

34401A 模数转换器的补充分析

——积分器的分析计算

34401A 使用积分型 A/D 转换技术，采用电荷平衡原理，图 9 是其积分器的简化原理图。

被测信号 V_{in} 经过开关连续对积分电容充电，同时通过交替的开关将正负参考电流注入积分电容以平衡累积的输入电荷，这样可以防止积分器的饱和。在被测信号积分期内进行 A/D 的高位转换，积分期结束时进行 A/D 低位转换。当万用表被触发时，A/D 转换开始，在积分期内计数器所计的数作为 A/D 转换的高位，在积分期结束时，计数器锁定，再使用 80C196 内置的 10bitSAR 结构 ADC 对积分器的剩余电压快速测量，作为 A/D 转换的低位。

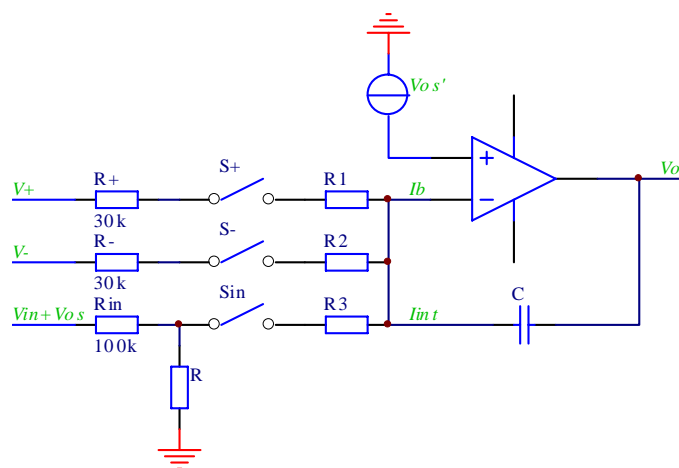


图 9 A/D 转换积分电路简图

图 9 中符号定义如下表所示：

符号	含义
V_+	正参考电压输入
V_-	负参考电压输入
V_{in}	输入信号
V_{os}	ADC 之前放大器输出失调电压
V'_{os}	ADC 积分器失调电压
I_b	积分器输入偏置电流
R_+	正参考方向上积分电阻
R_-	负参考方向上积分电阻
R_1	正参考开关 S+ 的导通电阻
R_2	负参考开关 S- 的导通电阻
R_3	输入端开关 Sin 的导通电阻
R_{in}	输入端上积分电阻
R	输入端并联电阻

以下是计算分析所用的符号说明：

I_1	正参考积分电流
I_2	负参考积分电流
I_3	信号输入端积分电流
t_u	采样周期内负参考电压积分时间
t_d	采样周期内正参考电压积分时间
ΔV_0	采样周期内首尾残余电压差
t'_u	0 输入下采样周期内负参考电压积分时间
t'_d	0 输入下采样周期内负参考电压积分时间
$\Delta V'_0$	0 输入下采样周期内首尾残余电压差

分析图 9 可得计算公式：

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_b + C \frac{d(V'_{os} - V_0)}{dt} \quad (1)$$

其中

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = \frac{V_+ - V'_{os}}{R_+ + R_1} \\ I_2 = \frac{V_- - V'_{os}}{R_- + R_2} \\ I_3 = \frac{(V_{in} + V_{os})R}{RR_{in} + R_3R_{in} + RR_3} - \frac{V'_{os}(R + R_{in})}{RR_{in} + R_3R_{in} + RR_3} \end{array} \right. \quad (2)$$

将式(1)两边对时间进行积分可得：

$$I_1 t_d + I_2 t_u + I_3 (t_u + t_d) = I_b (t_u + t_d) - C \Delta V_0 \quad (3)$$

求 I_3 得：

$$I_3 = I_b - \frac{C \Delta V_0}{(t_u + t_d)} - \frac{I_1 t_d}{(t_u + t_d)} - \frac{I_2 t_u}{(t_u + t_d)} \quad (4)$$

将式(2)代入式(4)得：

$$V_{in} + V_{os} = m I_b - m \frac{C \Delta V_0}{(t_u + t_d)} - m \left(\frac{V_+ - V'_{os}}{R_+ + R_1} \right) \frac{t_d}{(t_u + t_d)} - m \left(\frac{V_- - V'_{os}}{R_- + R_2} \right) \frac{t_u}{(t_u + t_d)} + \frac{V'_{os}(R + R_{in})}{R} \quad (5)$$

$$\text{其中 } m = \frac{RR_{in} + R_3R_{in} + RR_3}{R}。$$

由式(5)观察可知，输入偏置电流和放大电路失调电压与积分时间无关，使得输入为 0 时，即 $V_{in} = 0$ 得：

$$V_{os} = mI_b - m \frac{C\Delta V'_0}{(t'_u + t'_d)} - m \left(\frac{V_+ - V'_{os}}{R_+ + R_1} \right) \frac{t'_d}{(t'_u + t'_d)} - m \left(\frac{V_- - V'_{os}}{R_- + R_2} \right) \frac{t'_u}{(t'_u + t'_d)} + \frac{V'_{os}(R + R_{in})}{R} \quad (6)$$

将式(5)、式(6)相减, 可得:

$$V_{in} = mC \left(\frac{\Delta V'_0}{t'_u + t'_d} - \frac{\Delta V_0}{t_u + t_d} \right) + m \left(\frac{V_+ - V'_{os}}{R_+ + R_1} \right) \left(\frac{t'_d}{t'_u + t'_d} - \frac{t_d}{t_u + t_d} \right) + m \left(\frac{V_- - V'_{os}}{R_- + R_2} \right) \left(\frac{t'_u}{t'_u + t'_d} - \frac{t_u}{t_u + t_d} \right) \quad (7)$$

从式(7)可知偏置电流和放大电路失调电压通过两式相减之后, 其对结果的影响已经完全消除。积分器失调电压也已经减弱大部分, 还没有完全去除。

为了最终去除积分器失调电压的影响, 假设条件若 $R_+ = R_- = R_{ref}, R_1 = R_2 = R_3 = R_{on}$, 则式(7)可简化为:

$$V_{in} = mC \left(\frac{\Delta V'_0}{t'_u + t'_d} - \frac{\Delta V_0}{t_u + t_d} \right) + m \frac{V_+}{R_{ref} + R_{on}} \left(\frac{t'_d}{t'_u + t'_d} - \frac{t_d}{t_u + t_d} \right) + m \frac{V_-}{R_{ref} + R_{on}} \left(\frac{t'_u}{t'_u + t'_d} - \frac{t_u}{t_u + t_d} \right) \quad (8)$$

若 $V_+ = -V_- = V_{ref}$, 则式(8)可简化为:

$$V_{in} = mC \left(\frac{\Delta V'_0}{t'_u + t'_d} - \frac{\Delta V_0}{t_u + t_d} \right) + m \frac{V_{ref}}{R_{ref} + R_{on}} \left(\frac{t_u - t_d}{t_u + t_d} - \frac{t'_u - t'_d}{t'_u + t'_d} \right) \quad (9)$$

由式(9)可知, 输入信号的最后结果由两部分组成, 起主要作用的是“+”号右边部分,

这部分的误差对最终的结果影响较大。假设条件 $R = \frac{R_{in}R_{ref}}{R_{in} - R_{ref}}$, 则式(9)可简化为:

$$V_{in} = \left(R_{in} + R_{on} \frac{R_{in}}{R_{ref}} \right) C \left(\frac{\Delta V'_0}{t'_u + t'_d} - \frac{\Delta V_0}{t_u + t_d} \right) + \frac{R_{in}V_{ref}}{R_{ref}} \left(\frac{t_u - t_d}{t_u + t_d} - \frac{t'_u - t'_d}{t'_u + t'_d} \right) \quad (10)$$

由此可知, 开关的导通电阻对结果的影响主要集中在残余电压测量这部分, 而对结果的主要部分则没有影响。通过假设的条件, 测量结果最后的误差为:

$$\Delta V_{in} = R_{on} \frac{R_{in}}{R_{ref}} C \left(\frac{\Delta V'_0}{t'_u + t'_d} - \frac{\Delta V_0}{t_u + t_d} \right) \quad (11)$$

由上述公式依据 34401A 的实际参数计算可知, 当总积分时间 ($t_u + t_d$) 为 200ms (10NPLC) 时、剩余电压 (ΔV_0) 测量的有效分辨力为 50mV 时, 这个积分型 ADC 的分辨率就可以达到 6 位半了。

综上所述, 34401A 的这种 A/D 转换技术有显著的优点: 只要将 t_u 、 t_d 在适当的值, 积分器可以延续到任意时间长度而不使积分器的实际输出饱和。积分期可以进行 ADC 高位转换, 积分期结束进行低位转换, 提高了测量速度; 使用 10Bit SAR 结构 ADC 测量剩余电压进行低位转换, 与传统的多斜积分相比, 不需要过零比较器和额外的积分电阻, 简化了硬件。