

С. Ф. МАЛЕХАНОВА, В. Е. НАКОНЕЧНЫХ
(Горький)

РАСЧЕТ ПОГРЕШНОСТИ ИНТЕГРИРУЮЩЕГО ЦИФРОВОГО ВОЛЬТМЕТРА С ДВУХТАКТНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Разновидностью схем интегрирующих цифровых вольтметров является схема с двухтактным преобразованием [1]. Как видно из названия, преобразование ведется в два такта. Первый такт — интегрирование входного напряжения U_x в течение эталонного времени T_k . Полярность U_k противоположна полярности U_x . Формула двухтактного преобразования имеет следующий вид:

$$U_x = \frac{t_x}{T_k} \frac{R_x}{R_k} U_k, \quad (1)$$

где R_x и R_k — сопротивления в интегрирующих цепях U_x и U_k соответственно.

Одним из основных вопросов, связанных с проектированием любого вольтметра, является расчет и анализ его погрешности. Отличительной особенностью двухтактной схемы по сравнению с классической схемой время-импульсного преобразователя, помимо высокой помехозащищенности, является частичная компенсация относительной погрешности прибора, определяемой нелинейностью интегратора в процессе преобразования аналогового сигнала.

Погрешность данного вольтметра, как и любого цифрового прибора, может быть представлена выражением

$$\Delta_B = \delta U_x + \Delta, \quad (2)$$

где δU_x — составляющая, пропорциональная измеряемой величине;

Δ — постоянная составляющая погрешности.

Природа постоянной составляющей погрешности достаточно известна, и ее можно записать в виде

$$\Delta = \Delta_{\text{ср}} + \Delta_{\text{д}} + \Delta_{\text{п}},$$

где $\Delta_{\text{ср}}$ — погрешность сравнения, равная приведенному порогу чувствительности компаратора $\frac{\Delta_k}{K}$ (Δ_k — порог чувствительности компаратора; $K = \frac{T_k}{R_x C}$ — временной коэффициент усиления интегратора, определяемый временем интегрирования и динамическим диапазоном выходного каскада);

$\Delta_{\text{д}}$ — погрешность дискретности;

$\Delta_{\text{п}}$ — погрешность из-за нестабильности переходных процессов во время второго такта измерения.

Переходные процессы в моменты начала и конца первого такта измерения изменяют величину эталонного времени, а в моменты начала и конца второго такта — величину t_x . Эти изменения в основном носят систематический характер и легко могут быть скомпенсированы калибровкой прибора. Однако нестабильность переходных процессов устранить калибровкой невозможно, поэтому при определении погрешности ее необходимо учитывать. Нестабильность переходных процессов первого такта входит в погрешность преобразования, зависящую от U_x , а второго такта — в постоянную составляющую погрешности, так как

$$\frac{\Delta t_x}{t_x} = \frac{\Delta t_x}{U_x} S_{\text{пр}},$$

где

$$S_{\text{пр}} = \frac{U_k}{T_k} \frac{R_x}{R_k}.$$

Наиболее интересной задачей является определение первой составляющей погрешности вольтметра [см. (2)], вызываемой утечкой интегрирующей емкости, нестабильностью компенсирующего напряжения U_k , конечным значением коэффициента усиления усилителя A , нестабильностью R_x , R_k , T_k .

Влияние частотной характеристики, изменения коэффициента усиления и нелинейных искажений интегрирующего усилителя не анализируются, поскольку они учитываются в формулах минимального значения коэффициента усиления A , а также правильным конструированием усилителя [2].

Ниже приведен расчет погрешности, пропорциональной измеряемой величине. Первый такт работы:

$$U_c = (\varepsilon_1 + 1) \alpha_1 U_x T_k,$$

где ε_1 — коэффициент нелинейности интегратора;

$$\varepsilon_1 = \frac{50 T_k}{(1-A) R_x C} \left[(1-A) \frac{R_x}{R_L} + 1 \right] \% [2];$$

R_L — сопротивление утечки емкости;

$$L_1 = \frac{1}{R_x C}.$$

Второй такт работы:

$$U_c = (\varepsilon_2 + 1) \alpha_2 U_k t_x,$$

где

$$\varepsilon_2 = \frac{50 t_x}{(1-A) R_k C} \left[(1-A) \frac{R_k}{R_L} + 1 \right] \%;$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{R_k C}.$$

Формула преобразования с учетом погрешностей имеет вид

$$U_x = \frac{\varepsilon_2 + 1}{\varepsilon_1 + 1} \frac{t_x}{T_k} \frac{R_x}{R_k} U_k.$$

Отсюда можно записать

$$\delta = \frac{\frac{\varepsilon_2 + 1}{\varepsilon_1 + 1} \frac{t_x}{T_k} \frac{R_x}{R_k} U_k - \frac{t_x}{T_k} \frac{R_x}{R_k} U_{k_0}}{U_{k_0} \frac{t_x}{T_k} \frac{R_x}{R_k}}. \quad (3)$$

Так как формирование T_k и измерение t_x производятся с помощью одного и того же генератора и счетчика, то нестабильность частоты кварцевого генератора не влияет на погрешность преобразования, т. е. отношение $\frac{t_x}{T_k}$ остается постоянным. Это является одним из преимуществ двухтактной схемы по сравнению с классической. С помощью калибровки прибора и специальных мер погрешность отношения $\frac{R_x}{R_k}$ может быть сведена к пренебрежимо малой величине. Полагая в (3) все величины, кроме U_k идеальными или строго расчетными, найдем погрешность преобразования за счет нестабильности источника компенсирующего напряжения:

$$\delta_{U_k} = \frac{\frac{R_x}{R_k} \frac{t_x}{T_k} U_k - \frac{R_x}{R_k} \frac{t_x}{T_k} U_{k_0}}{\frac{R_x}{R_k} \frac{t_x}{T_k} U_{k_0}} = \frac{\Delta U_k}{U_{k_0}},$$

т. е. δ_{U_k} полностью определяется нестабильностью напряжения U_k . Аналогично найдем погрешность преобразования за счет нелинейности интегратора:

$$\delta_\varepsilon = \frac{\varepsilon_2 + 1}{\varepsilon_1 + 1} - 1 = \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{\varepsilon_1 + 1};$$

$$\delta_\Sigma = \frac{\frac{50 t_x}{(1-A) R_x C} \left[(1-A) \frac{R_k}{R_L} + 1 \right]}{\frac{50 T_k}{(1-A) R_x C} \left[(1-A) \frac{R_x}{R_L} + 1 \right] + 1} =$$

$$= \delta_A \% + \delta_{R_L} \% . \quad (4)$$

Считая, что $R_L = \infty$, определим погрешность преобразования за счет конечной величины коэффициента усиления операционного усилителя (в процентах):

$$\delta_A = \frac{\frac{t_x}{T_k} \frac{R_x}{R_k} - 1}{1 + \frac{(1-A) R_x C}{50 T_k}} = \frac{U_x}{U_{\text{нп}}} \left[\frac{\frac{R_x}{R_k}}{1 + \frac{(1-A) R_x C}{50 T_k}} \right] - \frac{1}{1 + \frac{(1-A) R_x C}{50 T_k}},$$

где $U_{\text{нп}}$ — значение предела измерения вольтметра;

$$\frac{U_x}{U_{\text{нп}}} = \frac{t_x}{T_k}.$$

Полагая в (4) $A = \infty$, найдем погрешность за счет конечной величины сопротивления утечки интегрирующей емкости (в процентах):

$$\delta_{R_L} = \frac{\frac{T_x}{T_k} - 1}{1 + \frac{R_L C}{50 T_k}} = \frac{U_x}{U_{\text{нп}}} \frac{1}{1 + \frac{R_L C}{50 T_k}} - \frac{1}{1 + \frac{R_L C}{50 T_k}}.$$

Таким же образом определим погрешность прибора за счет нестабильности переходных процессов:

$$\delta_n = \frac{\frac{t_x}{T_k'} \frac{R_x}{R_k} U_k - \frac{t_x}{T_k} \frac{R_x}{R_k} U_k}{\frac{t_x}{T_k} \frac{R_x}{R_k} U_k},$$

где T_k' — значение T_k с учетом нестабильности переходных процессов. После ряда преобразований получим

$$\delta_n = \frac{\Delta T_k}{T_k'} = \frac{\Delta T_k}{T_k}; \quad T_k = T_k', \text{ так как } \Delta T_k \ll T_k.$$

Максимальная относительная погрешность преобразования прибора определяется выражением

$$\delta = 100 \left(\frac{\Delta U_k}{U_{k0}} + \frac{\Delta T_k}{T_k} \right) + \frac{U_x}{U_{\text{нп}}} \left[\frac{\frac{R_x}{R_k}}{1 + \frac{(1-A) R_x C}{50 T_k}} + \frac{1}{1 + \frac{R_L C}{50 T_k}} \right] -$$

$$- \left[\frac{1}{1 + \frac{(1-A) R_x C}{50 T_k}} + \frac{1}{1 + \frac{R_L C}{50 T_k}} \right] \% .$$

При применении специальных интегрирующих конденсаторов влиянием сопротивления утечки можно пренебречь. Формула погрешности (в процентах) в этом случае упрощается:

$$\delta = |\delta_{U_k}| + |\delta_n| + \left[a \left(K_R \frac{U_x}{U_{пр}} - 1 \right) \right],$$

где

$$a = \frac{1}{1 + \frac{(1-A)R_x C}{50 T_k}}; \quad K_R = \frac{R_x}{R_k}.$$

Общая погрешность вольтметра будет равна

$$\Delta_B = \left[\delta' + a \left(K_R \frac{U_x}{U_{пр}} - 1 \right) \right] U_x + \Delta \%,$$

где

$$\delta' = \delta_{U_k} + \delta_n; \quad \Delta = \Delta_{ср} + \Delta_x + \Delta_n.$$

Из этой формулы видно, что в вольтметре с двухтактным преобразованием происходит частичная компенсация погрешности, определяемой нелинейностью интегратора.

На рис. 1 показана зависимость погрешности преобразования δ_{U_x} от отношения $\frac{U_x}{U_{пр}}$ при $K_R = 1$. Из графика видно, что при $U_x = U_{пр}$ имеем полную компенсацию погрешности δ_{ϵ} , т. е. в данном случае погрешность не зависит от коэффициента усиления A . При $K_R \neq 1$ условия компенсации ухудшаются. С уменьшением входного напряжения компенсация уменьшается, но доля постоянной составляющей погрешности в общей погрешности прибора увеличивается. Поэтому снижение компенсации при малых значениях U_x фактически мало влияет на общую погрешность измерения. Компенсация погрешности, обусловленной нелинейностью интегратора, присуща только схеме двухтактного преобразования (рис. 2). На рис. 2 кривая 1 — погрешность обычного вольтметра при постоянной δ , а кривая 2 — погрешность вольтметра той же точности с двухтактным преобразованием.

Был сделан макет интегрирующего цифрового вольтметра с двухтактным преобразованием с погрешностью порядка 0,02% (предел измерения 10 в). Макет построен

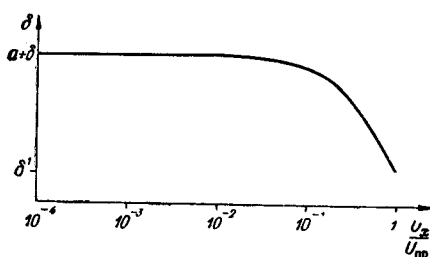


Рис. 1.

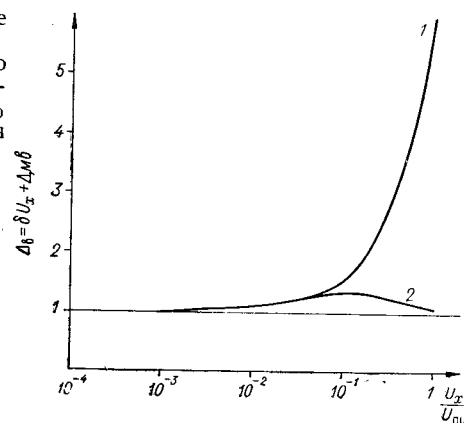


Рис. 2.

на элементах со сравнительно невысокими характеристиками. Благодаря большому динамическому диапазону выходного напряжения интегратора удалось снизить требования к компаратору и выполнить его по простой схеме. Компаратор с чувствительностью 1—3 мв был выполнен на блокинг-генераторе с диодной схемой сравнения в цепи обратной связи. В качестве интегратора применен операционный усилитель с периодической коррекцией дрейфа нуля, охваченный емкостной обратной связью. Коэффициент усиления усилителя $A = 4 \cdot 10^3$.

Вывод

В цифровом вольтметре двухтактного типа постоянная составляющая погрешности снижается за счет временного усиления интегратора, а составляющая, пропорциональная U_x , — за счет наличия двух членов с разными знаками, частично компенсирующих друг друга. Эта компенсация имеет место на участке, превышающем 10% от предела измерения, где в общей погрешности прибора преобладает составляющая погрешности, пропорциональная U_x .

ЛИТЕРАТУРА

1. П. П. Орнатский. Автоматические измерительные приборы. Киев, «Техника», 1965.
2. Г. Корн и Т. Корн. Электронные моделирующие устройства. М., Изд-во иностр. лит., 1955.

*Поступило в редакцию
10 января 1966 г.,
окончательный вариант —
13 октября 1966 г.*

УДК 621.374.088

А. П. КНЮПФЕР

(Москва)

СЛУЧАЙНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ И НЕСИНХРОНИЗИРОВАННЫХ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ ОДИНОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ

Случайные погрешности АЦП обусловлены действием собственного внутреннего шума и шума квантования по уровню. В дальнейшем будем считать, что собственный шум преобразователя приведен ко входу и выражен в масштабе преобразуемого сигнала. Описываемая методика справедлива при определении случайной погрешности, вызванной внешней случайной помехой на входе преобразователя. Под одиночными будем понимать измерения, результат которых оценивается вне зависимости от результатов предыдущих измерений. Синхронизированными (АЦПс) будем считать АЦП, в которых смещение между началом отсчета кода и нулевым значением измеряемой величины постоянно, а несинхронизированными (АЦПн) — развертывающие АЦП, в которых отсутствует синхронизация счетных импульсов импульсом начала временного интервала, заполняемого счетными импульсами. Для оценки статической погрешности одиночных измерений АЦП и обоснованного решения вопроса о целесообразности введения синхронизации необходимо определить зависимость случайной погрешности АЦП от параметров закона распределения шума на входе преобразователя. Указанную зависимость определим для случая, когда приведенный ко входу инструментальный шум распределен по нормальному закону, среднеквадратичное значение которого σ равно (или меньше) единице наименьшего разряда выходного кода АЦП, а измеряемая величина распределена равномерно по шкале. Эффектом на краях шкалы будем пренебрегать.

В [1] получены выражения, связывающие параметры шума на входе преобразователя со статистическими характеристиками выходных сигналов АЦП, результаты измерений которых осредняются. Близкая задача, соответствующая случаю синхронизированных АЦП, решена в [2] при определении погрешности отсчета показаний стрелочных приборов.

В настоящей работе оцениваются случайные погрешности синхронизированных и несинхронизированных АЦП, работающих в режиме одиночных измерений.