{W}\int_{t_g}^{t_g+W} v(t)\,\mathrm{d}t$$

积分结果除以门宽 W 后，得到窗口内输入信号的时间平均值 $\bar{v}_{\text{gate}}$。在重复测量中，将第 i 个周期的门内平均值记为 $\bar{v}_i$。传统模拟仪器通常利用积分与保持电容在门关闭后暂存该结果，并将这一逐周期更新的输出称为**单次采样输出（Last Sample）**。

1.2 多周期平均输出

完成单周期门控积分后，仪器将连续多个周期得到的门内平均值送入平均单元。对于与触发同步的重复信号，各周期中的有效信号基本保持一致，而随机噪声会发生变化，因此多周期平均能够保留重复信号并降低随机噪声。

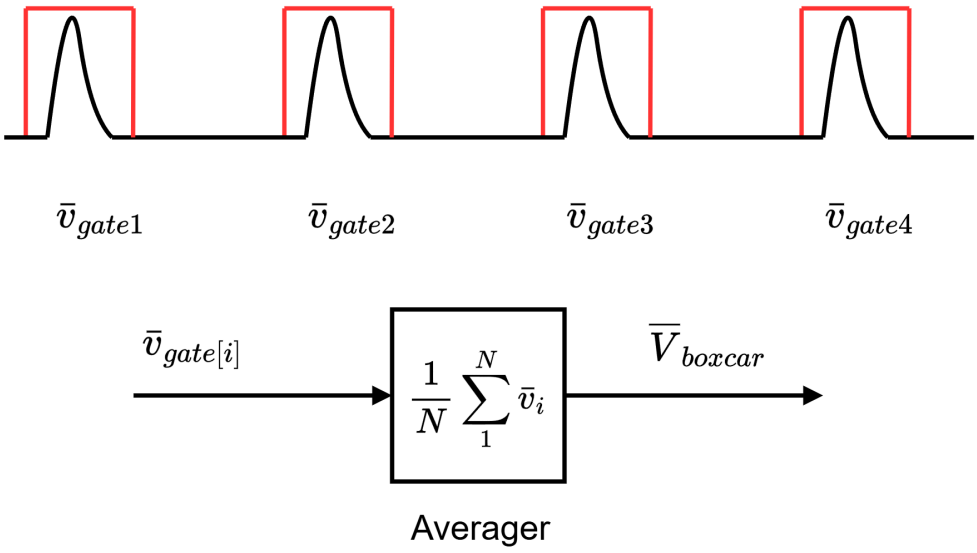


图2：重复触发条件下的跨周期Boxcar平均

图2以等权算术平均为例。设第 i 个周期的门内测量值为 $\bar{v}_i = s + n_i$，其中 s 是各周期中保持不变的有效信号，n_i 是均值为零、标准差为 σ_n 的随机噪声。对 N 个周期求平均后，Boxcar输出为

$$V_{\text{boxcar}} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\bar{v}_i = s + \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} n_i$$

当各周期噪声相互独立时，噪声方差相加，因此

$$\text{Var}\left(\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} n_i\right) = \frac{1}{N^2}\sum_{i=1}^{N}\text{Var}(n_i) = \frac{\sigma_n^2}{N}$$

平均后的噪声标准差为 $\sigma_n/\sqrt{N}$，而有效信号幅度仍为 s，所以信噪比（SNR）提高为单次测量的 $\sqrt{N}$ 倍。这里的关键条件是噪声在不同周期之间不相关，与触发同步的干扰或缓慢漂移不会按这一规律被平均掉。

上述结果针对最近 N 个周期权重相同的算术平均。经典模拟Boxcar平均器通常采用指数移动平均，各周期的权重并不相同，但仍遵循“信号保持、独立噪声方差降低”的基本原理。其平均次数与噪声抑制之间的定量关系将在2.1.3节说明。

1.3 门控积分器与Boxcar平均器的区别

在部分仪器和应用资料中，门控积分器、Boxcar积分器、取样积分器和Boxcar平均器等名称经常混用。按照传统仪器的信号处理结构，门控积分器与Boxcar平均器所指的层级并不完全相同：

- **门控积分器**（**Gated Integrator**）完成单个门窗口内的积分，并输出每次触发对应的门值；在经典模拟仪器中，该输出称为Last Sample。

- **Boxcar平均器（Boxcar Averager）**在门控积分器之后增加多周期平均，并输出平均后的结果；在经典模拟仪器中，该输出称为Averaged Out。

从功能结构上看，**门控积分器是完整Boxcar平均器的前端测量单元，门控积分与多周期平均共同构成Boxcar测量链路。**

随着门控采样、积分、采样保持和平均处理逐渐集成在同一台仪器中，上述术语在现代仪器中的边界已经弱化。在产品命名和一般应用语境中，通常使用**Boxcar平均器（Boxcar Averager）**指代整个测量系统，即从触发与门控、单周期积分，到多周期平均及结果输出的完整信号处理链路，而不再将门控积分器作为一台独立仪器加以强调。

因此，本文在经典模拟仪器章节中沿用Last Sample和Averaged Out；在数字实现章节中，分别使用“Gated Integrator输出”或“单周期门值”以及“Boxcar Averager输出”。描述完整测量系统时，统一使用“Boxcar平均器”。

---

2 模拟Boxcar平均器的工作原理

模拟Boxcar平均器以电阻、电容、晶体管等模拟器件完成第1章所述的两级处理：前级门控积分器产生单周期门值，后级平均电路对连续多个门值进行指数移动平均，整个过程依靠电容上的电荷积累与保持实现。

2.1 模拟门控积分与多周期平均

图3给出了模拟Boxcar平均器的简化功能结构。上方是信号通路：门控积分电压经缓冲后直接形成Last Sample，同时通过平均开关送入指数平均网络，得到Averaged Out；下方是时序控制，用于确定门窗口、平均更新和积分电容复位的时刻。为突出基本原理，图中省略了输入放大、外部触发、量程切换及开关驱动等辅助电路。

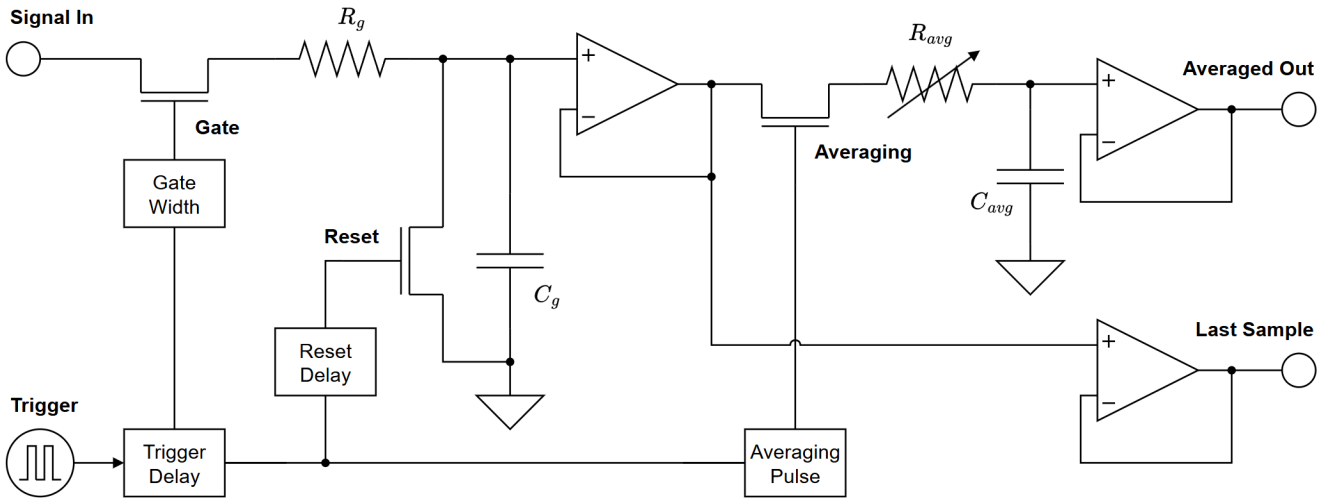


图3：模拟Boxcar平均器的简化功能结构

2.1.1 时序控制：触发、门控与复位

触发信号为每次测量提供统一的时间参考。通过调整Trigger Delay决定门窗口在波形中的位置，Gate Width决定门控开关保持导通的时间。一个完整的测量周期可概括为：

1. 积分电容 C_g 已完成复位，等待下一次测量。
2. 经过设定的门延时后，Gate开关在门宽 W 内导通，门控积分器对窗口内的信号进行积分。
3. Gate关闭后，C_g 保持本周期的积分电压，输出缓冲器给出Last Sample。
4. 平均开关短暂导通，将Last Sample更新到后级平均电路；随后Reset开关清除 C_g 上的电荷，为下一个周期做准备。

这些控制信号由同一触发基准产生，关键顺序是Gate结束、Averaging更新、Reset复位。Averaging脉冲必须在Reset之前读取积分结果；Reset过早会丢失本周期数据，过晚则可能给下一周期留下残余电荷。

门延时的抖动还会使采样窗口在波形上前后移动，尤其在信号上升沿或下降沿较陡时，会直接转化为测量幅度的波动。

2.1.2 单周期测量：门控电荷积分

Gate导通时，输入信号被转换为流入积分电容的电流。门窗口内的电流在 C_g 上累积为电荷，并进一步转换为电压：

$$\Delta V_{g,i} = \frac{1}{C_g}\int_{t_i+\tau}^{t_i+\tau+W} i_g(t)\,\mathrm{d}t \propto \int_{t_i+\tau}^{t_i+\tau+W} v_{\mathrm{in}}(t)\,\mathrm{d}t$$

在图3的简化等效模型中，可以近似认为 $i_g(t) \approx v_{\mathrm{in}}(t)/R_g$，并定义门控积分支路的时间常数

$$\tau_g = R_g C_g$$

于是，在积分电路的线性工作范围内有

$$\Delta V_{g,i} \approx \frac{1}{R_g C_g}\int_{t_i+\tau}^{t_i+\tau+W} v_{\mathrm{in}}(t)\,\mathrm{d}t$$

若信号在门窗口内近似为恒定值 V_0，上式可进一步简化为

$$\Delta V_g \approx V_0 \frac{W}{R_g C_g} = V_0 \frac{W}{\tau_g}$$

这个关系说明了 W、R_g 和 C_g 的不同作用：门宽 W 决定电流累积时间，R_g 决定输入电压转换为积分电流的比例，C_g 决定电荷到电压的转换增益。模拟门控积分不是把数字采样点相加，而是直接把门内电流累积成电荷；经过缓冲和灵敏度标定后，该电压与第1章定义的门内平均值 $\bar{v}_i$ 成正比，并由图3中的独立通道输出为Last Sample。

如果 R_g 和 C_g 都保持不变，同一幅度的信号在更宽的门窗口内会积累更多电荷，ΔV_g 将近似随 W 增大，长门宽时也更容易接近电路量程上限。因此，经典模拟仪器通常在增大Gate Width量程时同步切换到更大的 C_g，使 C_g 与 W 近似成比例。这样可以使 $W/(R_g C_g)$ 在不同门宽量程下基本保持一致，同一幅度的输入便能得到相近的Last Sample刻度。

以100 ns门宽为例，如果它相对于10 ns档采用约10倍的积分电容，而 R_g 保持不变，那么积分时间增加10倍的同时，电荷—电压转换系数 $1/C_g$ 降低为原来的约十分之一，两种量程对相同恒定输入的输出幅度便大致相当。图3中的 C_g 因而应理解为随门宽量程切换的一组等效积分电容，而不是始终不变的单个电容。

2.1.3 多周期处理：模拟指数平均

每得到一个Last Sample，平均开关就短暂导通一次，使当前门值通过 R_{avg} 更新平均电容 C_{avg} 上的电压。开关断开后，电容保持新的结果，并由输出缓冲器给出Averaged Out。

这一逐周期更新过程可以表示为

$$V_{\mathrm{avg},\,i} = (1-\alpha)V_{\mathrm{avg},\,i-1} + \alpha V_{\mathrm{LAST},\,i}$$

式中，α 是当前Last Sample写入平均电容的权重。若平均开关每次导通的固定脉宽为 T_{avg}，则

$$\alpha = 1 - \exp\left(-\frac{T_{\mathrm{avg}}}{R_{\mathrm{avg}}C_{\mathrm{avg}}}\right)$$

由于每个信号周期只产生一次Last Sample和一次平均更新，模拟Boxcar仪器的**平均次数**（Number of Samples）可以用完整信号周期的数量表示。记这一周期等效平均次数为 N_T，则

$$N_T = \frac{R_{\mathrm{avg}}C_{\mathrm{avg}}}{T_{\mathrm{avg}}} = -\frac{1}{\ln(1-\alpha)}, \qquad \alpha \approx \frac{1}{N_T} \quad (N_T \gg 1)$$

N_T 表示指数平均的记忆长度，单位是“信号周期数”。例如，$N_T = 10$ 表示历史信息经过约10个完整周期后衰减到原来的 $1/e$。因此，在 C_{avg} 和 T_{avg} 固定时，只需按比例切换 R_{avg}，就能获得不同的平均次数。

模拟电路由此实现了以完整信号周期为单位的平均滤波，不需要计数或存储最近若干个门值。若信号重复频率为 f_{rep}，平均输出的实际响应时间约为 N_T/f_{rep}；平均次数越大，输出越平稳，但跟随信号变化也越慢。

对于周期间相互独立的白噪声，稳定状态下Last Sample与Averaged Out的噪声方差满足

$$\sigma^2_{\mathrm{avg}} = \frac{\alpha}{2-\alpha}\sigma^2_{\mathrm{LAST}} \approx \frac{\sigma^2_{\mathrm{LAST}}}{2N_T} \qquad (N_T \gg 1)$$

因此，增大 N_T 可以降低输出噪声。严格来说，N_T 是指数平均的记忆周期数，并不等于最近 N_T 个周期的等权平均点数；按噪声抑制效果折算，其噪声等效样本数约为 $N_{\mathrm{eq}} \approx 2N_T$，信噪比相对于Last Sample约提高 $\sqrt{N_{\mathrm{eq}}}$ 倍。

2.2 扫描门延时：从单点测量到波形重建

固定门延时 τ 时，Boxcar平均器只能测得重复波形中某一个时间位置附近的门内平均值。若逐步或连续改变Trigger Delay，使门窗口沿时间轴移动，就可以把单点测量扩展为逐点扫描，并重建时域波形。

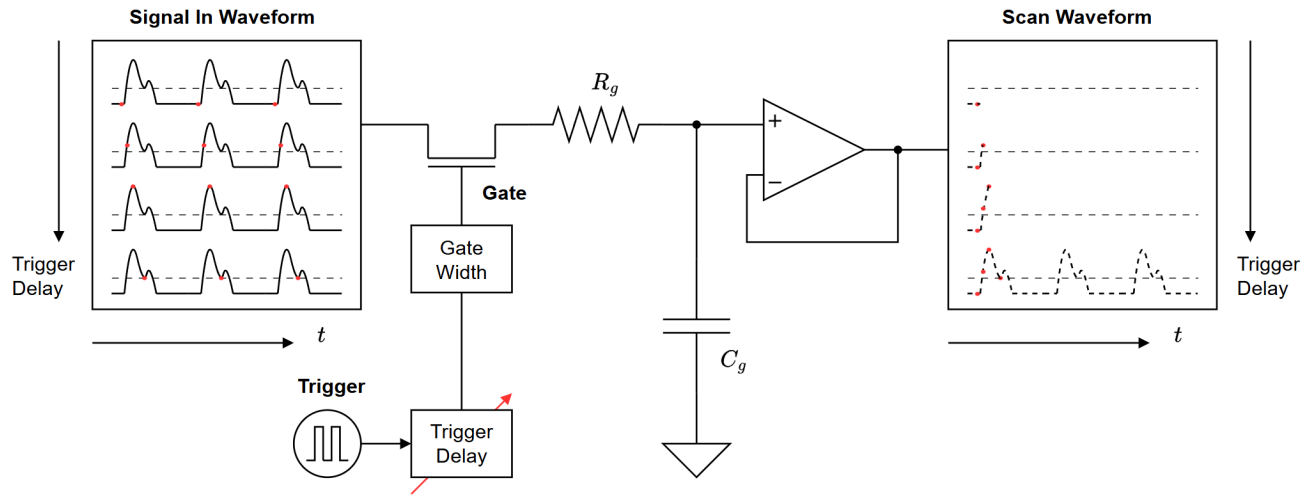


图4：扫描门延时并逐点重建重复瞬态信号

图4左侧的红点表示不同门延时下的测量位置。对于某一延时 τ_k，仪器先在多个重复周期中测量同一时间窗口，待Averaged Out稳定后，再移动到下一个位置。将各位置的输出按照门延时排列，就得到右侧所示的Scan Waveform。

对于相对于触发时刻保持稳定的重复波形 $s(t)$，平均充分稳定后，每个扫描点可以表示为

$$V_{\text{scan}}(\tau_k) \propto \frac{1}{W}\int_{\tau_k}^{\tau_k + W} s(t)\,\mathrm{d}t$$

每个扫描点实际是宽度为 W 的时间窗口内的局部平均，而不是严格的瞬时值。当 W 远小于波形的特征变化时间时，它可以近似表示 τ_k 附近的幅值；增大门宽有利于降低噪声，但也会平滑快速变化。

传统扫描方式的时间分辨率主要受门宽、门延时步进、触发抖动和模拟前端响应时间限制，其中门宽通常是最主要的时间孔径。减小扫描步进只能增加取点密度，多周期平均也只能提高幅度信噪比，二者都不能突破门宽造成的时间平滑。数字Phase Scope采用相位映射与累积方式，其时间间隔与实际分辨率将在3.3.3节中进一步比较。

这种扫描方式的应用意义主要体现在以下几个方面：

- **恢复弱瞬态波形。** 每个时间位置都可以先经过多周期平均，因此即使单次脉冲被噪声淹没，也可能逐点恢复出完整波形。
- **提取时间参数。** 重建结果可用于分析峰值、到达时间、上升与下降时间、脉冲宽度以及弛豫或衰减过程。
- **高效测量低占空比信号。** 测量权重集中在信号出现的时间窗口，适合对低占空比脉冲进行逐点重建。

这种方法不是在一次触发中采集完整波形，而是在许多重复周期中依次测量不同位置，因此本质上属于**等效时间采样与重建**。它要求信号相对于触发保持稳定，扫描速度也必须慢于平均电路的响应速度；否则波形变化或Averaged Out尚未稳定都会造成幅值误差、拖尾或展宽。

---

3 数字型Boxcar平均器

3.1 Boxcar模块概览

数字Boxcar模块保留了“单周期门控积分与多周期平均”的经典测量原理，变化的主要是其实现载体：模拟开关、电容和RC网络被数字窗口、累加器与可编程处理逻辑取代。两种实现方式的主要对应关系如表1所示。

模拟实现	数字实现
门控开关与积分电容 C_g	数字窗口与累加器
Last Sample（模拟输出）	Gated Integrator输出
$R_{avg}C_{avg}$平均网络	可编程数字平均滤波器
扫描门延时	Phase Scope并行相位映射
模拟积分结果保持	数字结果寄存与缓存

表1：模拟与数字Boxcar模块的实现对应关系

上述对应关系使传统的两级Boxcar测量链路能够在数字域中延续。数字实现进一步提高了参数的可编程性和长期稳定性，并支持多个门窗口、平均通道和累积区间的并行处理。

赛恩科仪（**SINE SCIENTIFIC INSTRUMENTS**）专注于微弱信号检测技术及高性能科学仪器的研发，其旗舰级产品**OE2052双通道数字锁相放大器**集成了完整的**Boxcar Module**（**Boxcar模块**）功能选件和专业上位机，并提供两套可独立工作的处理单元，为高重复频率弱瞬态信号测量提供一体化数字解决方案。

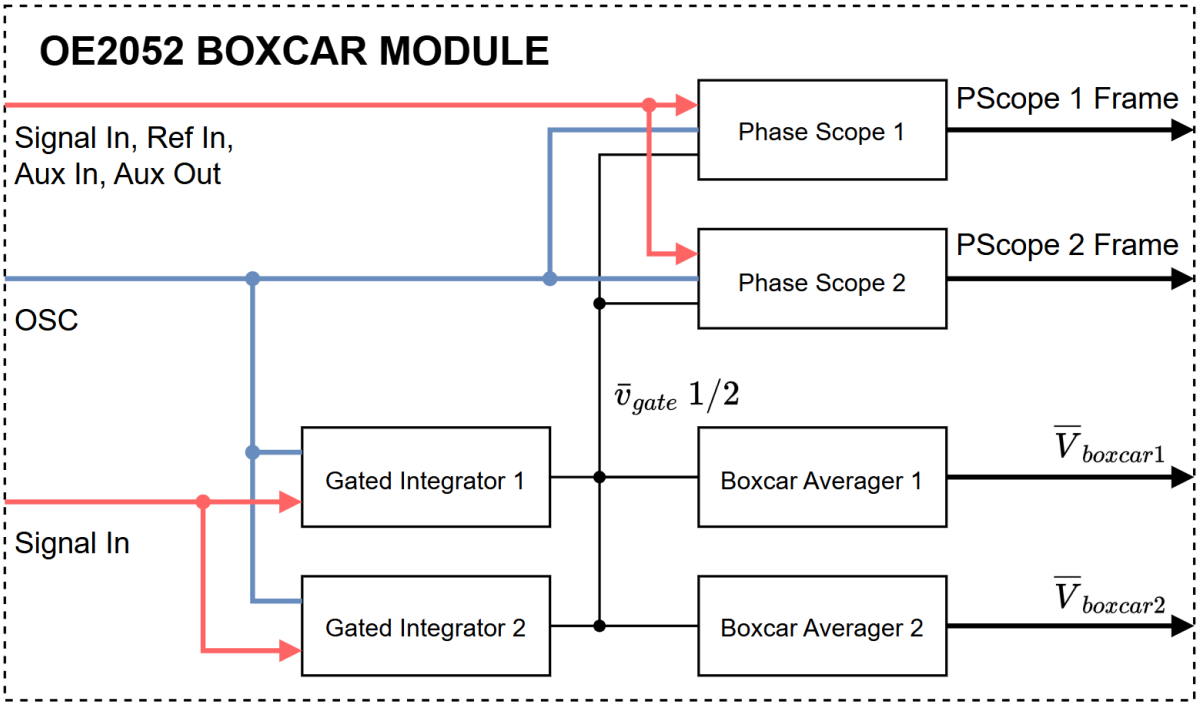


图5：OE2052 Boxcar模块的功能架构

锁相放大器与Boxcar平均器都以同步参考为基础。将两者集成在同一仪器中，可以共享低噪声输入前端、内部振荡器和同步时基，并分别完成频域选择性检测与时域门控测量；二者的详细关系见4.2节。

为明确区分完整选件和内部平均组件，本章采用表2所示的术语约定。

名称	层级	功能
Boxcar Module	完整模块/选件	包含以下三个功能组件
Gated Integrator	单周期处理	门窗口积分、基线扣除和归一化
Boxcar Averager	多周期处理	对连续门值进行平均和降采样
Phase Scope	波形分析	按参考相位映射，在各累积区间内平均并重建周期波形

表2：Boxcar模块的术语与功能层级

图5展示了三个功能组件的清晰边界及其内部连接关系。OE2052 Boxcar模块具有以下关键性能：

- **高速采集前端：** 14位、1 GSPS ADC，DC～400 MHz模拟输入带宽。
- **高重复频率同步：** Phase Scope和Gated Integrator均支持最高250 MHz。
- **全周期门控：** 门控延迟可在0°～360°范围内调节，将测量窗口定位到周期内任意相位。
- **基线扣除：** 独立设置基线窗口（Baseline Window），抑制直流偏置和缓慢变化的背景信号。
- **双路并行处理：** Gated Integrator、Boxcar Averager和Phase Scope各配置两个实例。
- **灵活内部连接：** Boxcar Averager 1/2均可选择Gated Integrator 1/2；Gated Integrator输出也可送入Phase Scope观察。
- **精细相位分析：** Phase Scope始终将Span划分为1024个累积区间；Span在1μ°～360°范围内可调，兼顾全周期观察与局部相位放大。
- **超长相干积累：** Phase Scope最多累计 2^{48} 个采集点；按250 MHz计算，可连续积累约13天。
- **超深周期平均：** Boxcar Averager支持 $1\sim2^{25}$ 个平均周期，最大约3355万个周期。

这些能力覆盖了从高速采集、单周期提取、多周期降噪到周期波形重建的完整链路，使OE2052 Boxcar模块的综合性能达到国际领先水平，并为微弱瞬态信号研究提供高性能、可扩展的测量平台。



图6：OE2052 Boxcar模块的一体化上位机界面

如图6所示，专业上位机将Phase Scope周期波形、门窗口与基线窗口以及Boxcar Averager输出集中在同一界面。上方波形区域用于定位目标信号并检查门窗口与基线窗口，下方趋势图持续显示多周期平均结果，右侧配置区域则集中提供信号源、参考源、相位范围、采集深度和平均周期数等参数。

Boxcar模块内的两套处理单元可以在同一界面中独立配置和切换，使研究人员直接完成“观察波形—设置窗口—验证平均结果”的测量闭环，降低复杂实验中的配置与判断成本。

3.2 数字门控积分与多周期平均

数字Boxcar测量链路仍可分为两个连续步骤：Gated Integrator在每个参考周期内提取一个单周期门值，Boxcar Averager再对连续多个门值进行平均。两者分别采用数字窗口累加和确定长度的滑动平均实现。

3.2.1 Gated Integrator：单周期门控测量

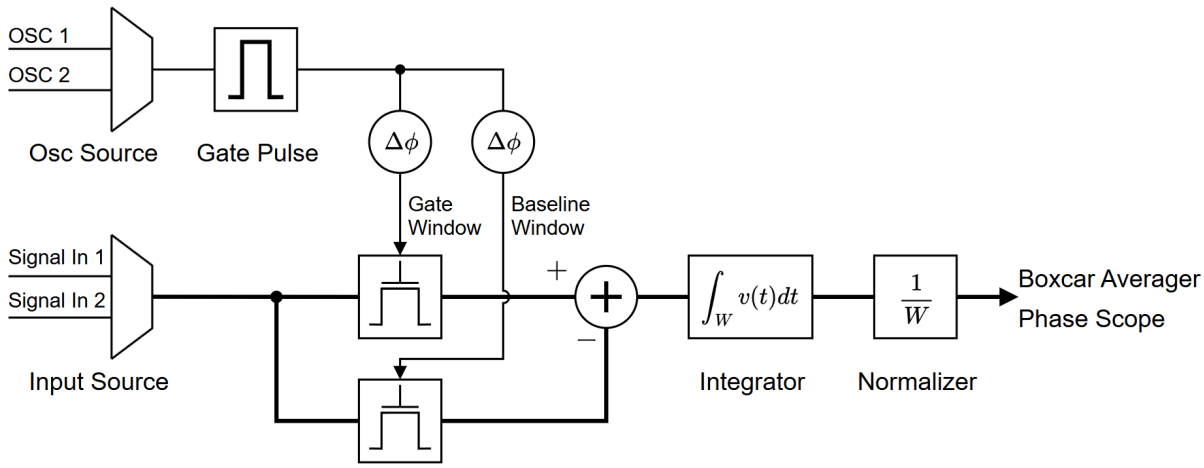


图7：数字Gated Integrator的功能结构

如图7所示，Signal In 1/2是两路输入测量信号，OSC 1/2是由参考系统产生的两路内部振荡器，可为门控测量提供频率与相位基准。用户分别选择Input Source和Osc Source后，系统由振荡器产生同步Gate Pulse，并通过两个相位偏移量 $\Delta\phi$ 设置门窗口（Gate Window）与基线窗口（Baseline Window）的位置。

图中的积分器用于表示“窗口内累加”的功能，实际计算采用离散采样，且门窗口与基线窗口始终具有相同宽度。若每个窗口包含 N_W 个采样点，则先分别计算两个窗口的均值，再求二者之差：

$$v_{\mathrm{GI}} = \bar{v}_{\mathrm{gate}} - \bar{v}_{\mathrm{baseline}}, \qquad \bar{v} = \frac{1}{N_W}\sum_{i=1}^{N_W} v_i$$

关闭基线扣除时，只保留门窗口均值。每个参考周期最终产生一个Gated Integrator输出（单周期门值），可送入Boxcar Averager进行多周期平均，也可送入Phase Scope进行级联观察。

3.2.2 Boxcar Averager：多周期平均输出

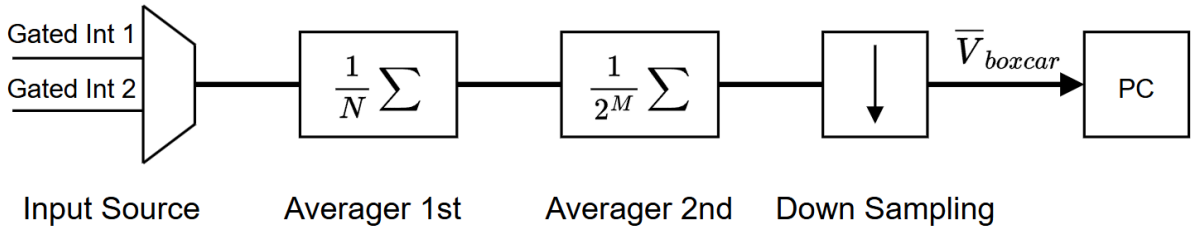


图8：数字Boxcar Averager的功能结构

如图8所示，Boxcar Averager可选择Gated Integrator 1或2的输出作为输入。平均过程采用两级滑动平均滤波器：第一级处理连续 N 个周期，第二级将平均深度扩展 2^M 倍。两级结构在数学上等效为长度为 N_{avg} 的滑动平均滤波器，其中

$$N_{\text{avg}} = N \cdot 2^M$$

因此，Boxcar Averager输出就是最近 N_{avg} 个单周期门值的算术平均：

$$\bar{V}_{\text{boxcar}} = \frac{1}{N_{\text{avg}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{avg}}} v_{\text{GI},i}$$

从样本权重可以更清楚地看出数字与模拟平均的差别。令 $k = 0$ 表示最新的单周期门值，则

$$w_k^{\text{digital}} = \begin{cases} 1/N_{\text{avg}}, & 0 \le k < N_{\text{avg}}, \\ 0, & k \ge N_{\text{avg}}, \end{cases} \qquad w_k^{\text{analog}} = \alpha(1-\alpha)^k$$

数字滑动平均只保留最近 N_{avg} 个周期，并对窗口内样本赋予相同权重；模拟RC网络则对历史样本赋予指数衰减权重。前者具有确定的平均长度和有限记忆，后者以时间常数渐近响应，因此两者即使使用相同名称的“平均次数”，动态响应也不完全相同。

对于周期间互不相关、方差相同的随机噪声，数字平均后的噪声标准差近似按 $1/\sqrt{N_{\text{avg}}}$ 下降。平均周期数较大时，其 -3 dB 有效带宽（Effective BW）可近似表示为

$$BW_{\text{eff}} \approx 0.443 \frac{f_{\text{rep}}}{N_{\text{avg}}}$$

其中，f_{rep} 对应设置中的Freq，即Gated Integrator的输出更新频率；N_{avg} 对应Averaging Periods。

当Gated Integrator输出发生阶跃变化时，新的门值会逐周期替换滑动窗口中的旧数据。忽略数据通路延迟，经过 N_{avg} 个周期后，旧数据被完全移出，输出达到新的稳定值。因此，数字滑动平均的完整稳定时间为

$$t_{\text{settle}} = \frac{N_{\text{avg}}}{f_{\text{rep}}} \approx \frac{0.443}{BW_{\text{eff}}}$$

这里的 t_{settle} 表示滑动窗口被新数据完全替换所需的时间，而不是指数滤波器的时间常数。平均周期数增大一倍时，有效带宽约减小一半，完整稳定时间则增大一倍。因此，实际设置需要在噪声抑制、响应速度和数据更新率之间权衡。

3.3 Phase Scope：相位映射与周期波形重建

传统模拟Boxcar需要逐步扫描门延时才能重建波形。Phase Scope（相域示波器）则把采样点按参考相位映射到多个累积区间，在一次连续采集中逐步形成完整的周期波形。本文采用一个参考周期对应一个信号重复周期的常用工作方式，因此Phase Scope的相位基准频率与信号重复频率相同，统一记为 f_{rep}。Phase Scope既可用于寻找目标信号和设置门窗口，也可独立分析重复波形的幅值、延迟和形状。

3.3.1 功能结构

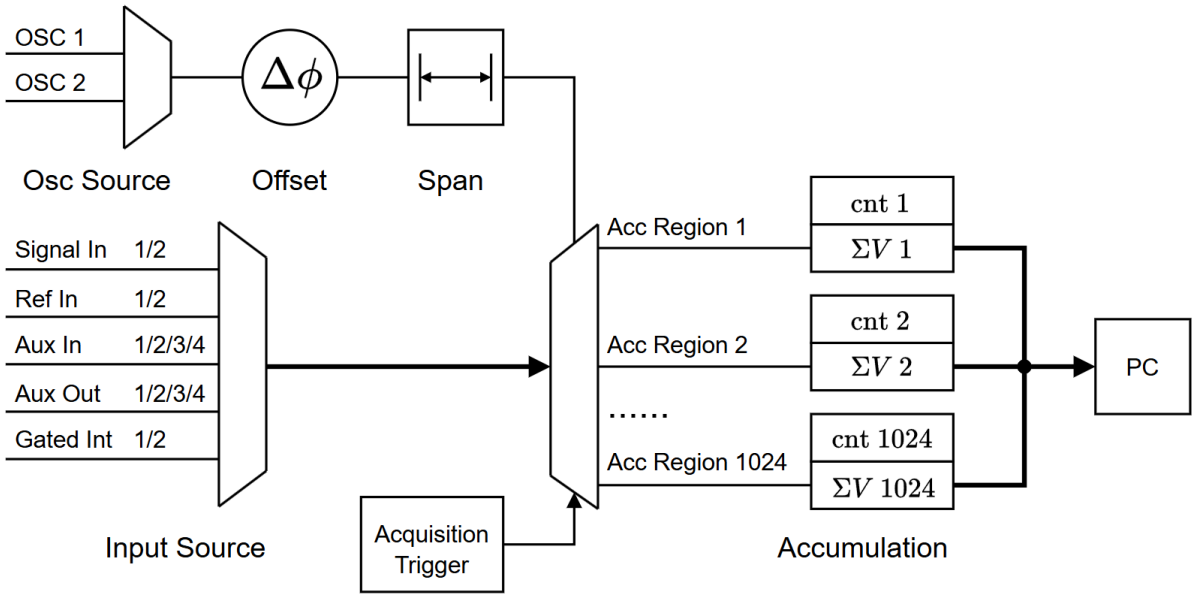


图9：Phase Scope的功能结构

如图9所示，Phase Scope由参考相位控制、输入选择和1024个累积区间（Accumulation Region）组成。Offset确定观察范围的起始相位，Span确定观察范围的宽度。Span默认为360°，可缩小至1μ°；无论Span如何设置，当前范围始终被等分为 $K = 1024$ 个累积区间，其相位间隔为

$$\Delta\phi_{\mathrm{bin}} = \frac{\Phi_{\mathrm{span}}}{1024}$$

每个累积区间都包含一个计数器 C_r（图中的cnt，界面显示为Count）和一个幅值累加器 S_r（图中的 $\sum V$ ）。当采样点 $x[n]$ 的相位落入第 r 个累积区间时，数字逻辑执行

$$S_r \leftarrow S_r + x[n], \qquad C_r \leftarrow C_r + 1$$

采集完成后，1024组 S_r 与 C_r 组成Phase Scope Frame并传输至上位机。上位机按

$$\bar{V}_r = \frac{S_r}{C_r}$$

计算每个累积区间的平均幅值，再按相位顺序排列，即得到重建的周期波形。使用实际计数值归一化，可以消除仅由各累积区间采样点数不同造成的比例差异；相位覆盖是否充分则需进一步检查，详见3.3.4节。

3.3.2 采样点的相位映射与累积

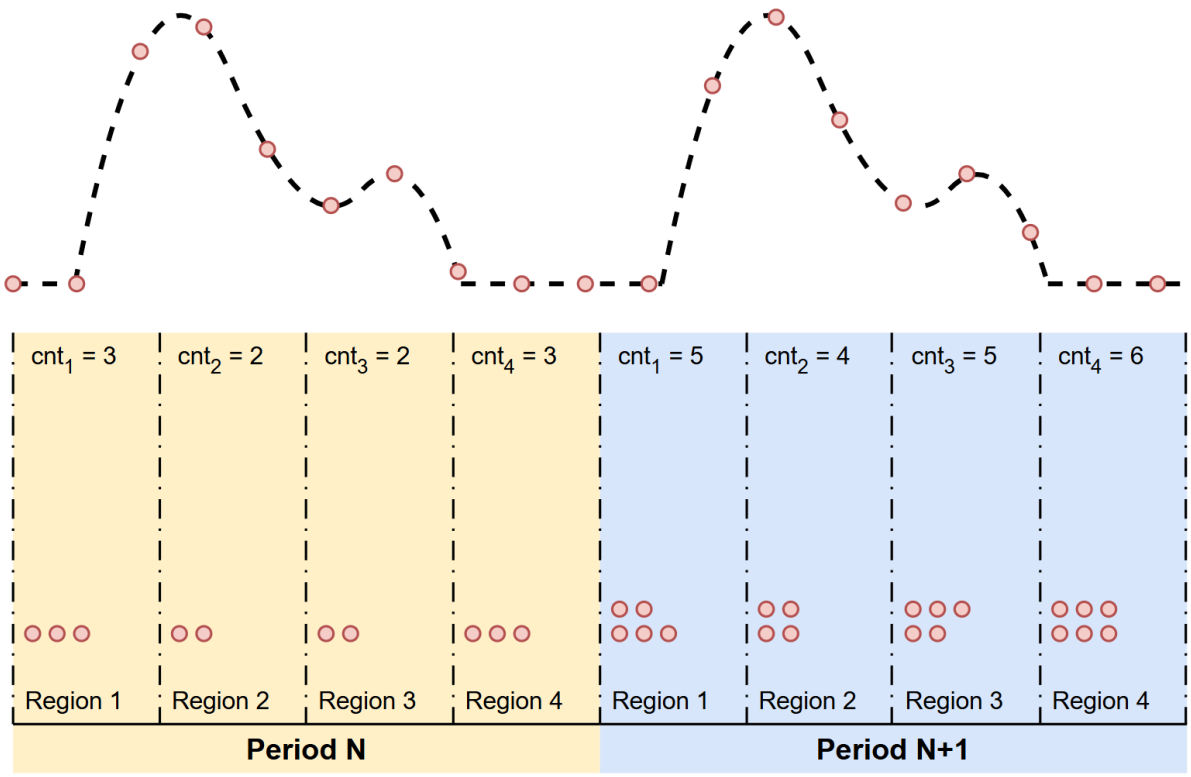


图10：采样点在不同累积区间内的映射与累积

图10以4个累积区间简化说明相位映射过程。上半部分的黑色虚线表示连续模拟波形，红色圆点表示数字采样时刻；下半部分将每个周期的Span划分为4个等宽的累积区间，每个区间覆盖 $\Phi_{\text{span}}/4$ 的相位范围。

以图中的Region 1为例：在Period N中，有3个采样点落入该累积区间，因此 $C_1 = 3$，这3个采样值同时累加到 S_1。进入Period N+1后，又有2个采样点落入Region 1，于是计数器更新为 $C_1 = 5$，幅值累加器也加入这2个新值。此时该累积区间的重建结果就是 $\bar{V}_1 = S_1/5$。

其余累积区间采用相同计算。随着周期数增加，各区间的平均结果逐步收敛；只要信号与参考保持稳定并获得充分的相位覆盖，最终即可重建出低噪声的周期波形。

3.3.3 Phase Scope与实时示波器的对比

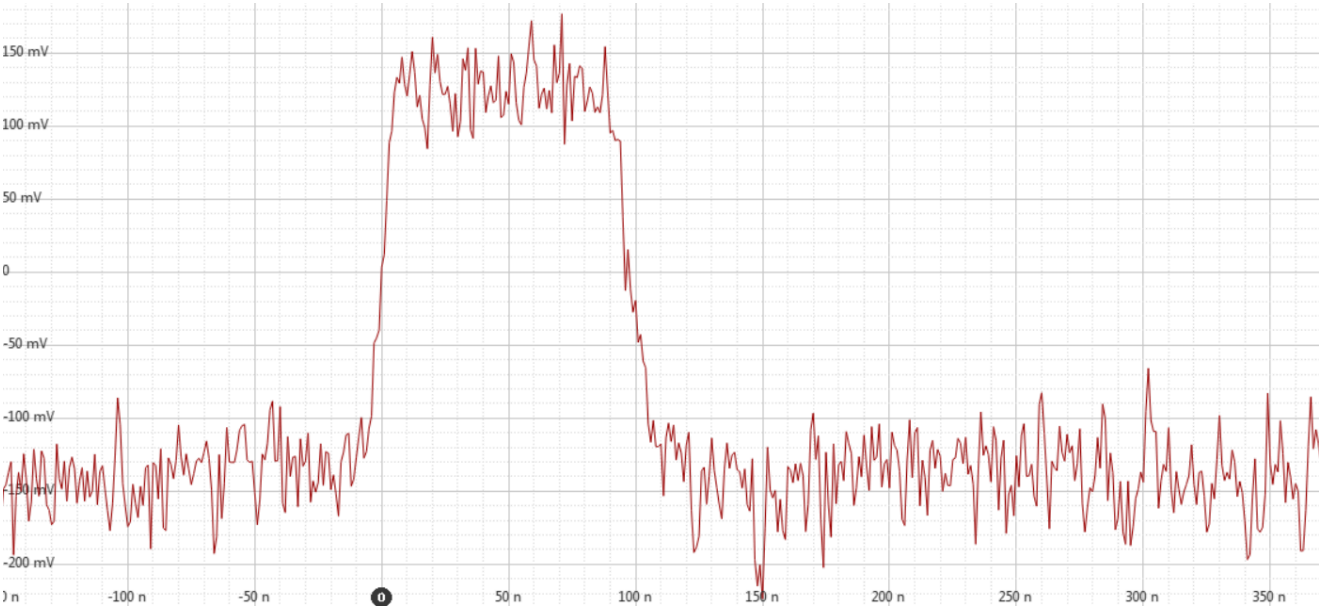


图11：实时示波器显示的周期波形

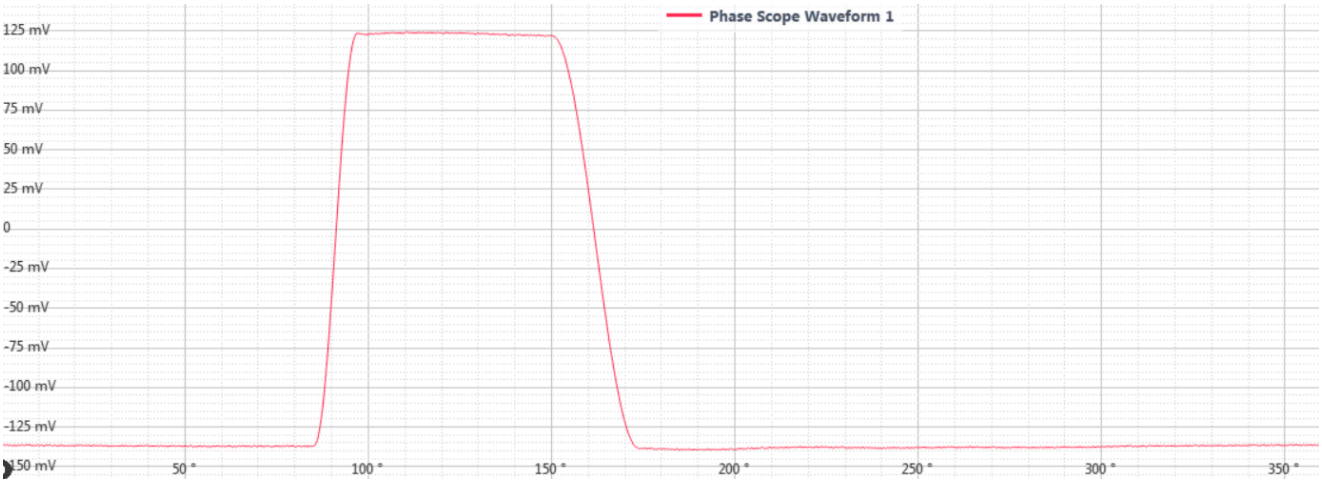


图12：Phase Scope累积重建的周期波形

图11与图12显示了同一重复信号在实时示波器和Phase Scope中的波形。实时示波器按照实际采样时刻记录数据，能够保留单次事件和周期间变化；Phase Scope则将多个周期的数据按相位对齐，并在每个累积区间内平均。若第 r 个累积区间内的噪声互不相关，其标准差近似按 $1/\sqrt{C_r}$ 下降，因此重建波形通常更加平滑。

两者横轴的含义并不相同。实时示波器的时间间隔由实际采样率决定；Phase Scope的时间网格则由Span、累积区间数和重复频率共同决定：

$$\Delta t_{\mathrm{bin}} = \frac{\Delta\phi_{\mathrm{bin}}}{360^{\circ} f_{\mathrm{rep}}} = \frac{\Phi_{\mathrm{span}}}{360^{\circ} \times 1024 \times f_{\mathrm{rep}}}$$

以周期约4 ns的重复信号为例，其频率尺度相当于250 MHz；在360°全周期观察时，1024个累积区间对应约3.9 ps的时间网格间隔，即

$$f_{\mathrm{grid}} = \frac{1}{\Delta t_{\mathrm{bin}}} = 1024 f_{\mathrm{rep}} \approx 256\ \mathrm{GSPS}$$

这里的**256 GSPS是按相位坐标换算的等效时间网格速率**，并不是ADC的实时采样率。若数字处理频率本身为250 MHz，则重复频率恰好等于250 MHz时会形成1：1的可公度关系，无法填满这些区间；实际测量需要选用接近该频率但能够充分遍历相位的重复频率，具体限制见3.3.4节。

等效时间网格也不等同于真实时间分辨率。400 MHz模拟带宽对应约0.9 ns的典型上升时间，因此3.9 ps网格有利于细化波形显示、门窗口定位和边沿时刻估计，却不能恢复已被模拟带宽或时间抖动滤除的高速细节。三种时域观察方法的主要差异汇总于表3。

对比项	实时示波器	模拟Boxcar延时扫描	Phase Scope
采集方式	按实际时间连续采样	固定门位置平均后逐点扫描	按参考相位并行映射与累积
适用信号	单次或重复信号	稳定重复信号	稳定重复信号
完整波形获取	一次记录直接获得	多个门延时依次重建	一次连续采集中并行重建
噪声抑制	可选波形平均	各扫描位置分别平均	各累积区间并行平均
时间坐标	由实时采样间隔决定	由门宽与扫描步进决定	由Span与累积区间间隔决定
主要限制	实时SNR、触发和记录深度	扫描时间及测量期间的漂移	频率可公度性与空累积区间

表3：实时示波器、模拟Boxcar延时扫描与Phase Scope的对比

3.3.4 频率可公度性与相位覆盖限制

以下首先分析Span为360°、1024个累积区间覆盖完整信号周期的情况。Phase Scope依靠连续采样点在周期内的相位移动逐步填充各区间；如果信号重复频率 f_{rep} 与数字处理频率 f_{proc} 形成简单的有理数关系，采样相位便会在少数固定位置之间循环，而不能遍历完整周期。这种现象称为**频率可公度性**（Commensurability）。

将两个频率之比约分为互质整数 p 和 q：

$$\frac{f_{\mathrm{rep}}}{f_{\mathrm{proc}}} = \frac{p}{q}$$

经过 q 个处理点后，采样相位回到初始位置，因此完整周期内最多只能形成 q 个不同的采样相位。对于包含 $K = 1024$ 个累积区间的Phase Scope，在采集长度充足的前提下，完整覆盖至少要求 $q \geq K$；为了使各累积区间获得更均匀的采样，实际还应使 q 明显大于1024。

在OE2052中，Phase Scope的数字处理频率为 $f_{\mathrm{proc}} = 250\ \mathrm{MHz}$。当 $f_{\mathrm{rep}} = 1.977\ \mathrm{MHz}$ 时，

$$\frac{1.977}{250} = \frac{1977}{250000}$$

约分后的分母为250000，相位位置数量远大于1024。累计100万个采样点时，平均每个累积区间包含约976.6个点；理想情况下，各累积区间的Count接近该平均值，与图13所示的均匀分布一致。

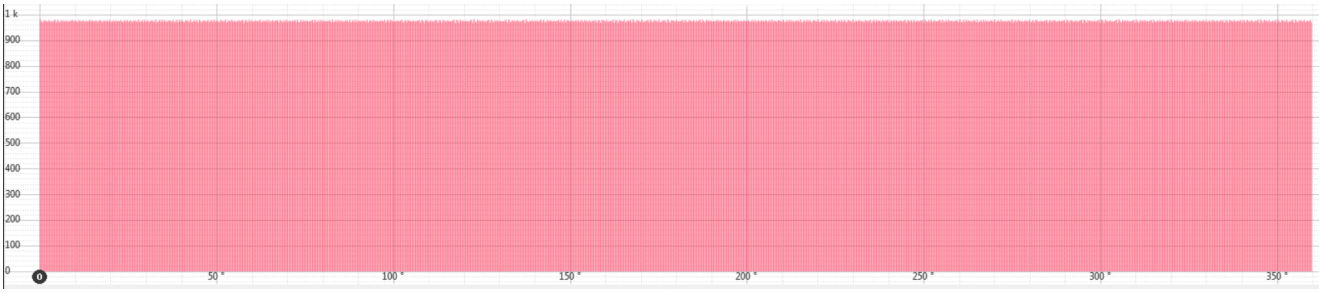


图13：1.977 MHz重复频率下均匀的Count分布

当 $f_{\mathrm{rep}} = 2\ \mathrm{MHz}$ 时，频率关系变为

$$\frac{2}{250} = \frac{1}{125}$$

此时采样相位每125个处理点便开始重复，完整周期内最多只有125个不同相位。对于1024个累积区间，理论上至少有899个区间无法获得采样点。累计100万个点时，采样数据反复落入少量固定区间，其Count最高可接近8000，而大量累积区间始终保持为0，如图15所示。

空累积区间无法计算有效的 S_r/C_r。当有效区间与显示为0的空区间相邻排列时，重建曲线会出现图14所示的密集竖线和梳状间断。这些突变是相位覆盖缺失造成的显示结果，并不代表输入信号中存在对应的高频振荡；此时即使仍能辨认出波形包络，也不能将其视为完整可靠的周期波形。



图14：2 MHz重复频率下由相位覆盖缺失造成的波形重建异常

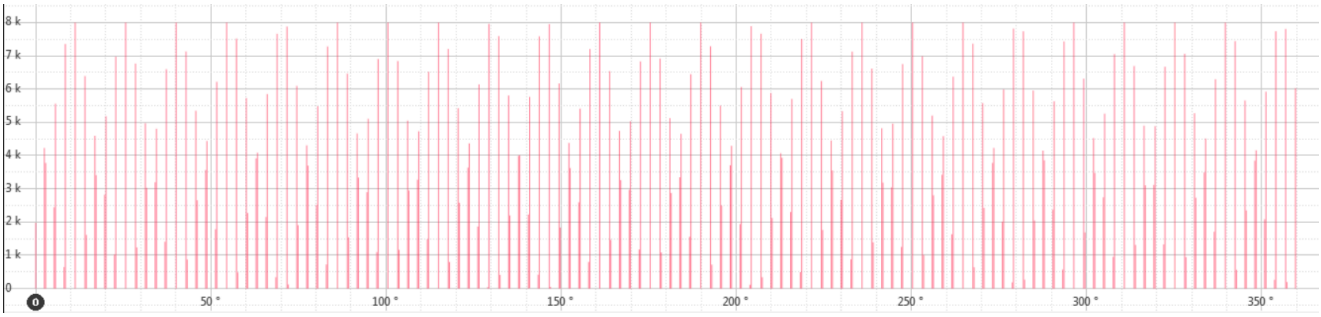


图15：2 MHz重复频率下存在大量空累积区间的Count分布

集成Phase Scope的数字锁相放大器通常支持内部参考和外部参考两种工作模式，频率可公度性在两种模式下的表现有所不同：

- **内部参考**：参考信号与数字处理系统通常共用统一时基，频率关系稳定而精确。如果两者形成小分母频率比，采样相位将长期重复，单纯延长采集时间也无法填满空累积区间。

- **外部参考**：参考信号与仪器时基相互独立，微小频差或时钟漂移可能使采样相位缓慢移动，从而逐步改善相位覆盖；但当频率接近可公度关系时，在有限采集时间内仍可能出现空累积区间或明显的Count不均。

因此，无论采用哪种参考模式，判断相位覆盖的关键都不是频率比在数学上是否为无理数，而是约分后的分母是否足够大，以及在当前采集时间内是否完成了充分的相位遍历。

实际使用时，应注意以下几点：

- 避免使 $f_{\mathrm{proc}}/f_{\mathrm{rep}}$ 成为较小整数，或使 $f_{\mathrm{rep}}/f_{\mathrm{proc}}$ 化为小分母分数；对于250 MHz数字处理频率，能够整除该频率的重复频率尤其需要注意。
- 设置或改变重复频率后，应查看Count分布，确认没有空累积区间，并且各区间的Count大致均匀。
- 若出现稀疏或周期性起伏的Count分布，可小幅调整 f_{rep}，重新采集后再次检查相位覆盖。

当Span小于360°时，1024个累积区间只覆盖选定的局部相位范围。若完整周期内共有 q 个均匀分布的离散采样相位，落入当前Span的相位数约为 $q\Phi_{\mathrm{span}}/360^{\circ}$；要填满全部区间，该数值应不小于1024。Span越小，对相位位置数量和采集深度的要求越高，实际仍应以Count分布是否连续、均匀为判断依据。

频率可公度性主要限制Phase Scope的周期波形重建。Gated Integrator和Boxcar Averager只测量预设门窗口内的结果，因此即使Phase Scope出现覆盖异常，也不意味着门控测量本身一定失效。

---

4 技术比较与适用边界

前3章从测量原理逐步过渡到模拟与数字实现。进一步评价这些技术时，关键不是简单比较参数高低，而是理解不同实现如何影响测量能力，以及不同同步检测方法究竟保留了信号中的哪一部分信息。

4.1 模拟与数字Boxcar平均器的实现对比

模拟与数字Boxcar都遵循“单周期门控测量 + 多周期平均”的基本原理。数字化没有改变测量对象，但使窗口、平均、波形重建和数据连接从固定模拟电路转变为可编程处理。

对比项	模拟Boxcar	数字Boxcar
门控测量	模拟开关与积分电容	**窗口位置和宽度精确可编程**
多周期平均	RC网络形成指数移动平均	**平均长度确定，支持超深滑动平均**
动态响应	以时间常数渐近稳定	**响应由平均周期数和滤波结构确定**
基线扣除	依赖专用模拟通路与开关时序	**参考窗口及差分关系可灵活配置**
波形重建	改变门延时并逐点扫描	**Phase Scope并行相位映射与累积**
高速运行	受开关速度、建立时间与复位时间限制	**连续数字处理，适合高重复频率**
输出与连接	连续电压输出，硬件通路较固定	**数值输出、数据帧和内部路由**
主要误差	漏电、漂移、电荷注入和元件容差	量化、有限字长、抖动和相位覆盖

表4：模拟与数字Boxcar平均器的主要差异

现代数字Boxcar的核心优势是参数确定、平均深度大、波形重建快，并且便于并行处理与数据连接。模拟实现则具有信号通路直接、可连续输出电压等特点。无论采用哪种实现，最终性能仍受模拟输入带宽、前端噪声和相对时间抖动限制；数字处理不能恢复模拟前端已经丢失的信息。

4.2 Boxcar平均器与锁相放大器：统一视角与适用场景

Boxcar平均器与锁相放大器都利用同步参考进行测量，但选择信息的维度不同：Boxcar选择参考周期内的局部时间窗口，锁相放大器选择特定频率和相位。

4.2.1 时间窗口选择与频率投影

这种差别可以用同步加权测量统一描述。在一个参考周期 T 内，

$$y = \int_0^T x(t)w(t)\,\mathrm{d}t$$

其中，$x(t)$ 是输入信号，$w(t)$ 决定测量保留哪些信息。对于启用基线扣除且两个窗口宽度均为 W 的Boxcar测量，

$$w_{\mathrm{boxcar}}(t) = \begin{cases} +1/W, & t\text{位于门窗口,} \\ -1/W, & t\text{位于基线窗口,} \\ 0, & \text{其他时刻.} \end{cases}$$

关闭基线扣除时，只保留门窗口的正权重。锁相放大器则采用覆盖整个周期的正交参考：

$$w_X(t) = \frac{2}{T}\cos(\omega_{\mathrm{ref}}t), \qquad w_Y(t) = \frac{2}{T}\sin(\omega_{\mathrm{ref}}t)$$

因此，Boxcar输出表示指定时间窗口内的局部平均或局部差分，具有时间选择性；锁相输出 X、Y 表示输入信号在参考频率处的正交傅里叶分量，具有频率和相位选择性。对于脉冲或瞬态信号，Boxcar可以直接测量峰值、平台或衰减段；对于稳定的正弦调制信号，锁相放大器能够直接给出指定基波或谐波的幅值与相位。

低占空比脉冲能够更直观地体现这种差别。以峰值为 A、占空比为 d 的矩形脉冲列为例，其第 k 次谐波的复傅里叶系数幅值为

$$|c_k| = A\left|\frac{\sin(\pi k d)}{\pi k}\right|$$

当 $d \ll 1$ 时，低次谐波近似满足 $|c_k| \approx Ad$。随着占空比减小，脉冲能量分布到更多谐波中，锁相放大器选择的单个低次谐波随 d 近似线性减小；若Boxcar的门窗口与脉冲宽度匹配并按门宽归一化，其输出仍接近脉冲峰值 A。

在总观察时间和输出等效噪声带宽可比、噪声为理想加性白噪声的条件下，门宽 $W = dT$ 缩小时，门内平均噪声约按 $1/\sqrt{W}$ 增大，因此Boxcar的SNR随占空比减小大致按 $\sqrt{d}$ 下降；单一低次谐波的锁相信号则近似按 d 下降。由此可见，在这一特定条件下，低占空比越小，Boxcar的时间选择性越可能体现优势。但这不是普遍的SNR结论：若噪声随脉冲幅度共同变化，或测量受到同步背景、门位置误差、时间抖动和基线扣除噪声影响，上述比例关系便不再成立。

两种方法都需要以选择性换取其他性能。缩短Boxcar门宽可以更准确地定位瞬态，却会增加门内白噪声和抖动敏感性；减小锁相低通带宽可以增强频率选择性，却会延长输出稳定时间。

4.2.2 基线扣除与周期内噪声相关性

基线扣除的作用不是增加一次平均，而是将门窗口与基线窗口作差。它可以直接消除两个窗口共有的直流偏置；对随机噪声是否有益，则取决于噪声在一个参考周期内的时间相关性。

设门窗口和基线窗口中的噪声平均值分别为 n_g 和 n_b，相关系数为

$$\rho = \frac{\mathrm{Cov}(n_g, n_b)}{\sigma_g \sigma_b}$$

则差分输出的噪声方差为

$$\sigma_{\mathrm{diff}}^2 = \sigma_g^2 + \sigma_b^2 - 2\rho\sigma_g\sigma_b$$

若两个窗口宽度相同，且噪声方差近似相等，则

$$\sigma_{\mathrm{diff}}^2 = 2\sigma^2(1-\rho)$$

这里的“相关”是指门窗口与基线窗口中的噪声是否共同变化。ρ 主要由噪声变化的快慢、前端带宽、窗口宽度和两个窗口的时间间隔共同决定：

- **宽带随机噪声：** 当两个窗口互不重叠，且窗口间隔远大于噪声保持相关的时间时，可近似认为 $\rho \approx 0$。此时基线扣除会把两个窗口的噪声按方差相加，等方差条件下噪声标准差增大为 $\sqrt{2}$ 倍。
- **缓慢变化的共同背景：** 当扰动在一个信号周期内几乎不变时，两个窗口看到的变化基本相同，ρ 为较大的正值，并在理想共模情况下趋近于1。基线扣除能够有效抵消这类共同分量。
- **变化时间与窗口间隔相近：** 此时 ρ 通常介于完全不相关和完全相关之间，具体取值对前端带宽及窗口位置较敏感；对于具有振铃或窄带特征的噪声，也可能出现负相关。
- **同步周期性背景：** 若其幅度在不同周期中发生共同波动，ρ 的符号取决于两个窗口对该背景的响应极性：同极性时趋近于1，反极性时趋近于 -1。完全稳定的周期性背景属于确定性偏置，应直接根据两个窗口的背景值判断能否抵消，而不宜用随机噪声相关系数描述。

这些场景只能用于定性判断，不能据此为 ρ 指定通用数值。实际相关性取决于具体噪声源经过模拟前端后的时间特性，以及门窗口与基线窗口的宽度和相对位置。

在两个窗口噪声方差相等且基线窗口不包含目标信号的近似下，差分噪声与单个门窗口噪声之比为 $\sqrt{2(1-\rho)}$：$\rho = 0$ 时增大为 $\sqrt{2}$ 倍，$\rho = 0.5$ 时恰好持平，$\rho \to 1$ 时趋近于零。因此，$\rho > 0.5$ 是基线扣除带来净随机噪声收益的理论条件。即使不满足这一条件，基线扣除仍可用于消除确定性的直流偏置，但需要接受额外的随机噪声。

4.2.3 适用场景与比较原则

选择测量方法时，首先应明确希望得到的物理量。表5对Boxcar平均器与锁相放大器的测量特性进行了归纳；若目标是完整周期波形或单次事件，则应使用Phase Scope或实时示波器，而不应只依赖一个平均输出值。

对比项	Boxcar平均器	锁相放大器
选择性来源	参考周期内的时间窗口	参考频率及相位
主要输出	局部门值及其多周期平均	指定基波或谐波的幅值与相位
优先场景	脉冲、瞬态和低占空比信号	正弦调制或窄带周期信号
噪声抑制	排除门外信息并进行跨周期平均	混频后利用窄带低通滤波
背景处理	可通过基线扣除抑制相关背景	抑制直流和带外噪声，但保留同频分量
主要权衡	门宽、门位置、时间抖动与平均周期数	参考稳定性、滤波带宽与稳定时间

表5：Boxcar平均器与锁相放大器的测量特性对比

表5给出的是测量维度和适用条件，而不是性能排名。若要定量比较两种方法，应测量同一物理量，并统一幅度归一化、等效噪声带宽、总观察时间、稳定判据和输入带宽，使结果真正反映权重函数与噪声背景的差异。

从技术体系上看，Boxcar平均器将同步检测从单一频率投影扩展到可编程的时间窗口。现代仪器进一步把周期波形观察、单周期门控提取、多周期平均和锁相解调集成在同一测量平台中，使研究人员能够围绕同一输入信号和同步参考，从时域与频域获得相互补充、相互验证的测量结果。