

Л. К. ЗОЛОТКОВ

(Львов)

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИИ

При измерении напряжений с преобразованием «напряжение — промежуточный параметр — цифровой код» погрешность измерений определяется как погрешностями преобразователя «напряжение — промежуточный параметр», так и погрешностями преобразователя «параметр — код». К числу первых относится нестабильность крутизны преобразования и дрейф нуля преобразователя (в случае применения предусилителя дрейф определяется дрейфом предусилителя). К числу вторых — погрешность, вызванная нестабильностью частоты счетных импульсов в преобразователях «время — код» или нестабильностью интервала интегрирования в преобразователях «частота — код».

Сравнительно недавно появился метод двойного интегрирования, позволивший создать на основе операционного усилителя преобразователь «напряжение — время — код» (ПНВК) и «напряжение — частота — код» (ПНЧК) с весьма высокой стабильностью характеристик [1]. Однако этому методу присущи следующие недостатки: 1) не уменьшается влияние дрейфа нуля преобразователя на результат измерений; 2) значительная часть рабочего времени расходуется на преобразование служебного сигнала; 3) поскольку метод реализуем только с преобразователями на основе операционного усилителя, главный недостаток операционных преобразователей — низкая чувствительность, требующая при реализации разрешающей способности 1—10 мкВ применения прецизионного УИТ.

Ниже рассматривается оригинальный способ измерения напряжений [2], в значительной степени свободный от указанных недостатков.

Сущность способа заключается в том, что во время первого цикла измерений ко входу преобразователя подключают эталонное напряжение $U_э$, а во время второго — напряжение, равное алгебраической сумме $U_э + U_x$ эталонного и измеряемого напряжений. Результат же измерений R является частным от деления результата второго цикла $N_x = K(U_э + U_x + U_d)$ на результат первого цикла $N_э = K(U_э + U_d)$

$$R = \frac{N_x}{N_э} = 1 + \frac{U_x}{U_э + U_d}, \quad (1)$$

где K — крутизна преобразования; U_d — напряжение дрейфа. Из (1) следует, что погрешность, вносимая дрейфом нуля, определяется соотношением $\frac{U_d}{U_э}$ и может быть меньше заданной погрешности δ при выполнении условия $\frac{U_d}{U_э} < \delta$.

Пусть время, в течение которого временные изменения K и U_d не превышают допустимых значений $\Delta K_{\text{доп}}$ и $\Delta U_{d, \text{доп}}$, равно $t_{\text{доп}}$, а время одного измерения составляет $t_{\text{изм}}$. Тогда погрешность измерения за счет временных изменений K и U_d не превышает допустимой при $t_{\text{изм}} < t_{\text{доп}}$. В большинстве практических случаев $t_{\text{изм}} \ll t_{\text{доп}}$; если ввести устройства запоминания результата $N_э$, можно производить преобразование служебного сигнала один раз за несколько рабочих циклов, число которых P определяется из условия

$$P < \frac{t_{\text{доп}}}{t_{\text{изм}}}. \quad (2)$$

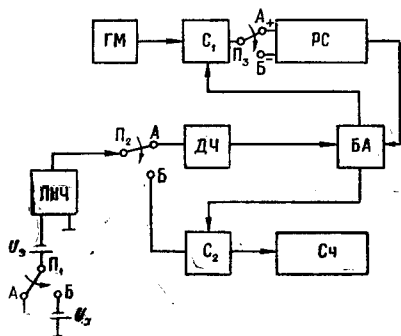
Наиболее просто деление результатов рабочих циклов на результат служебного цикла может быть проведено с быстродействующими преобразователями напряжение — код, применяемыми для ввода данных в ЦВМ. При этом код эталонного сигнала записывается в один из регистров ЦВМ и после поступления кода каждого из сигналов ЦВМ производит операцию деления.

Способ может быть реализован и без ЦВМ, с преобразователями «напряжение — частота — код» (ПНЧК), при некотором усложнении преобразователя «частота — код». Деление достигается за счет того, что время интегрирования, в течение которого производится подсчет импульсов с выхода преобразователя «напряжение — частота» в рабочий цикл, пропорционально периоду колебаний на выходе этого же преобразователя в служебный цикл. При этом изменение крутизны преобразования вызывает изменение времени интегрирования так, что результат интегрирования остается неизменным, т. е. осуществляется корректирование границ интегрирования.

Блок-схема ПНЧК с корректированием границ интегрирования представлена на рисунке. В первый цикл измерений через переключатель П₁, находящийся в положении А, ко входу преобразователя ПНЧК приложено напряжение U_э. Через переключатель П₂ в положении А импульсы частоты

$$f_э = K(U_э + U_d) = f_0 \left(1 + \frac{U_d}{U_э}\right), \quad (3)$$

где $f_0 = K U_э$, поступают на делитель частоты (ДЧ), выполняющий роль умножителя периода. При поступлении первого импульса с выхода ДЧ на блок автоматики (БА) последний вырабатывает импульс, открывающий селектор (С₁) и на вход «сложение» реверсивного счетчика (РС) через П₃. В положении А поступают импульсы частоты f_м с генератора меток (ГМ). Второй импульс с выхода ДЧ закрывает С₁, и поступление импульсов на РС прекращается. Количество импульсов N_э, накопленных РС, равно



$$N_э^m = \frac{f_m}{f_0 \left(1 + \frac{U_d}{U_э}\right)} M, \quad (4)$$

где M — множитель периода. Перед началом рабочего цикла блок автоматики переводит все переключатели в положение Б и через некоторое время, необходимое для установления ПНЧ, включает одновременно оба селектора С₁

и С₂. При этом на счетчик (Сч) поступают импульсы с частотой

$$f_x = f_0 \left(1 + \frac{U_x + U_d}{U_э}\right), \quad (5)$$

а на вход «вычитание» РС — импульсы с ГМ. Импульс, вырабатываемый РС при переходе его через нуль, служит для записывания С₁ и С₂. Количество импульсов, поступающих на Сч, определяется из выражения

$$R = N_э \frac{f_x}{f_m} = M \left(1 + \frac{U_x}{U_э + U_d}\right). \quad (6)$$

Полученный результат (выражение в скобках) совпадает с (1). Частота f_м не входит в (6), т. е. нестабильность ее не влияет на результат измерений, так же как и нестабильность частоты f₀.

Применив реверсивный счетчик с памятью, можно преобразование служебного сигнала производить либо перед каждым рабочим циклом, либо раз за несколько циклов — в соответствии с (2).

Очевидно, что если U_x и U_э включены согласно, счетчик заполняется до M, а затем подсчитывает количество импульсов, пропорциональное U_x. Если же U_x направлено встречно, то пропорционально U_x дополнение показаний счетчика до M. Выбрав емкость счетчика равной M, можно по наличию импульса перехода счетчика через состояние M судить о полярности измеряемого напряжения и о виде дешифрации показаний счетчика с учетом полярности.

В качестве ПНЧ может быть применен низкостабильный преобразователь на базе интегрирующего усилителя с разрядом емкости через ключ. При этом возможен выигрыш ПНЧК, построенного по способу с корректированием границ интегрирования в быстродействии и в стабильности характеристик по сравнению с ПНЧК, выполненным по методу двойного интегрирования. Если же в качестве ПНЧ использовать RC- или LC-генератор с управляемой емкостью p — n перехода [3], можно получить значительный выигрыш и в чувствительности. Таким путем можно реализовать чувствительность ПНЧК порядка 1—10 мкв без применения входного усилителя.

В заключение следует отметить, что способ измерения с корректированием границ интегрирования, разработанный для измерения напряжений, может быть использован для повышения точности и при измерении ряда других аналоговых величин (сопротивлений, емкостей, индуктивностей и др.) с преобразованием аналог — частота там, где возможно задание эталона аналоговой величины и имеется возможность получения алгебраической суммы измеряемой величины и эталонной.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. Н. Евланов, Р. Р. Харченко. Линейные измерительные преобразователи напряжения в частоту и длительность импульсов.— *Автометрия*, 1966, № 1.
2. Л. К. Золотков. Способ измерения напряжений с корректированием границ интегрирования. Авторское свидетельство № 235199.— *ИПОТЗ*, 1969, № 5.
3. Патент США 3094875, кл. 73—359, 25/VII 1963 г.

*Поступило в редакцию
15 августа 1968 г.,
окончательный вариант —
23 декабря 1968 г.*

У. Н. ТАММ, [Р. Р. ХАРЧЕНКО]

(Москва)

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ДЕТЕКТОРА ДЕЙСТВУЮЩИХ ЗНАЧЕНИЙ СО СКОЛЬЗЯЩИМ СМЕЩЕНИЕМ ОТ ФОРМЫ КРИВОЙ ИЗМЕРЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Детектор действующих значений со скользящим смещением и линейно-сегментной аппроксимацией вольт-амперной характеристики находит применение в технике измерений несинусоидальных переменных напряжений [1—3]. Преимуществом названного типа детектора является наличие у него функции преобразования, близкой к линейной.

Одна из возможных схем детектора со скользящим смещением приводится на рис. 1. Диоды $D_5—D_6$ в схеме рис. 1 образуют двухполупериодный выпрямитель*. Сопротивление R_0 , делители напряжения $R_{i1}—R_{i2}$ ($i=1, 2, 3, 4$) и соответствующие диоды D_i составляют квадривирующую цепочку. Вольт-амперная характеристика последней совместно с выпрямителем приближается к параболе

$$i = \frac{S}{U_0} u^2 - g U_0, \quad (1)$$

где i —мгновенное значение выходного тока квадривирующей цепочки; U_0 —выходное напряжение детектора; u —мгновенное значение входного напряжения схемы; S и g —постоянные, имеющие размерность проводимости.

Заметим, что в схеме рис. 1 выходное напряжение U_0 выполняет роль напряжения смещения диодов квадривирующей цепочки ($D_1—D_4$). Очевидно, что при изменении действующего значения входного напряжения детектора u изменяется величина смещения U_0 . Поэтому данный тип детектора получил название детектора со скользящим смещением.

Аппроксимация параболы (1) осуществляется благодаря тому, что по мере увеличения выходного напряжения выпрямителя (диоды $D_5—D_6$)

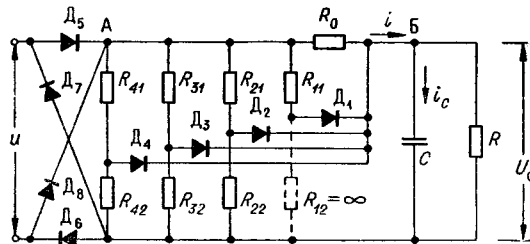


Рис. 1.

* Двухполупериодное детектирование необходимо при измерении действующего значения несимметричных переменных напряжений, энергии полувольт которых не равны.