

4. В. П. Коронкевич, Г. А. Ленкова. Лазерный интерферометр для измерения длины.— *Автометрия*, 1971, № 1.
5. B. E d l e n. The Refractive Index of Air.— *Metrologia*, 1966, v. 2, № 2.
6. А. И. Лохматов, В. А. Ханов. Система стабилизации частоты газового лазера по провалу Лэмба.— *Автометрия*, 1971, № 1.
7. Цифровой барометр.— *Приборы для научных исследований*, 1971, № 10.

Поступила в редакцию 25 октября 1972 г.

УДК 681.325.3

Г. С. МИХЕЛЬСОН

(Москва)

МЕТОД ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОГО ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ С КОРРЕКЦИЕЙ

В настоящее время созрела необходимость в создании измерительных преобразователей, дополнительная погрешность которых не превышает основную, при изменении в широком диапазоне параметров окружающей среды в течение периода эксплуатации.

В работе рассматривается метод относительного время-импульсного телеизмерения [1], позволяющий исключить погрешности преобразования, связанные с изменением параметров среды, а также старением элементов преобразователя. На рис. 1 приведена блок-схема линейного время-импульсного измерительного преобразователя, состоящего из переключателя (П), компаратора (К), генератора линейно-изменяющегося напряжения (ГЛН), в который входит токостабилизирующий элемент (ТЭ), зарядный конденсатор C и резистор R_1 , служащий для ограничения тока разряда конденсатора C ; потенциометрического датчика R_4 и эталонного делителя R_2, R_3, R_5, R_6 . Суть метода состоит в том, что последовательно во времени преобразуются три величины: измеряемое напряжение U_x и два эталонных U_0, U_3 . Последовательность этих операций выбирается следующим образом. В момент включения преобразователя размыкается контакт Кн и ГЛН создает на входе 1 двухвходового компаратора линейно-изменяющееся напряжение; при этом на вход 2 подключается напряжение U_0 . В момент равенства напряжения на входах компаратора 1 и 2 (момент t_0) (см. рис. 1) К срабатывает и переводит переключатель П во второе положение, при котором на вход 2 компаратора подключается измеряемое напряжение U_x . В момент t_x напряжение на датчике U_x сравнивается с напряжением ГЛН, и П подключает напряжение U_3 на вход 2 компаратора. Цикл преобразования продолжается до момента t_3 , в который напряжение на ГЛН сравнивается с напряжением U_3 . В этот момент компаратор переводит П в исходное состояние, в котором Кн замкнут, а конденсатор C разряжен до напряжения $U_{нач}$.

Интервал времени от t_0 до t_x определяет измеряемый параметр, а интервал от t_0 до t_3 — эталонное значение сигнала. Для передачи по каналу связи указанные временные интервалы модулируются с помощью фазоимпульсного модулятора (ФИМ). Применение ФИМ и порогового элемента в приемнике позволяет существенно сократить искажения, вносимые каналом связи.

В приемнике, обслуживающем группу преобразователей, осуществляются вычисления в соответствии с выражением

$$N_x = \frac{t_x - t_0}{t_3 - t_0} K \quad (1)$$

(N_x — искомая величина измеряемого параметра в соответствующих единицах измерения; K — масштабирующий коэффициент), в результате которых исключается погрешность, вносимая нестабильностью элементов преобразователя. Наиболее значимые составляющие погреш-

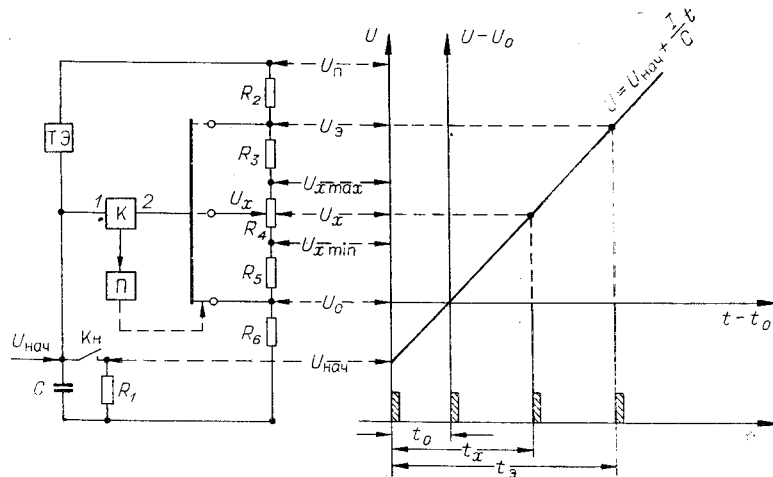


Рис. 1.

ности связаны с нестабильностью порога срабатывания компаратора ($U_K \pm \Delta U$) и с нестабильностью коэффициента крутизны преобразования $\Delta\beta$ [2, 3]. Известно, что

$$\beta = C/I,$$

где I — ток ТЭ; C — емкость интегрирующего конденсатора C . Время заряда конденсатора C до напряжения U при токе заряда I равно $t = UC/I$.

Примем, что $U_K \pm \Delta U_K$, $\Delta\beta$ не зависят от U , а также, что нестабильность нелинейности напряжения ГЛН $\Delta\alpha \ll \Delta\beta$. Это допущение справедливо для большого класса АЦП, используемых в практике время-импульсного телеизмерения. Тогда имеем следующие выражения для измеряемых интервалов:

$$t_0 = (U_0 + U_K \pm \Delta U_K - U_{нач}) C/I;$$

$$t_x = (U_x + U_K \pm \Delta U_K - U_{нач}) C/I; \quad (2)$$

$$t_3 = (U_3 + U_K \pm \Delta U_K - U_{нач}) C/I.$$

В окончательном выражении, используемом для определения N_x , отсутствуют как аддитивная ($U_K \pm \Delta U_K$ и $U_{нач}$), так и мультипликативная составляющие ($\Delta\beta$) погрешности преобразования, в чем нетрудно убедиться, подставляя в (1) выражения (2):

$$N_x = \frac{U_x - U_0}{U_3 - U_0} K. \quad (3)$$

Усовершенствование метода линейного преобразования с коррекцией привело к созданию метода экспоненциального преобразования

с коррекцией, в котором развертка во времени опорного напряжения реализуется наиболее простыми и экономичными средствами.

Метод экспоненциального преобразования позволяет уменьшить по сравнению с линейным преобразованием напряжение на мостовой времязадающей цепи преобразователя, упростить принципиальную схему интегратора, но требует большого объема вычислительных операций, и, следовательно, более сложного вычислительного устройства (ВУ). Блок-схема и эюры сигналов преобразователя показаны

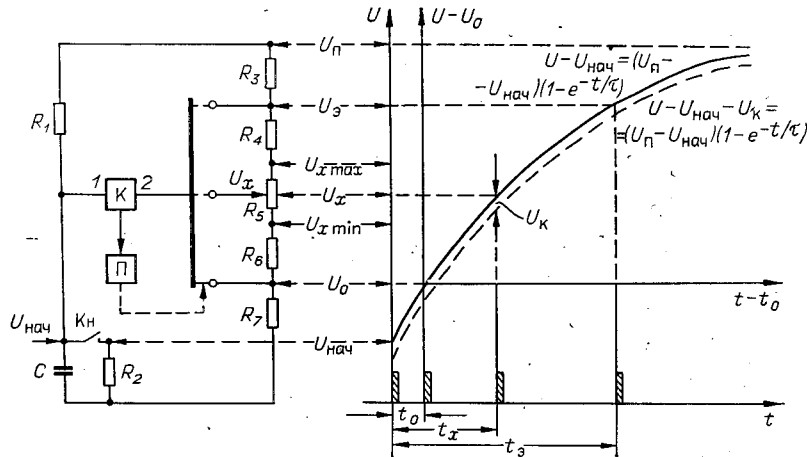


Рис. 2.

на рис. 2. Преобразователь состоит из интегратора R_1 , C , компаратора K , потенциометрического датчика R_5 , эталонного делителя R_3 , R_4 , R_6 , R_7 , переключателя Π и запускаящего контакта $Кн$.

Для определения погрешности преобразования рассмотрим расчетные соотношения между величинами элементов, участвующих в преобразовании и вычислении измеряемого параметра.

При расчете работы преобразователя приняты следующие обозначения: $U_{\text{п}}$ — напряжение питания преобразователя; $U_{\text{нач}}$ — начальный потенциал на интеграторе, заданный соотношением

$$U_{\text{нач}} = U_{\text{п}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{\text{п}} k_1; \quad (4)$$

U_0 — промежуточный потенциал на эталонном делителе, заданный соотношением

$$U_0 = U_{\text{п}} \frac{R_7}{R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7} = U_{\text{п}} k_2 \quad (5)$$

(обозначим $R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7 = R_9$); $U_{x \text{ min}}$ — потенциал, снимаемый с датчика R_5 при минимальном значении измеряемого параметра:

$$U_{x \text{ min}} = U_{\text{п}} \frac{R_6 + R_7}{R_9} = U_{\text{п}} k_3; \quad (6)$$

U_x — потенциал, снимаемый с датчика при текущем значении измеряемого параметра:

$$U_x = U_{\text{п}} \frac{kR_5 + R_6 + R_7}{R_9} = U_{\text{п}} [k_3 + k(k_4 - k_3)]; \quad (7)$$

k — относительное положение движка потенциометра датчика измеря-

емого параметра в долях единицы; $U_{x \max}$ — потенциал, снимаемый с датчика при максимальном значении измеряемого параметра:

$$U_{x \max} = U_{\Pi} \frac{R_5 + R_6 + R_7}{R_3} = U_{\Pi} k_4; \quad (8)$$

U_3 — эталонный потенциал, заданный соотношением

$$U_3 = U_{\Pi} \frac{R_4 + R_5 + R_6 + R_7}{R_3} = U_{\Pi} k_5. \quad (9)$$

Напряжения $U_0 = U_{\text{нач}}$, $U_{x \min} = U_0$ и $U_3 = U_{x \max}$ выбираются таким образом, чтобы

$$t_0 > \frac{1}{\Delta f}; \quad t_{x \min} - t_0 > \frac{1}{\Delta f}; \quad t_3 - t_{x \max} > \frac{1}{\Delta f}, \quad (10)$$

где Δf — полоса пропускания преобразователя, включая канал связи и приемное устройство.

При условии применения ФИМ эти ограничения позволяют практически исключить искажения, вносимые каналом связи.

В преобразователе напряжения U , U_x , U_3 преобразуются во временные интервалы:

$$t_0 = \tau \ln \frac{U_{\Pi} - (U_{\text{нач}} + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}{U_{\Pi} - (U_0 + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}; \quad t_x = \tau \ln \frac{U_{\Pi} - (U_{\text{нач}} + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}{U_{\Pi} - (U_x + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}; \quad (11)$$

$$t_3 = \tau \ln \frac{U_{\Pi} - (U_{\text{нач}} + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}{U_{\Pi} - (U_3 + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})},$$

где τ — постоянная времени интегратора.

Приемное устройство, в данном случае ВУ пульта управления, на основании известных временных интервалов t_0 , t_x , t_3 , переданных по каналу связи, вычисляет измеряемый параметр в принятых единицах измерения

$$N_x = kM,$$

где M — диапазон измерения параметра в принятых единицах. Для исключения погрешности, вносимой изменением $U_{\text{нач}}$ и τ , начало шкалы преобразователя перенесем в точку t_0 , U_0 . Тогда путем почленного вычитания из (11) можно получить:

$$t_x - t_0 = \tau \ln \frac{U_{\Pi} - (U_0 + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}{U_{\Pi} - (U_x + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}; \quad (12)$$

$$t_3 - t_0 = \tau \ln \frac{U_{\Pi} - (U_0 + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}{U_{\Pi} - (U_3 + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}. \quad (13)$$

Введем переменную

$$x = \frac{t_x - t_0}{t_3 - t_0} = \frac{\ln \frac{U_{\Pi} - (U_0 + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}{U_{\Pi} - (U_x + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}}{\ln \frac{U_{\Pi} - (U_0 + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}{U_{\Pi} - (U_3 + U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}})}}, \quad (14)$$

которая не зависит от постоянной времени интегратора τ .

Рассмотрим случай, когда порогом срабатывания K можно пренебречь: $U_{\Pi} \gg U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}}$. Тогда, если эталонный делитель задан условием

$$\frac{R_3 + R_4 + R_5 + R_6}{R_3} = r,$$

где $r > 1$ — постоянная, то

$$\frac{U_{\Pi} - U_0}{U_{\Pi} - U_3} = r; \quad (15)$$

$$t_3 - t_0 = \tau \ln r; \quad x = \ln \frac{U_{\text{п}} - U_0}{U_{\text{п}} - U_x} / \ln r. \quad (16)$$

Зависимость напряжения на конденсаторе C от времени заряда t описывается известным уравнением

$$U - U_{\text{нач}} = (U_{\text{п}} - U_{\text{нач}}) (1 - e^{-t/\tau}). \quad (17)$$

С учетом (12), (13) и $U = U_x$ уравнение (17) можно записать в виде

$$U_x - U_0 = (U_{\text{п}} - U_0) \left(1 - e^{-\frac{t_x - t_0}{\tau}}\right) = (U_{\text{п}} - U_0) (1 - e^{-x \ln r}). \quad (18)$$

Подставив в (18) условия (4) — (9) и решив уравнения относительно k , получим

$$k = \frac{1 - k_2}{k_4 - k_3} [1 - \exp(-x \ln r)] - \frac{k_3 - k_2}{k_4 - k_3} \quad (19)$$

или

$$k = \frac{1 - k_3}{k_4 - k_3} - \exp(-x \ln r) \frac{1 - k_2}{k_4 - k_3}. \quad (19a)$$

Окончательная формула для вычисления измеряемого параметра в принятых единицах измерения примет вид

$$N_x = M \left\{ \frac{1 - k_2}{k_4 - k_3} [1 - \exp(-x \ln r)] - \frac{k_3 - k_2}{k_4 - k_3} \right\}. \quad (20)$$

Для уменьшения объема вычислений и упрощения ВУ целесообразно эталонный делитель задать условием $r = e$. Тогда выражение (20) можно представить

$$N_x = M \left\{ \frac{1 - k_2}{k_4 - k_3} [1 - \exp(-x)] - \frac{k_3 - k_2}{k_4 - k_3} \right\}. \quad (21)$$

При практической реализации этого алгоритма возникает необходимость учета погрешности δ , связанной с конечной величиной порога срабатывания компаратора. Это приводит к сдвигу кривой (17) по оси ординат на $U_{\text{к}}$ (см. рис. 2).

Для удобства дальнейших вычислений выразим напряжение срабатывания компаратора в долях напряжения питания $U_{\text{к}} = k_6 U_{\text{п}}$.

Все переменные и коэффициенты с индексом «штрих» в дальнейших формулах соответствуют работе преобразователя с порогом срабатывания компаратора $U_{\text{к}}$. Вычисленная по формуле (19) величина k' будет обладать относительной погрешностью $\delta = k - k'$. Если величина $U_{\text{к}}$ известна, можно исключить ее влияние, перестроив эталонный делитель.

Для определения новых коэффициентов делителя запишем выражение переменной x' на основании выражения (14) с учетом $U_{\text{к}}$

$$x' = \frac{t'_x - t'_0}{t'_3 - t'_0} = \frac{\ln \frac{1 - (k'_2 + k_6)}{1 - k(k'_4 - k'_3) - (k'_3 + k_6)}}{\ln \frac{1 - (k'_2 + k_6)}{1 - (k'_5 + k_6)}}. \quad (22)$$

Приравняем $x = x'$ и получим систему трех уравнений с четырьмя неизвестными:

$$\frac{1 - (k'_2 + k_6)}{1 - (k'_5 + k_6)} = \frac{1 - k_2}{1 - k_5} = e; \quad (23)$$

$$\frac{1 - (k'_2 + k_6)}{1 - k(k'_4 - k'_3) - (k'_3 + k_6)} = \frac{1 - k_2}{1 - k(k_4 - k_3) - k_3}; \quad (24)$$

$$\frac{k'_4 - k'_3}{1 - (k'_2 + k_6)} = \frac{k_4 - k_3}{1 - k_2}. \quad (25)$$

Система уравнений (23) — (25) имеет множество решений с ограничениями (10), $0 \leq k \leq 1$. Одно из возможных решений:

$$k'_2 = k_2 - k_6; \quad k'_3 = k_3 - k_6; \quad k'_4 = k_4 - k_6; \quad k'_5 = k_5 - k_6. \quad (26)$$

Таким образом, установив на эталонном делителе напряжения:

$$U_0 = U_{\text{п}} k'_2; \quad U_{x \text{ min}} = U_{\text{п}} k'_3; \quad U_{x \text{ max}} = U_{\text{п}} k'_4; \quad U_9 = U_{\text{п}} k'_5 \quad (27)$$

при произвольном, но фиксированном пороге срабатывания $U_{\text{к}}$ можно, произведя вычисления по формуле (21), исключить погрешность, вносимую ненулевым значением $U_{\text{к}}$. Этот результат дает возможность применять в качестве компаратора диодно-регенеративное устройство, которое имеет ряд преимуществ перед балансным диодно-регенеративным компаратором, в частности практически бесконечное входное сопротивление со стороны датчика, что позволяет существенно увеличить расстояние между преобразователем и датчиком за счет уменьшения влияния омического сопротивления кабеля связи и возможности уменьшения помехи на входе 2 компаратора с помощью RC-фильтра.

Рассмотрим влияние температурной нестабильности порога срабатывания компаратора $\Delta U_{\text{к}} = k_7 U_{\text{п}}$ на погрешность преобразования. Все переменные и коэффициенты с индексом «два штриха» в дальнейших формулах соответствуют работе преобразователя с порогом срабатывания $U_{\text{к}} \pm \Delta U_{\text{к}}$.

Приближенная формула расчета погрешности преобразователя в % за счет $\Delta U_{\text{к}}$ имеет вид

$$\delta = k - k' \simeq B^{-x} D (x - x'') \cong \frac{DB}{A} k_7 (Gx - E), \quad (28)$$

где

$$A = 1 - k_2; \quad B = [1 - k_3 - k(k_4 - k_3)]; \\ D = \frac{1 - k_2}{k_4 - k_3}; \quad E = \frac{1}{A} - \frac{1}{B}; \quad G = \frac{k_2 - k_5}{A(1 - k_5)}.$$

Расчетная зависимость $\delta = \varphi(k, k_7)$ для конкретного преобразователя показана на рис. 3. Из рисунка видно, что при нестабильности порога срабатывания ± 200 мВ, т. е. более чем вдвое превышающей нестабильность стандартного диодно-регенеративного компаратора, и напряжении питания интегратора и цепи эталонного делителя $U_{\text{п}} = 20$ В дополнительная погрешность преобразования не превышает 0,1%.

Расчет погрешности преобразования, связанной с дополнительной абсорбционной емкостью зарядного конденсатора, затруднен отсутствием аналитического выражения интенсивности абсорбции электрических зарядов на обкладке конденсатора. Известно, что абсорбция зарядов конденсатора определяется природой диэлектрика конденсатора и температурой окружающей среды. Абсорбция зарядов на обкладке конденсатора вызывает неконтролируемое искажение экспоненты (17), что приводит к погрешности при обратном функциональном преобразовании в ВУ. Лабораторные исследования показали, что дополнительная погрешность преобразования, связанная с поляризацией диэлект-

рика, для конденсаторов с бумажным диэлектриком, пропитанным церезином (МБГО, МБГП и др.), в диапазоне температур от -50 до $+50^{\circ}\text{C}$ равна $0,4-0,6\%$, а для конденсаторов с бумажным диэлектриком, пропитанным вазелином (КБГ и др.), в диапазоне температур от -50 до $+70^{\circ}\text{C}$ не более $0,2-0,4\%$.

При необходимости получить дополнительную погрешность в диапазоне температур от -50 до $+50^{\circ}\text{C}$ не более $0,1\%$ следует применять пленочные конденсаторы с коэффициентом абсорбции $0,03-0,1$ (ПСО, МПГО и др.).

Предложенный метод преобразования реализован в аппаратуре телеметрии для рассредоточенных объектов. Лабораторные испытания и опытно-промышленная эксплуатация подтвердили высокие метрологические характеристики устройства в широком диапазоне изменения параметров окружающей среды.

Применение экспоненциального время-импульсного преобразователя с коррекцией позволяет:

- 1) исключить применение дефицитных радиоэлементов для времязадающих цепей при погрешности преобразования не менее $0,6\%$;
- 2) уменьшить дополнительную температурную погрешность, возникающую вследствие нестабильности элементов в диапазоне температур от -50 до $+50^{\circ}\text{C}$, до $\pm 0,1\%$;
- 3) уменьшить напряжение на времязадающих цепях и, следовательно, сократить энергопотребление преобразователя по сравнению с известными;
- 4) сократить, а при наличии надежных датчиков, исключить профилактическую проверку и тарировку преобразователей в процессе эксплуатации за счет существенного улучшения метрологической надежности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. С. Михельсон, П. А. Феофилов. Способ многоканального время-импульсного телеизмерения. Авторское свидетельство № 204907.— ИПОТЗ, 1967, № 22.
2. А. М. Тищенко и др. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах. М., «Советское радио», 1964.
3. Э. И. Гитис. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961.

Поступила в редакцию 16 августа 1971 г.

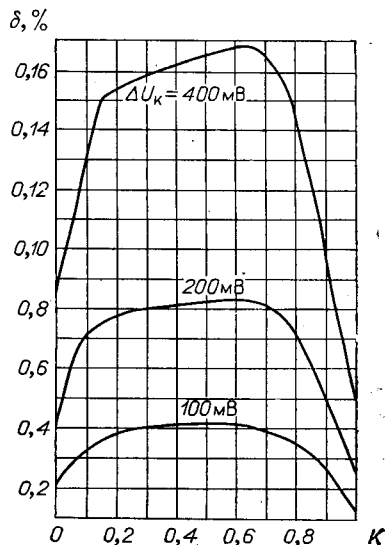


Рис. 3.