



Zhou Fang  
Shen Zhen

### 摘要

在高电气隔离电机控制领域，SIGMA-DELTA 调制器搭配 MCU 或 FPGA 方案应用越来越广泛。与传统的模拟隔离运放的方案相比较：电流采样精度更高，适合高精度要求的伺服驱动；设计更加简单，无需在 ADC 和 MCU 之间加入差分-单端信号调理和偏置电路；在多轴驱动机械手臂的应用场景下，即需要同时对 4-8 路电机进行控制，FPGA 可以直接实现数字滤波功能，从而得到采样信号，无需额外 ADC 器件。本文将介绍 SIGMA-DELTA 调制器方案与 SINC 滤波器的基本原理，同时使用 TI 最新加强隔离 SIGMA-DELTA 调制器 AMC1305M25 搭配 F28377S MCU，实现模拟信号的采样与计算。

### 内容

1 高电气隔离电机驱动电流采样方案简介.....	2
2 SINC 滤波器的本质与实现方式.....	3
3 基于 AMC1305M25 与 F28377S 集成 SIGMA-DELTA 滤波模块配置与计算.....	6
3.1 硬件配置.....	6
3.2 F28377S 软件配置.....	7
3.3 AMC1305M25 检测电压与 F28377S 数字表达关系.....	8
3.4 AMC1305M25 与 F28377S 零漂与噪声测量.....	10
4 参考文献.....	11
5 附录 : .....	12

### 插图清单

图 1-1. 电机控制中的电流采样与驱动级电路.....	2
图 2-1. SIGMA-DELTA 调制器 AMC1305 1 KHz 信号输出频谱及量化噪声.....	3
图 2-2. FIR 滤波器标准表达式.....	3
图 2-3. FIR 移动平均滤波器迭代表达式-SINC 一阶滤波器.....	4
图 2-4. 经过重新整理后的 SINC 滤波器一阶滤波器.....	5
图 2-5. 将降采样与延迟缓存结合后的 SINC 一阶滤波器硬件最优化表达式.....	5
图 3-1. AMC1305EVM 与 F28377S 控制板硬件连接.....	6
图 3-2. 使用 GPIO4 - 配置时钟频率为 10MHz.....	7
图 3-3. 基于 AMC1305M25 EVM 模拟前端 1&2 短路.....	8
图 3-4. CLK_IN 脚 通道 1 ( 红 ) 时钟信号; DOUT 通道 2 ( 蓝 ) 数据信号.....	8
图 3-5. 不同滤波器阶数和过采样率组合下 SDFM 输出范围，与公式 ( 8 ) 对应.....	9
图 3-6. AMC1305 采样前端接入 100mV 电压.....	9
图 3-7. 不同过采样率下对应 SINC 滤波器支持 16BIT 输出时移位个数.....	10
图 3-8. 滤波器模式与采样率设置与零漂与噪声关系.....	11
图 5-1. 基于 SINC1/2/3 OSR64/128/256 输入短路噪声与零漂测试.....	12
图 5-2. 基于 SINC2/3 OSR64/128/256 输入短路噪声与零漂测试.....	13
图 5-3. 基于 SINC3 OSR64/128/256 输入短路噪声与零漂测试.....	14

### 商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 1 高电气隔离电机驱动电流采样方案简介

在高压电机驱动系统中（如 图 1-1 所示），闭环电流控制需要相电流信息完成电流闭环控制。实际应用通常采用三种方式实现电流采样：霍尔传感器；使用分流器和隔离放大器；使用分流器和 SIGMA-DELTA 调制器。三种采样方式各有优劣。

**表 1-1** 对三种高压隔离相电流采样方式进行了简单分析。霍尔传感器感应电流产生的磁场，该方案拥有极小的阻抗，损耗最少且抗干扰能力强，在大功率（例如：380V，100A 以上）场景中较为常见。同时，由于受到传感器输出幅值和类型的限制，通常需要在输出后级进行信号调理，以满足 MCU 内置 ADC 的输入范围。第二种检测电流的方式是在电机驱动功率级串联分流器，通过隔离运放或隔离 SIGMA-DELTA 调制器检测分流器两端压降，两者最主要的区别是：隔离运放输出是电压信号，通常为差分信号，需要额外运放进行幅值调整以满足 ADC 输入范围，这一点与霍尔传感器相似；SIGMA-DELTA 调制器输出为数字比特流，后端需要进行数字滤波处理，要求 MCU 具备数字滤波功能（例如：TMS320F28x7x 系列和 FPGA），这种方式最突出的特点是不需要运放和 ADC，适用于携带数字滤波器功能的 MCU 和 FPGA。

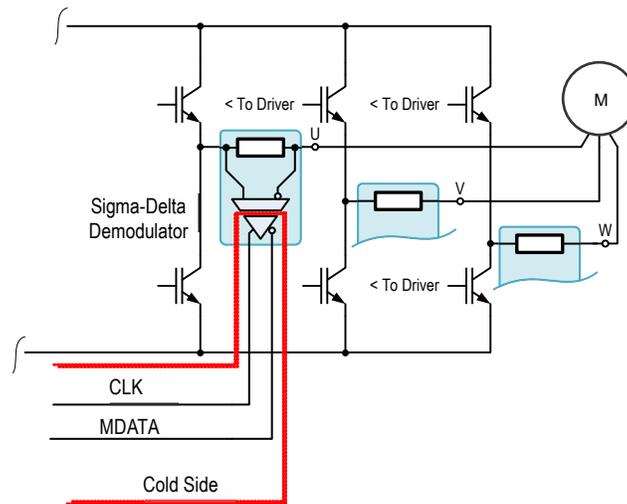


图 1-1. 电机控制中的电流采样与驱动级电路

表 1-1. 三种常用高压隔离相电流采样方式优劣势对比

电流采样类型	霍尔传感器	隔离运放	隔离 SIGMA-DELTA 调制器
电源要求	低压侧供电	高压侧与低压侧供电	高压侧与低压侧供电
主控制器采样需求	需要 ADC	需要 ADC	需要 SINC 滤波器
外部电阻/分流器	不需要	需要	需要
隔离等级	支持加强隔离	支持加强隔离	支持加强隔离
输出模式	单端（电流/电压）/差分	差分	数字
延迟	小	中	中/高
导通电阻/分流器范围	磁场损耗(微欧)	毫欧	毫欧
应用功率	小/中/高	小/中	小/中
方案成本	高	中	低

本文将使用 TMS320F28x7x 系列中集成的 SDFM ( Sigma-Delta Filter Module )，搭配使用 TI 具备加强隔离等级的 SIGMA-DELTA 调制器 AMC1305M25，介绍如何搭建最小信号链，完成 AMC1305M25 的基本测试。

1. 介绍 SIGMA-DELTA 调制器 SINC 滤波器的基本原理和实现方式。
2. 使用 F28377S 控制板和 AMC1305M25 EVM 实现模拟信号采样。

## 2 SINC 滤波器的本质与实现方式

SIGMA-DELTA 调制器会将输入噪声移动到高频域，AMC1305M25 的频率响应如 图 2-1 所示，在 10 KHz 以上，噪声呈指数增加。所以，在使用 SIGMA-DELTA 调制器方案时，MCU 或 FPGA 必须提供数字低通滤波器完成对比特流的滤波，才能还原被检测的有效信号。最常见数字低通滤波器为 SINC 滤波器，多阶 SINC 滤波器又称为 CIC ( Cascaded-Integrator-Comb ) 滤波器<sup>[5] [6]</sup>。SINC 滤波器在实际应用中使用的最为频繁，原因是它使用了最为“经济”的方式实现了有效低通滤波，同时保持优秀的性能，本章节将讨论 SINC 滤波器的本质和最简化实现方式。

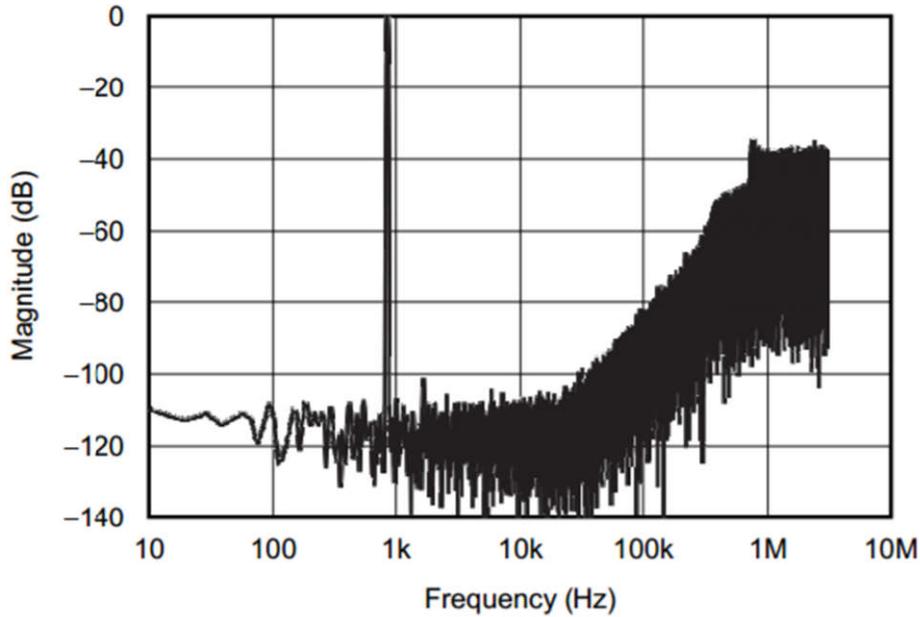


图 2-1. SIGMA-DELTA 调制器 AMC1305 1 KHz 信号输出频谱及量化噪声

FIR 滤波器由于具有相位线性响应的特点，在采样系统中最为常用，SINC 滤波器的表达式可以通过对通用 FIR 滤波器<sup>[5]</sup>进行变换得到，基于线性时不变系统，FIR 滤波器输出为：

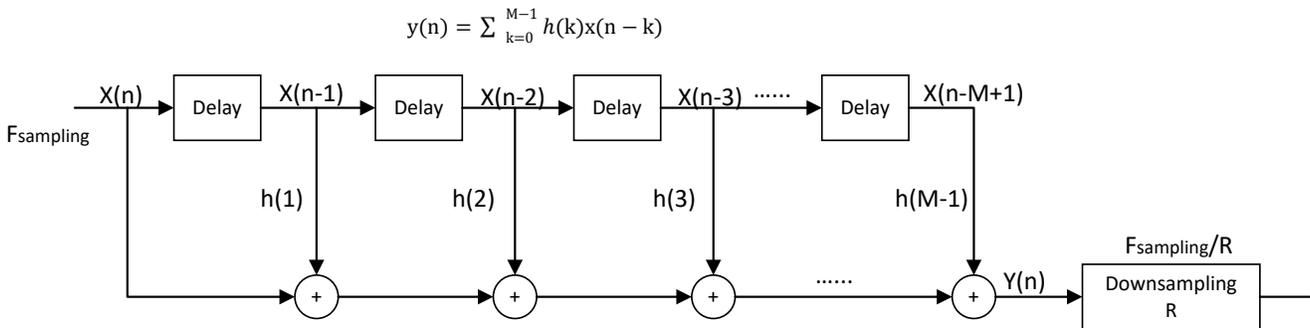


图 2-2. FIR 滤波器标准表达式

$$y(n) = x(n) + x(n-1)h(1) + x(n-2)h(2) + x(n-3)h(3) + \dots + x(n-M+1)h(M-1)$$

$$y(n-1) = x(n-1)h(1) + x(n-2)h(2) + x(n-3)h(3) + x(n-4)h(4) + \dots + x(n-M)h(M)$$

$h(n)$ 为“1”的移动平均 ( Moving Average ) 滤波器， $h(0) = h(1) \dots = h(m) = 1$ ：

$$y(n) - y(n-1) = x(n) - x(n-M)$$

$$y(n) = x(n) - x(n - M) + y(n - 1)$$

使用 Z 变换，单周期延迟等于 Z<sup>-1</sup>：

$$y(z) = x(z) + x(z)z^{-1} + x(z)z^{-2} + x(z)z^{-3} + \dots + x(z)z^{-(M-1)}$$

$$y(z)z^{-1} = x(z)z^{-1} + x(z)z^{-2} + x(z)z^{-3} + x(z)z^{-4} + \dots + x(z)z^{-M}$$

$$y(z) = x(z) - x(z)z^{-M} + y(z)z^{-1}$$

$$y(z) = \frac{x(z) - x(z)z^{-M}}{1 - z^{-1}}$$

$$H(z) = \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \tag{1}$$

从最基本的 FIR 滤波器，可以得到 (1) 中所示的 Z 变化表达式，也就是图 2-3 中的移动平均滤波器的递归表达式。图 2-2 和图 2-3 的对比可以看到，递归表达式大大减少了计算资源，硬件上需要一个减法器一个加法器，和 M+1 个缓存器。

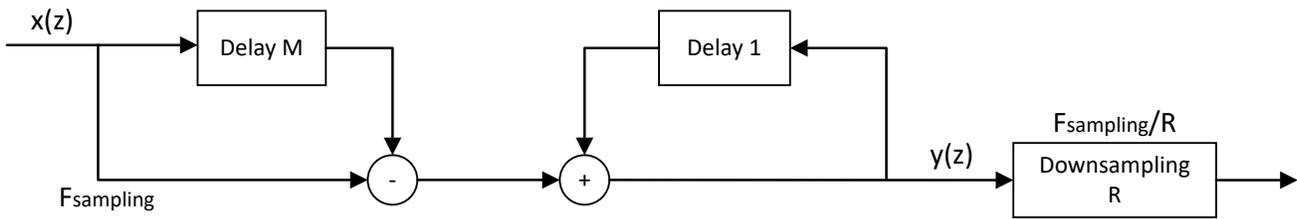


图 2-3. FIR 移动平均滤波器迭代表达式-SINC 一阶滤波器

频率响应的计算需要使用  $H(e^{j\omega}) = \dots$ ：

$$H(e^{j\omega}) = e^{-j\omega(M-1)/2} \frac{\sin(\frac{\omega M}{2})}{\sin(\frac{\omega}{2})}$$

$$|H(e^{j\omega})| = \frac{|\sin(\frac{\omega M}{2})|}{|\sin(\frac{\omega}{2})|} \tag{2}$$

(2) 与 SINC 函数 (SINx/x) 近似，所以又称为 SINC 滤波器。通过对 (1) 进行重新整理后得到公式 (3) 和图 2-4：

$$y(z) = \frac{x(z) - x(z)z^{-M}}{1 - z^{-1}}$$

$$W(z) = \frac{x(z)}{1 - z^{-1}}$$

$$y(z) = W(z) - W(z)z^{-M} \tag{3}$$

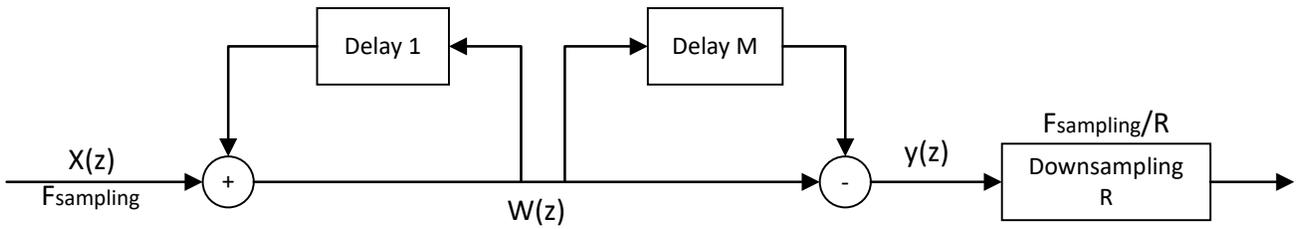


图 2-4. 经过重新整理后的 SINC 滤波器一阶滤波器

通过 (3) 可以将延迟周期个数  $M$  和降采样率  $R$  结合起来，将  $W(n)$  的采样点延迟  $M$  个周期之后做减法改变为在每  $R$  个周期采样一次信号，再做  $M/R$  延迟，输出  $OUT$  得到的结果是一样的。最后可以得到图 2-5 所示的，如果  $R=M$ ，那么构成了最终的 SINC 滤波器形式。输出是已经经过降采样  $M$  倍的信号，同时  $M$  也代表了滤波器的脉冲个数。

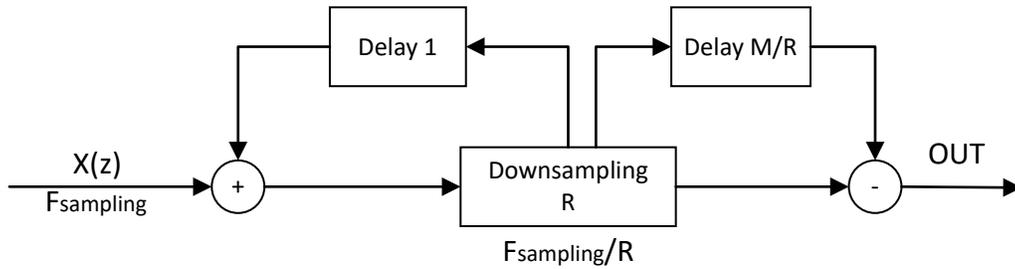


图 2-5. 将降采样与延迟缓存结合后的 SINC 一阶滤波器硬件最优化表达式

(1) 表达式为一阶 SINC 滤波器 FIR 滤波器的递归表达方式，那么三阶滤波器 SINC 滤波器 SINC3， $Z$  表达式为：

$$H(z) = \left( \frac{1-z^{-M}}{1-z^{-1}} \right)^3 \quad (4)$$

对于一个 SINC 滤波器，最主要的设计参数为采样率  $f_{data}$ ，SINC 滤波器阶数  $O$ （一阶，二阶和三阶分别对应 1, 2 和 3）与延迟  $M$ ，通常在设计中，为了硬件最优化， $M$  等于降采样率  $R$ 。

从上面推导可以得到主要设计参数为：

$R$ ：过采样率/降采样率； $f_{data}$  数据时钟频率（采样频率）； $O$ ：SINC 滤波器阶数

$$H(z) = \left( \frac{1-z^{-M}}{1-z^{-1}} \right)^O \quad (5)$$

输出信号采样频率：

$$f_{sampling} = \frac{f_{data}}{R} \quad (6)$$

SINC 滤波器阶跃响应采样延迟为：

$$T_d = \frac{R \times O}{f_{data}} \quad (7)$$

### 3 基于 AMC1305M25 与 F28377S 集成 SIGMA-DELTA 滤波模块配置与计算

SINC 滤波器可以灵活进行配置，输出结果与过采样率和 SINC 滤波器阶数密切相关。本章将介绍如何使用 F28377SSDFM 模块搭配 AMC1305M25 完成电压采样功能。实现通过读取 F28377S SDFM 寄存器，得到 AMC1305M25 输入模拟信号幅值。

#### 3.1 硬件配置

评估板：

1. AMC1305M25 评估模块：[SBAU237](#)
2. TMS320F28377S LaunchPad：<http://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28377S>

AMC1305M25 与 F28377S 协同工作，接口处需完成以下硬件配置，简略图如 [图 3-1](#) 所示：

1. AMC1305M25 数字端 DVDD 使用外部 5V。评估板提供隔离电源设计，模拟检测端供电 AVDD 由评估板自带隔离电源提供<sup>[1]</sup>。
2. AMC1305M25 需要一路数据时钟  $f_{data}$  频率范围 5MHz ~ 20.1MHz (CLK\_IN)。该时钟可以使用 F28337D EPWM 模块产生。根据 TMS320F28377S 规格书<sup>[7]</sup> Table4-1，本测试选择使用 GPIO4/PWM3A。
3. 根据<sup>[7]</sup>，F28377S SDFM 在进行数据采样时需要数据时钟 SDx\_Cx 和数据流 SDx\_Dx。由于 F28377S 会在时钟上升或下降沿沿采集数据，尽可能保证 DOUT 与 CLK\_RETURN 在靠近 AMC1305M25 芯片引脚处，这样返回主控的数据和时钟延迟相同。本次此时使用 F28377S 的 GPIO16 与 GPIO17，作为调制器的数据与时钟输入。
4. AMC1305M25 数据输出 DOUT 链接 SDFM 模块的 SDx\_Dx 引脚，提供数据源。

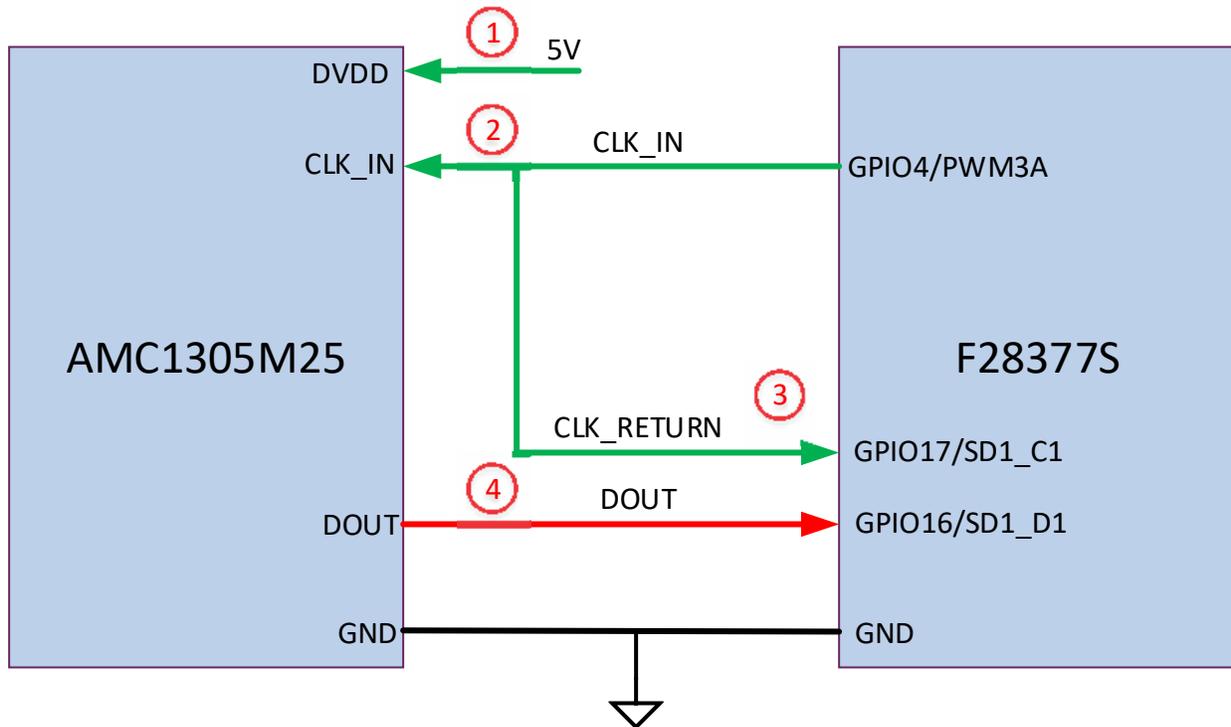


图 3-1. AMC1305M25 与 F28377S 控制板硬件连接

### 3.2 F28377S 软件配置

TI 在 ControSUITE 软件开发包中提供 F2837 系列 SDFM 模块开发示例代码，请参考 ControISUITE 安装路径下：

C:\ti\controlSUITE\device\_support\F2837xD\v210\F2837xD\_examples\_Cpu1\sdfm\_pwm\_sync\_cpu\cpu01\sdfm\_pwm\_sync\_cpu\_cpu01.c

默认示例代码无法工作，需要完成 EPWM 模块配置与 SDFM 模块配置后，AMC1305M25 与 F28377S 最小系统才能工作。

配置步骤如下：

1. F28377S 可以使用 EPWM 模块产生 AMC1305M25 需要的时钟信号。在本次示例中时钟配置如 图 3-2 所示，使 EPWM3A ( GPIO4 ) 模块，EPWMCLK 经过分频后为 100MHz，计数模式为 UP\_DOWN，最终 GPIO4 输出时钟为 10MHz。

```
#ifndef CPU1
    GPIO_SetupPinOptions(4, GPIO_OUTPUT, GPIO_ASYNC);
    GPIO_SetupPinMux(4,GPIO_MUX_CPU1,1);
#endif

EALLOW;

//
// Allows all users to globally synchronize all enabled ePWM modules to
// the time-base clock (TBCLK)
//
CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
//
// Setup TBCLK
//
(*EPWM[gPWM_number]).TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
(*EPWM[gPWM_number]).TBCTR = 0x0000; // Clear counter
(*EPWM[gPWM_number]).TBFRD = 5; // Set timer period PLLSYSCLK = 200MHz, EPWMCLK = 100MHz

//
// Setup counter mode
//
(*EPWM[gPWM_number]).TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up Use up count mode
(*EPWM[gPWM_number]).TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // TBCLK = EPWMCLK/(HSPCLKDIV*CLKDIV)
(*EPWM[gPWM_number]).TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1; // HSPCLKDIV = 1, CLKDIV = 1;
//
// Set Actions
//
(*EPWM[gPWM_number]).AQCTLA.bit.PRD = SET; // Set PwM1A on event A, TBPRD = 5, PwMA = 1;
(*EPWM[gPWM_number]).AQCTLA.bit.ZRO = CLEAR; // count TBPRD = 0, PwMA = 0;
```

图 3-2. 使用 GPIO4 - 配置时钟频率为 10MHz

2. 配置 SIGMA-DELTA 滤波器

F28377S 库中提供 `sdfm_configureData_filter()` 函数直接对 SDFM 的滤波器类型，过采样率，输出数据位长进行配置。在接下来的输入短路噪声测试中，主要修改滤波器类型为 SINC1, SINC2, SINC3；过采样率为 OSR=64, OSR=128 与 OSR=256。

```
Sdfm_configureData_filter(gPeripheralNumber, FILTER1, FILTER_ENABLE, SINC2, OSR_64, DATA_32_BIT, SHIFT_0_BITS);
```

软件配置完成，需要验证 AMC1305M25 和 F28377S 最小系统功能是否工作正常。如 图 3-3 所示，将 AMC1305M25 评估模块输入端 J2 短接到电源 GND。

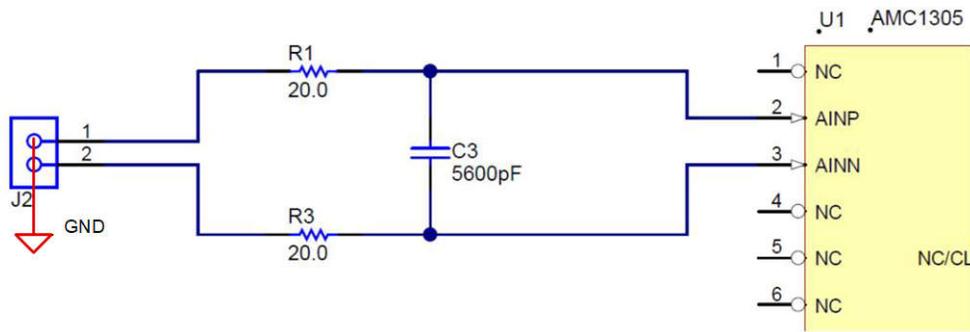


图 3-3. 基于 AMC1305M25 EVM 模拟前端 1&2 短路

使用示波器探头观测 CLK\_IN 与 DOUT 引脚。此时，CLK\_IN 数据时钟频率应为 10MHz，由于输入差分信号为 0V，DOUT 输出数字信号“1”和“0”，如图 3-4 所示。DOUT 输出会发生两个相邻时钟数据同时为“1”的情况，此时下两个时钟周期数据为“0”，输出时钟保持占空比 50% 的状态。此波形表明，最小系统硬件连接正确，AMC1305M25 正确得到输入为 0V 的数据。

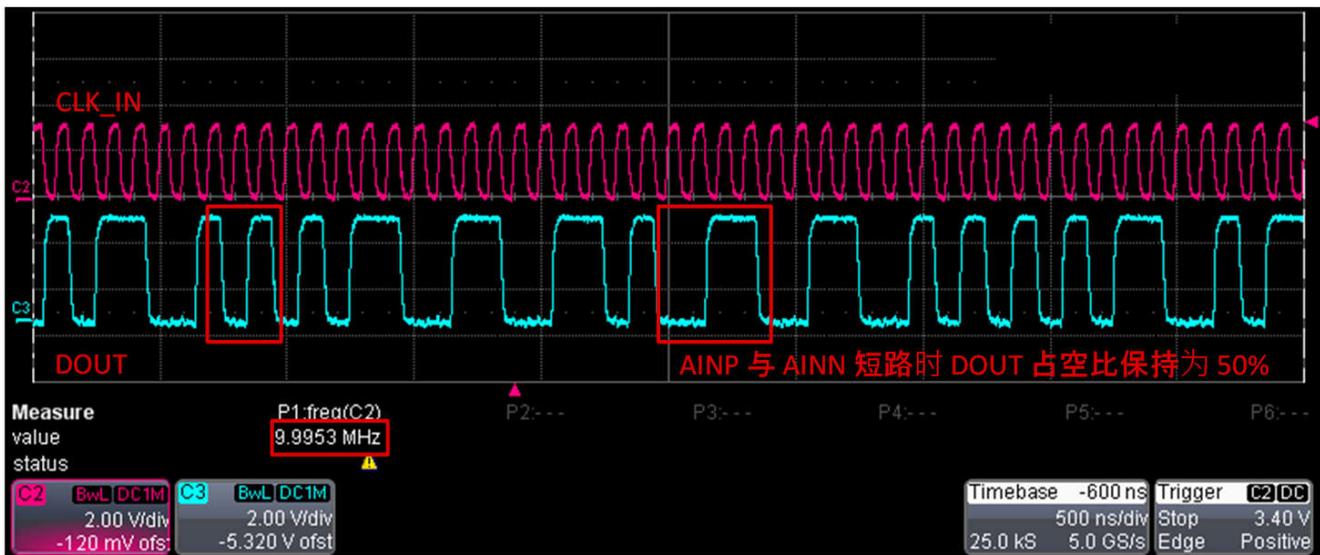


图 3-4. CLK\_IN 脚 通道 1 ( 红 ) 时钟信号; DOUT 通道 2 ( 蓝 ) 数据信号

### 3.3 AMC1305M25 检测电压与 F28377S 数字表达关系

根据规格书可知，AMC1305M25 的输入范围为正负 312.5mV，当输入达到 312.5mV，输出为近乎 100% “1” 码流；当输入位-312.5mV，输出为近乎 100% “0” 码流。另外，根据 F28377S 的规格书，可以得知：SDFM 模块支持两种数据格式，第一种为 32 位二进制有符号补码；第二种为有符号 16 位二进制有符号补码，在 SINC3 滤波器模式下，由于数据位宽过大，如果使用 16 位表示数据，最终数据需要进行移位处理。不正确的移位和换算都会导致最终数字量结果和模拟量输入幅值不匹配。本章将以 SINC3 滤波器为例，分别给出了根据 32 位数据格式和 16 位数据格式计算输入电压的方法。

DOSR	Sinc1	Sinc2	Sinc3	Sincfast
x	x	x <sup>2</sup>	x <sup>3</sup>	2x <sup>2</sup>
4	-4 to 4	-16 to 16	-64 to 64	-32 to 32
8	-8 to 8	-64 to 64	-512 to 512	-128 to 128
16	-16 to 16	-256 to 256	-4096 to 4096	-512 to 512
32	-32 to 32	-1024 to 1024	-32,768 to 32,768	-2048 to 2048
64	-64 to 64	-4096 to 4096	-262,144 to 262,144	-8192 to 8192
128	-128 to 128	-16,384 to 16,384	-2,097,152 to 2,097,152	-32,768 to 32,768
256	-256 to 256	-65,536 to 65,536	-16,777,216 to 16,777,215	-131,072 to 131,072

图 3-5. 不同滤波器阶数和过采样率组合下 SDFM 输出范围，与公式 (8) 对应

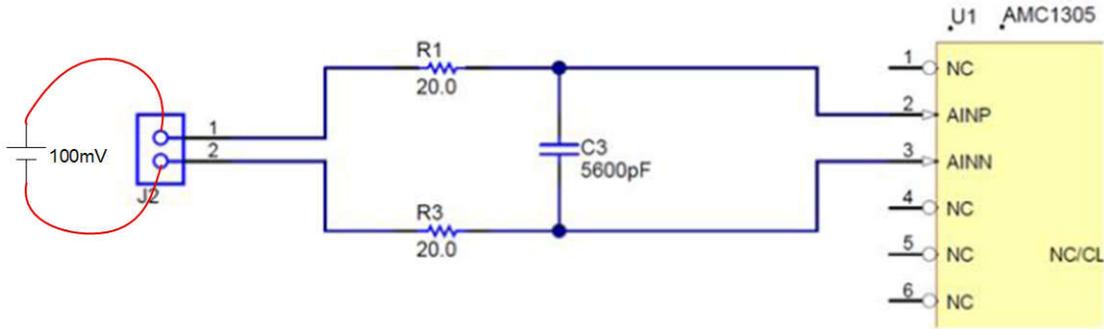


图 3-6. AMC1305 采样前端接入 100mV 电压

为了验证输入模拟量幅值与数字量关系，在 AMC1305M25 输入端连接 100mV 电压源，作为参考。使用六位半电压表测得实际的输入电压幅值为 100.12mV。

使用 32 BIT 有符号位二进制补码 (SDDPARMx.DR = 1) :

在示例代码中，可以通过读取 SDFM1\_READ\_FILTER1\_DATA\_32BIT 寄存器得到 SDFM 滤波器输出值。在计算输入电压时，首先将寄存器得到的数据由二进制补码转化为十进制，然后使用公式 (8) 和图 3-5 即可得到对应的 AMC1305M25 输入端模拟量幅值。表 3-1 对比了在不同过采样率下使用公式 (8) 计算的结果，输入幅值皆为 100mV ±2%，与电压表测试结果相同。

R/OSR：过采样率；OUT<sub>Decimal</sub>：滤波后数据十进制表达，二进制有符号位补码，MSB 为符号位；O：SINC 滤波器阶数；V<sub>Clipping</sub>：为模拟前端动态范围最大值

从 AMC1305M25 规格书可知 V<sub>Clipping</sub> = 312.5mV;

$$V_{in} = V_{Clipping} \times \frac{OUT_{Decimal}}{R^O} \quad (8)$$

以下数据在 SINC3 滤波器不同过采样率，对数字采样信号进行 1024 次采样平均之后得到的：

表 3-1. 32 位 SINC3 滤波器在使用不同过采样配置时 100mV 输入电压测试结果

Filter Type	二进制补码转为十进制		Vin 计算
SINC3 R/OSR64	84024	262144	100.16mV
SINC3 R/OSR100	319780	1000000	99.77mV
SINC3 R/OSR128	673092	2097152	100.14mV
SINC3 R/OSR256	5361067	16777215	99.86mV

使用 16 BIT 有符号位二进制补码 (SDDPARMx.DR = 0) :

当使用 16 BIT 数据时，滤波器输出数据储存在寄存器 SDFM1\_READ\_FILTER1\_DATA\_16BIT。由于数据溢出，F28377S 会自动对滤波结果进行右移位处理，图 3-7 给出了针对不同 SINC 滤波器和过采样率下对应的移位个数。

OSR	SINC1	SINC2	SINCFAST	SINC3
1 to 31	0	0	0	0
32 to 40	0	0	0	1
41 to 50	0	0	0	2
51 to 63	0	0	0	3
64 to 80	0	0	0	4
81 to 101	0	0	0	5
102 to 127	0	0	0	6
128 to 161	0	0	1	7
162 to 181	0	0	1	8
182 to 203	0	1	2	8
204 to 255	0	1	2	9
256	0	2	3	9

图 3-7. 不同过采样率下对应 SINC 滤波器支持 16BIT 输出时移位个数

结合图 3-7 和公式 (8)，可以得到公式 (9)，即为使用 16 BIT 有符号位配置下，滤波器输出结果与输入模拟量幅值的对应关系。表 3-2 给出了实际测试中，当输入为 100mV 时，F28377S 的数字量结果与模拟量幅值对应关系。

S：图 3-8 中不同 OSR 对应的寄存器移位个数

$$V_{in} = V_{Clipping} \times \frac{OUT_{Decimal}}{R^0} \quad (9)$$

表 3-2. 16 位 SINC3 滤波器在使用不同过采样配置时 100mV 输入电压测试结果

滤波器设置	二进制补码转为十进制	2		Vin 计算
SINC3 R/OSR 64	5244	16	262144	100.02mV
SINC3 R/OSR 100	10003	32	1000000	100.03mV
SINC3 R/OSR 128	5244	128	2097152	100.02mV
SINC3 R/OSR 256	10495	512	1677216	100.09mV

### 3.4 AMC1305M25 与 F28377S 零漂与噪声测量

基于图 3-3 硬件电路，可以直接进行 AMC1305M25 与 F28377S 系统输入短路零漂与噪声测量。在本次测试中，主要对比在不同滤波器类型和过采样率倍数下输出噪声峰峰值进行评估。本次测试中 SDFM 输出数据使用 32 位有符号位二进制输出，使用公式 (8) 进行等效噪声计算。完整数据请参考附录图 5-1, 图 5-2 和图 5-3，通过以上数据可以总结得到 Table 4 不同滤波器类型与过采样率配置下零漂与噪声结果与等效 Noise-Free Bit 与图 3-8。

Filter Mode	SINC1 OSR64	SINC1 OSR128	中低精度1%~0.1%			高精度0.1%			
			SINC1 OSR256	SINC2 OSR64	SINC2 OSR128	SINC2 OSR256	SINC3 OSR64	SINC3 OSR128	SINC3 OSR256
Pk-Pk Codes(LSB)	4	4	4	8	8	14	122	528	2278
Pk-Pk Noise(mV)	19.53	9.77	4.88	0.61	0.15	0.07	0.15	0.08	0.04
Noise Free-Bit(Bits)	5.00	6.00	7.00	10.00	12.00	13.19	12.07	12.96	13.85

Table 4 不同滤波器类型与过采样率配置下零漂与噪声结果与等效 Noise-Free Bit

从测试结果来看，当 SINC 滤波器阶数越高或过采样率越高时，所得到的数据的分辨率越高，噪声越低。相对应的，根据公式 (7)，系统延迟也会相应增加。在需要进行精确电流和电压采样时，例如 0.1% 分辨率与精度，那么至少需要选择 SINC2 型滤波器，过采样率至少 64 以上。在需要快速响应，相对低精度的场景，例如 1% 分辨率与精度，SINC1 或者 SINC2 滤波器会是更好的选择。

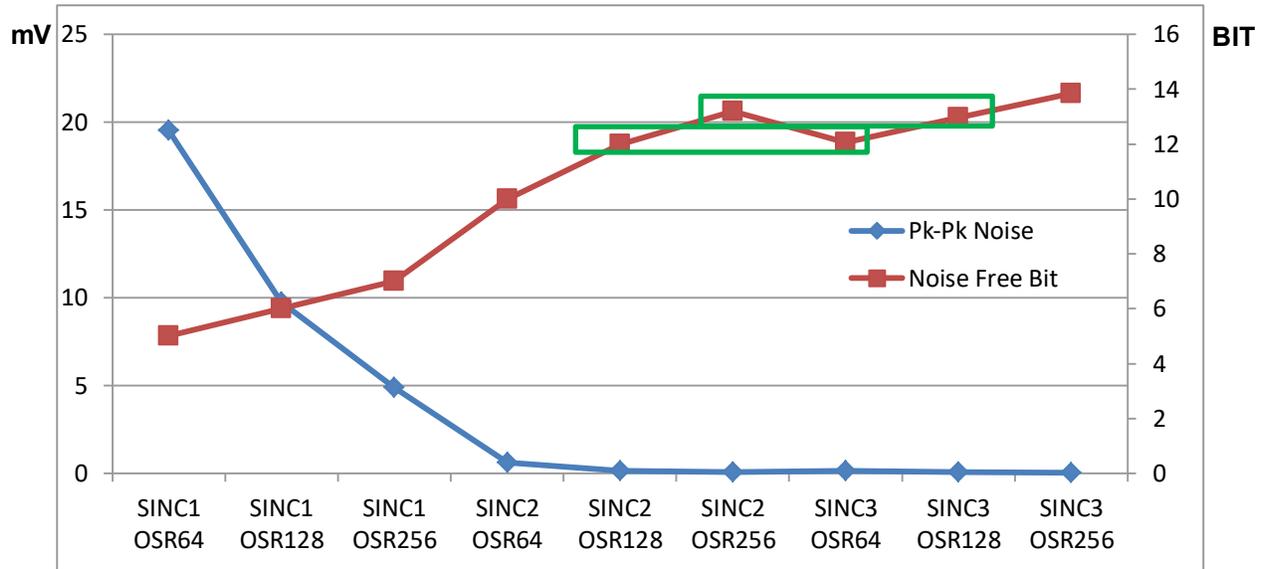


图 3-8. 滤波器模式与采样率设置与零漂与噪声关系

另外，不同的 SINC 滤波器阶数和过采样率的组合会产生相近的零漂与噪声，此时使用更高阶的滤波器，在相同分辨率与精度的情况下，数据的延迟时间会更短。例如，SINC2 OSR128 与 SINC3 OSR64 的噪声等级相当，但是延迟要多 64 个时钟周期。

#### 4 参考文献:

1. AMC1305EVM User Guide: [SBAU237](#)
2. TMS320F2837xD Dual-Core Delfino Microcontrollers Technical Reference Manual: [SPRUHM8](#)
3. ControlSUITE™ Software Suite: Essential Software and Development Tools for C2000™ Microcontrollers:
4. Combining the ADS1202 with an FPGA Digital Filter for Current Measurement in Motor Control Application, Miroslav Oljaca, Tom Hendrick, SBAA094-June, 2003.
5. Understand Digital Signal Processing, 3rd Edition, 2011 Pearson Education, Richard G. Lyons
6. An Economical Class of Digital Filter for Decimation and Interpolation. EUGENE B. HOGENAUER. 1981.
7. TMS320F2837xD Datasheet. [SPRS880](#)

5 附录：

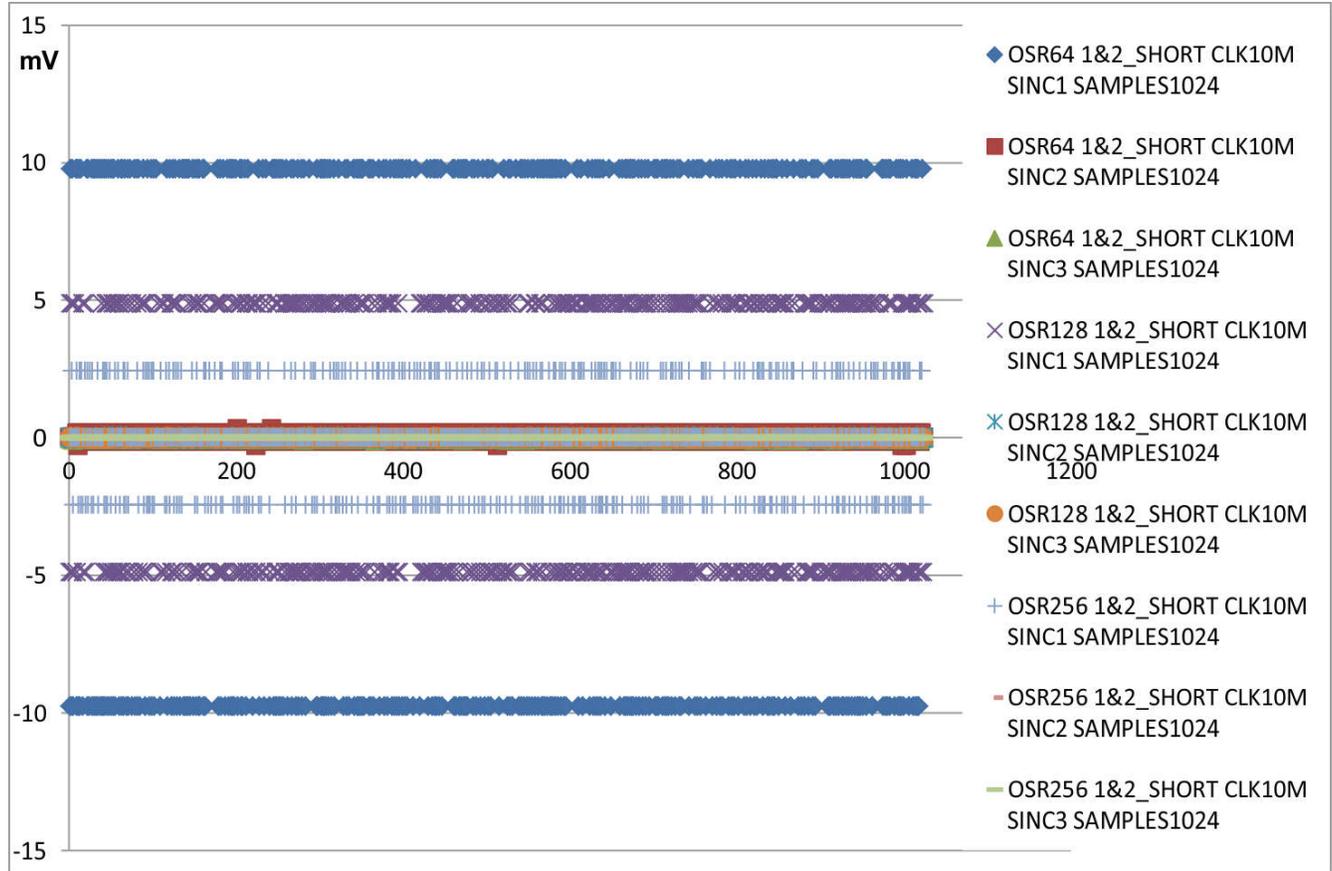


图 5-1. 基于 SINC1/2/3 OSR64/128/256 输入短路短路噪声与零漂测试

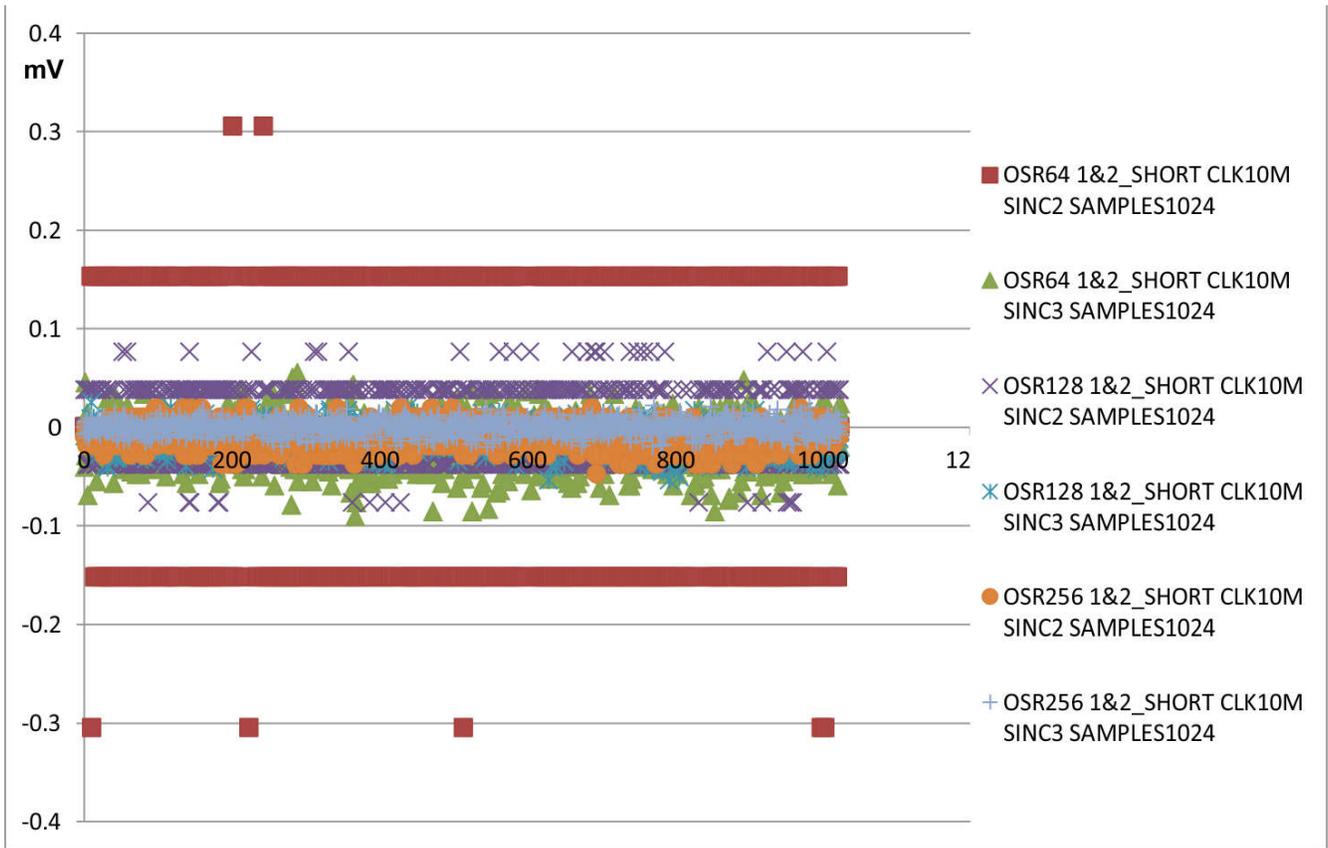


图 5-2. 基于 SINC2/3 OSR64/128/256 输入短路噪声与零漂测试

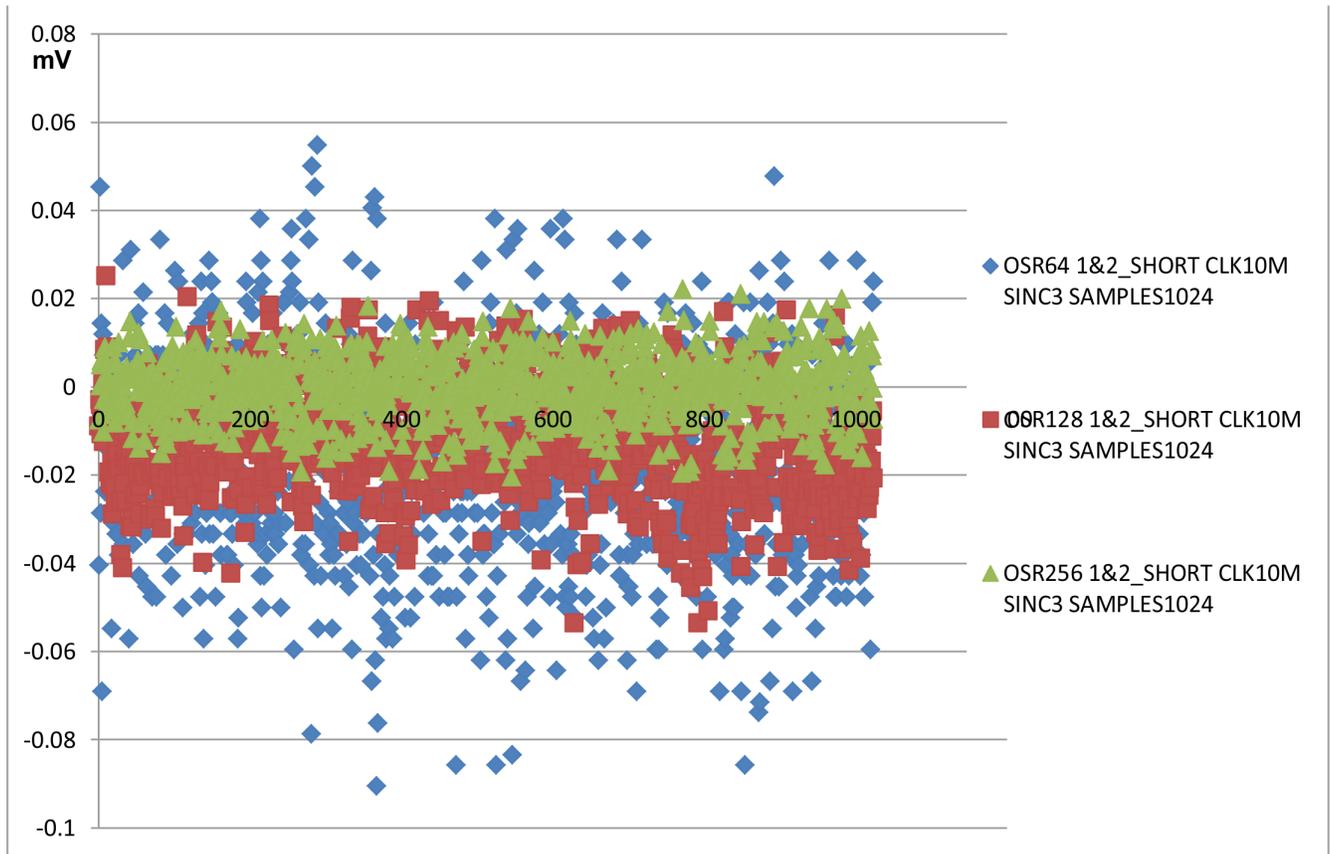


图 5-3. 基于 SINC3 OSR64/128/256 输入短路噪声与零漂测试

## 重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月