

АЦП двухтактного интегрирования

Упрощенная схема АЦП, работающего в два основных такта (АЦП двухтактного интегрирования), приведена на следующем рисунке (рис.1):

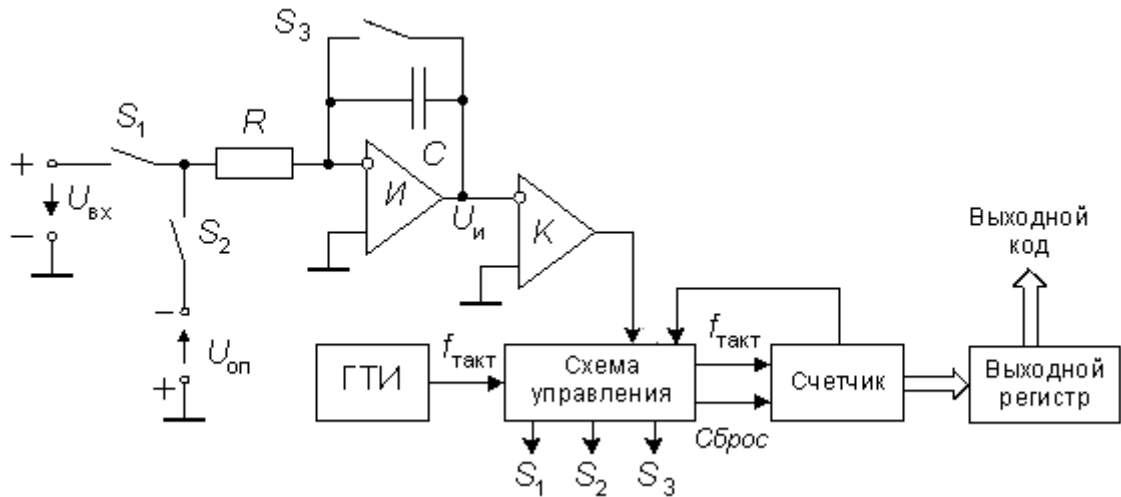


Рисунок 1. Структурная схема АЦП двухтактного интегрирования.

В соответствии с изложенной идеей, компаратор должен сравнить интеграл измеряемой (преобразуемой) величины и интеграл меры. Такое возможно, если установленный в нуль интегратор вначале зарядить от сигнала входной величины (в течение фиксированного интервала времени – T_0), а потом разрядить от сигнала меры (либо наоборот). В тот момент, когда интегратор вновь вернется к нулевому значению, компаратор зафиксирует равенство интегралов, полученных в процессе заряда и разряда интегратора:

$$\frac{1}{RC} \int_0^{T_0} U(t)_{ВХ} \cdot dt = \frac{1}{RC} \int_0^{T_x} U_{ОП} \cdot dt$$

Обратим внимание, что в каждой части этого равенства присутствует множитель RC , который можно сократить. Это важный момент, поскольку из него следует вывод о независимости метода от точности изготовления резистора и конденсатора, которые будут использованы в схеме интегратора.

Если помехи отсутствуют, а входной сигнал является постоянным во времени, тогда интегралы легко вычисляются и записанное выше равенство приобретает вид:

$$U_{ВХ} T_0 = U_{ОП} T_x \quad \text{или} \quad T_x = \frac{T_0}{U_{ОП}} \cdot U_{ВХ}$$

Другими словами, мы получили линейную зависимость T_x – времени разряда интегратора сигналом меры от $U_{ВХ}$ – входного сигнала.

Итак, если у нас есть способ получить постоянный интервал времени T_0 , необходимый для интегрирования входного сигнала, то дальнейшее преобразование интервала времени T_x в код D , который пропорционален входному сигналу, можно легко выполнить подсчетом в течение этого интервала числа импульсов с частотой $f_{ТАКТ}$:

$$D = T_x \cdot f_{ТАКТ} = \left(\frac{T_0}{U_{ОП}} \cdot f_{ТАКТ} \right) \cdot U_{ВХ}$$

На следующем рисунке (рис.2) показаны диаграммы работы, соответствующие описанному нами алгоритму:

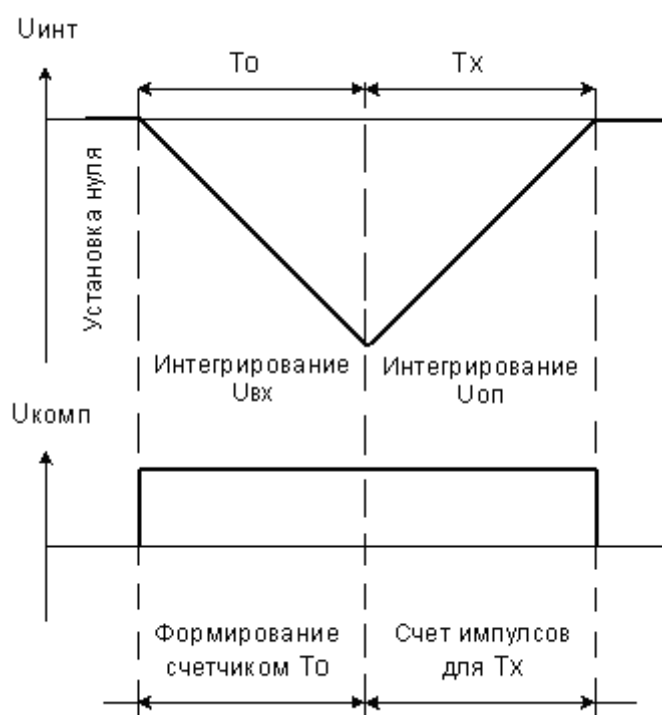


Рисунок 2. Диаграммы работы АЦП двухтактного интегрирования.

При одиночных измерениях, преобразование проходит три стадии: стадию установки интегратора в нулевое значение, стадию интегрирования входного сигнала и стадию счета.

Рассмотрим эти стадии более детально.

На первой стадии ключ S_3 замкнут, а ключи S_1 и S_2 разомкнуты. На этой стадии происходит установка нулевого значения на выходе интегратора.

На второй стадии ключи S_2 и S_3 разомкнуты, а ключ S_1 замкнут. Вторая стадия длится в течение времени T_0 , которое формируется счетчиком. Как правило, интервал T_0 равен 20 мсек., что соответствует одному периоду помехи с частотой 50 Гц. На этой стадии интегратор интегрирует входное напряжение $U_{вх}$. К моменту окончания интегрирования выходное напряжение интегратора составляет:

$$U_{инт} = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_0} U(t)_{вх} \cdot dt | U_{вх} = const = -\frac{T_0 \cdot U_{вх}}{RC}$$

Как правило, значение RC приравнивают величине T_0 . Например, при $T_0 = 20$ мсек., принимают $RC = 20\text{ком} \cdot 1\text{мкф} = 20\text{мсек}$. В этом случае, для постоянных значений $U_{вх} = (0 - 10\text{В})$ на выходе интегратора (за время T_0) напряжение достигнет соответственно значений $U_{инт} = (0 - 10\text{В})$. Такой выбор гарантированно обеспечивает работу операционного усилителя (на котором реализован интегратор) в рабочем диапазоне выходных напряжений.

Третья стадия преобразования начинается, когда счетчик заканчивает формирование интервала времени T_0 . Независимо от того, интервал T_0 формируется путем списывания счетчика до нуля (начиная с некоторой предустановки), либо формируется путем переполнения счетчика, счетчик переходит в третью стадию преобразования с нулевым значением и начинает накопление кода результата преобразования. Соответственно на этой стадии ключи S_1 и S_3 разомкнуты, а ключ S_2 замкнут. При этом (поскольку $U_{оп}$ имеет знак противоположный $U_{вх}$), происходит разряд интегратора до нулевого значения. Факт достижения интегратором нулевого значения фиксируется компаратором как событие определяющее равенство:

$$U_{ВХ}T_0 = U_{ОП}T_X \quad \text{или} \quad T_X = \frac{T_0}{U_{ОП}} \cdot U_{ВХ}$$

Такое событие требует от схемы управления прекратить подачу счетных импульсов на счетчик и зафиксировать результат преобразования

$$D = T_X \cdot f_{ТАКТ} = \left(\frac{T_0}{U_{ОП}} \cdot f_{ТАКТ}\right) \cdot U_{ВХ}$$

где **D** это код, который заносится в выходной регистр.

Поскольку сравниваются интегральные представления входного сигнала и меры, в окончательный результат входят не мгновенные значения преобразуемого напряжения, а только значения, усредненные за время **T₀**. Это позволяет рассматривать помеху, как усредненную надбавку к интегралу, взятому от **U_{вх}**.

Определим коэффициент передачи помехи **K_п** для АЦП двухтактного интегрирования. Пусть на вход интегратора поступает гармонический сигнал единичной амплитуды частотой **f** с произвольной начальной фазой. Среднее значение этого сигнала на интервале **T₀** будет равно:

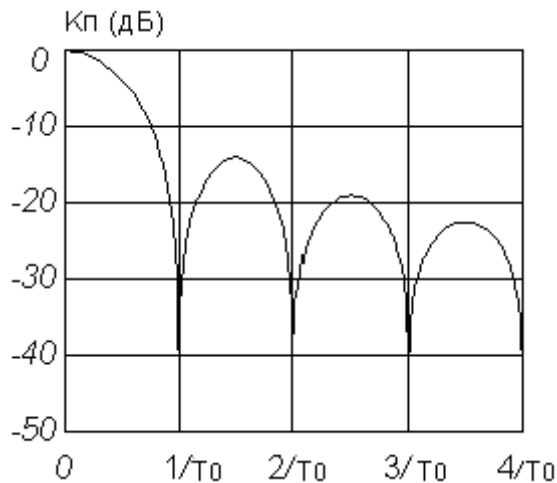
$$U_{ИНТ} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \sin(2\pi f t + \phi) dt = \frac{\sin(2\pi f T_0 + \phi) \sin(2\pi f T_0)}{\pi f T_0}$$

Эта величина достигает максимума по модулю, когда значение фазы пропорционально полупериоду:

$$\phi = \pm \pi k, \quad \text{где} \quad k = (0, 1, 2, \dots)$$

В этом случае коэффициент передачи помехи можно записать в виде:

$$K_{П} = \left| \frac{\sin^2(\pi f T_0)}{\pi f T_0} \right|$$



Из полученного выражения **K_п** следует, что переменное напряжение, период которого является кратным **T₀**, максимально подавляется (рис.28). По этой причине, целесообразно выбрать тактовую частоту такой, чтобы величина **T₀** была бы равной, или кратным периоду напряжения промышленной сети.

Рисунок 3. Коэффициент передачи помехи АЦП двухтактного интегрирования