

ADDA 课程项目

组员：冯俊杰、贾梓越、陈江华、陈畅

1 设计目标

研究内容：

通过 matlab 建模或者 cadence (MOS 管级/verilogA 级, 工艺不限) 构建一个时钟交织 Pipelined-SAR ADC, pipelined 级数不限, 时钟校准通道数 4 条, 精度 12 位, TI-ADC 总采样率 2GS/s, 自己手动添加以下误差和失配, 例如采样时钟 jitter 范围 100fs 5ps, timing skew 范围 200fs 5ps, inter-stage gain error ± 10 数仅供参考), 通过静态分析方法和动态分析方法分析: TI mismatch (gain mismatch, offset mismatch and timing skew), pipelined-SAR ADC 级间增益误差 (inter-stage gain error), 第一级 SAR ADC 电容失配 (capacitor-DAC mismatch), 比较器失调, 时钟 jitter 等的影响。选择一种 time skew 校准方法进行 timing skew 误差检测并分析。建模、仿真验证、撰写完整分析报告, 在 cadence 里面完成仿真验证的有额外 bonus 分数。

分析方法:

静态特性分析: 转移特性曲线/统计方法; 动态特性分析: FFT

2 电路结构及原理

2.1 Pipeline SAR ADC 建模原理

基本架构: 如图2.1所示, 两级 SAR 级间插入一个冗余放大器。

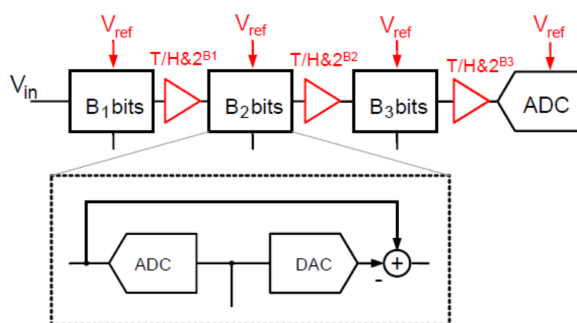


图 2.1: pipeline 级联原理图

总位数为

$$N = N_1 + N_2 + \dots - R \quad (2.1)$$

N 为总位数, 其中 R 为冗余位。

在设计时需要注意以下几点:

-
- Block diagram of a 2-bit Successive Approximation Register (SAR) ADC. The input V_{in} is connected to a "Coarse" 2-bit ADC. The output of the "Coarse" ADC is connected to a 2-bit DAC. The output of the DAC is subtracted from the input of the "Coarse" ADC (indicated by a '-' sign) to produce an error signal $-\epsilon_{q1}$. This error signal is multiplied by a gain factor $T/H + (G=2^{B1})$ and then added to the input of the "Coarse" ADC. The output of the "Coarse" ADC is also connected to a "Fine" 2-bit ADC. The output of the "Fine" ADC is added to the output of the "Coarse" ADC to produce the final output $D_{out} = V_{in} + \epsilon_{q1} - \epsilon_{q1} + \epsilon_{q2}$.

以 2 级流水线为例，若第一级 M1 位，第二级 M2 位，则实际第一级的 ADC 需要 M1-1 位电容，而第二级即只需要 M2-2 位电容。

- $$G = 2^{M1-R-K} = 2^{M1-R} \cdot \frac{Vref2}{Vref1} \quad (2.2)$$

R 为冗余位的位数——引入冗余的目的是为了采用冗余位校正算法来校正比较器失调和 DAC 建立误差，同时也能降低系统对比较器噪声的要求。

具体实现：余量放大器倍数减半并保持第二级 SAR ADC 量化范围不变，就可以实现 1 位冗余校正。

— 有限增益误差

- 有限带宽误差
- 噪声和失调

2.2 Time-Interleaved ADC 建模原理

基本架构：如图2.3所示，多路时间交织可以将等效采样率提高到但通道的 m 倍。

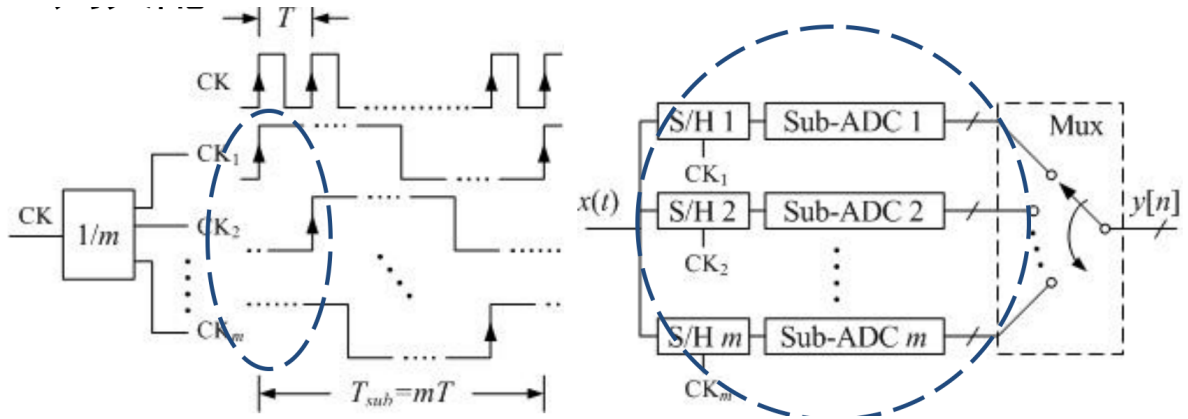


图 2.3: 时间交织原理及时序图

同样，注意建模设计要点：不同的通道间误差及其各自与频谱的对应关系在此，我们会首先回顾课上以两通道为例的失配，再将其推广到多通道，并研究不同通道间误差与频谱各自的对应关系。

2.2.1 失调失配

以 2 通道为例，输入为 $x(t) = \cos(\omega t + \phi)$

- 失调失配： $x(t) = \cos(\omega t + \phi) + OS$

- 存在失调失配， $\Delta OS = OS_A - OS_B \neq 0$
- 量化结果：

$$y[n] = \cos(\omega nT + \phi) + OS + \frac{\Delta OS}{2} \cos\left(\frac{\omega_s}{2} nT\right)$$

接下来，推广到多通道失调失配：

$$x_s(t) = x(t) + O(t)$$

$$f_{IL} = kf_s/M \quad \text{where } k = 0, 1, 2, 3, \dots, M-1 \quad (2.3)$$

$$P_N = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |O_i|^2$$

2.2.2 增益失配

增益失配: $x(t) = G \cdot \cos(\omega t + \phi)$

- 存在增益失配, $\Delta G = G_A - G_B \neq 0$

- 量化结果:

$$y[n] = G \cos(\omega nT + \phi) + \frac{\Delta G}{2} \cos \left[\left(\omega - \frac{\omega_s}{2} \right) nT + \phi \right]$$

接下来, 推广到多通道增益失配:

$$\begin{aligned} x_s(t) &= x(t) \times G(t) \\ f_{\text{Gain}} &= k f_s / M \\ f_{\text{IL}} &= f_{\text{Gain}} \pm f_{\text{in}} = \pm f_{\text{in}} + \frac{k}{M} f_s \\ P_{\text{Total}} &= \frac{1}{2M} \sum_{i=0}^{M-1} |G_i|^2 \end{aligned} \quad (2.4)$$

2.2.3 时钟偏差

采样时刻偏差: $x(t) = \cos(\omega t + \phi + \Delta T)$

- 存在采样时刻偏差, ΔT

- 量化结果:

$$y[n] = \cos \left(\frac{\omega \Delta T}{2} \right) \cos(\omega nT + \phi) + \sin \left(\frac{\omega \Delta T}{2} \right) \sin \left[\left(\omega - \frac{\omega_s}{2} \right) nT + \phi \right]$$

接下来, 推广到多通道采样时刻偏差:

$$\begin{aligned} x_s(t) &= x(t - \delta t) & x_s(t) &= \sin(2\pi f_{\text{in}} t) \cos(2\pi f_{\text{in}} \delta t) - \cos(2\pi f_{\text{in}} t) \sin(2\pi f_{\text{in}} \delta t) \\ x(t) &= \sin(2\pi f_{\text{in}} t) & x_s(t) &\cong \sin(2\pi f_{\text{in}} t) - (2\pi f_{\text{in}} \delta t) \cos(2\pi f_{\text{in}} t) \\ x_s(t) &= \sin(2\pi f_{\text{in}} t - 2\pi f_{\text{in}} \delta t) & f_{\text{IL}} &= \pm f_{\text{in}} + f_{\delta t} = \pm f_{\text{in}} + \frac{k}{M} f_s \end{aligned}$$

$$P_N = \frac{(2\pi f_{\text{in}})^2}{2M} \sum_{i=0}^{M-1} |\delta t_i|^2 \quad (2.5)$$

2.2.4 带宽失配 (但这个在本模型中未体现)

带宽失配: $x(t) = H(\omega) \cdot \cos(\omega t + \phi)$

- 存在带宽失配, $\Delta H(\omega) = H_A(\omega) - H_B(\omega) \neq 0$

- 量化结果:

$$y[n] = H(\omega) \cos(\omega nT + \phi) + \frac{\Delta H(\omega)}{2} \cos \left[\left(\omega - \frac{\omega_s}{2} \right) nT + \phi \right]$$

带宽失配未在本模型中加以考虑, 只是在此做一个简单的说明

2.3 时间交织失配误差总结

Type of mismatch	Effect on input	Spur location
Offset mismatch	Additive effect	$f_{IL} = \frac{k}{M} f_s$
Gain mismatch	Amplitude modulation	$f_{IL} = \pm f_{in} + \frac{k}{M} f_s$
Timing mismatch	Phase modulation	$f_{IL} = \pm f_{in} + \frac{k}{M} f_s$
Bandwidth mismatch	Freq.-dependent amplitude and phase modulation	$f_{IL} = \pm f_{in} + \frac{k}{M} f_s$

3 MATLAB 建模和仿真

3.1 模型介绍

整体模型仿照硬件的结构进行搭建，主要包括以下几个部分：

- 顶层模型：实现整个时钟交织流水线 SAR ADC 的功能仿真。定义了 ADC 的整体参数和可能的噪声和失配，并生成测试用的正弦信号。ADC 整体采用差分结构，因此需要生成两个共模相同，差模相反的正弦信号。模型首先对信号进行时钟交织的采样，采样时考虑了多通道间的时钟失配、增益失配、偏移量和 kT/C 噪声，将这些非理想因素叠加到输入信号中；接着调用多个流水线 SAR ADC 对多路采样数据进行并行化处理，考虑到了流水线 ADC 的各种噪声和失配，具体的因素会在每个模块中介绍；最后使用多路选择器将各个通道的量化结果整合得到更高采样率的量化结果。
- 流水线 SAR ADC 模型函数：实现流水线 SAR ADC 的功能仿真，以函数的形式被顶层模型调用。采用了两级流水的结构，并设置 1 位冗余位。考虑到噪声和失真的影响，采用了 6 位/8 位的分布，使得最终的 ENOB 可以达到 12 位的设计要求。

模型内部首先根据两级 SAR ADC 的位数求出两级所需要的电容值，并生成相应的电容阵列，电容阵列考虑到了寄生电容和电容大小失配。需要注意的是，第一级的余差在比较完成后还需要进一步缩小余差传递到第二级，而第二级的最后的余差在比较完成后不需要进一步处理，因此两级 SAR ADC 的实现方式有所不同，需要的电容数量也有所不同。具体而言，如果两级 SAR ADC 分别为 N_1 位和 N_2 位，则第一级 SAR ADC 的电容阵列需要 N_1+1 个电容，而第二级 SAR ADC 的电容阵列只需要 N_2 个电容。

两级 SAR ADC 之间由一个余差放大器连接，使用反馈的形式控制余差的放大，将放大后的结果作为第二级 SAR ADC 的输入。

最终的结果由两级 SAR ADC 的输出拼接得到。计算时将两级的冗余位重叠相加，并减去固定的偏移量得到最终的量化结果，输出到顶层模块进行多路整合。

- SAR ADC 模型函数：模型的工作过程仿照 SAR ADC 的工作原理，使用循环模拟逐次逼近的过程，每次循环对输入的差分信号进行比较，并进行相应调整，考虑了比较器的失调和噪声。两级 SAR ADC 由于之前提到的原因，存在一些差别，需要分别设计。第一级 ADC 的电容阵列需要 $N1+1$ 个电容，第二级 ADC 的电容阵列只需要 $N2$ 个电容，并且第一级对输出余差电压的调整次数也比第二级多一次。其余部分两级完全相同。
- ResAmp 模型函数：余差放大器将两个输入信号按照闭环增益进行放大，根据放大器的增益带宽积进行滤波后输出到第二级 SAR ADC 进行处理。输入的信号叠加了放大器的噪声和失调，闭环增益的计算也包含了有限增益带来的非线性因素。
- 静态参数测试函数实现对 ADC 静态参数的测试，包括 DNL、INL 指标的计算。由于输入是正弦信号，理想的 histogram 并不是均匀分布，而是呈“浴盆状”的分布曲线。函数通过使用大量数据模拟得到理想的概率分布，再用实际得到的概率分布与理想分布相减得到 DNL，对 DNL 积分得到 INL。
- 动态参数测试函数实现对 ADC 动态参数的测试，包括 SNR、SFDR、THD、SNDR 和 ENOB 指标的计算。函数通过对输入的正弦信号进行 FFT 变换，得到频谱图，去除 DC 分量后找到能量最大的频率作为主频，将主频乘以整数倍的频率作为谐波，取 2-5 次谐波进行计算。计算主频和谐波的功率比得到 THD，将 2 次谐波功率与主频功率的比得到 SFDR。去除 DC、主频和谐波后，计算剩余部分的功率就是噪声功率，主频功率与噪声功率之比就是 SNR。主频功率比上噪声功率与谐波功率之和就是 SNDR，由此可以计算出 ENOB。由于各种噪声和失真，ENOB 小于最初设计的 13 位，但仍然满足 12 位的要求。