

АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ, КОНТРОЛЬНЫЕ И ДИАГНОСТИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

УДК 681.142.621

С. Л. СУДЬИН

(Рига)

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ «НАПРЯЖЕНИЕ — ЧАСТОТА» ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ

В телеметрии, в системах сбора и обработки информации часто возникает задача точного измерения постоянных напряжений и токов и передачи результатов измерений на значительные расстояния в условиях воздействия помех. Эта задача может быть успешно решена при преобразовании первичных сигналов на месте их возникновения в частотный импульсный сигнал и передаче этого сигнала по каналу связи. Такая система измерения отличается высокой помехоустойчивостью и обычно не требует применения осредняющего фильтра на входе измерительного канала или на выходе канала связи, что весьма важно для точных измерений. Практическая реализация таких систем наталкивается, однако, на ряд существенных трудностей, связанных главным образом с созданием высокоточных преобразователей «напряжение — частота». В настоящее время предложено несколько методов преобразования напряжения в частоту и множество схем, реализующих эти методы. Но для прецизионных измерений в условиях широкого изменения параметров внешней среды потенциально пригодны лишь следующие четыре метода:

- 1) преобразование напряжение — частота на основе точного преобразования частота — напряжение и цепи обратной связи [1];
- 2) преобразование на основе заряда емкости постоянным током, соответствующим входному сигналу, и разряда ее по достижении напряжением на ней некоторого порогового значения [2];
- 3) преобразование на основе заряда емкости постоянным током, соответствующим входному сигналу [3];
- 4) преобразование на основе заряда емкости постоянным током, соответствующим входному сигналу, и разряда ее импульсом постоянной вольт-секундной площади [4].

Сравнение этих методов преобразования по таким параметрам, как потенциально достижимая точность, количество в схеме преобразователя высокоточных или критичных по своим параметрам устройств, сложность схемы, зависимость результата преобразования от изменения емкости, время установления частоты, показывает, что последний из указанных методов обладает, по-видимому, наибольшим количеством положительных качеств. Однако окончательный выбор того или иного метода можно сделать лишь при наличии конкретных требований к преобразователю.

Ниже рассмотрены некоторые вопросы, связанные с построением двух схем преобразователя «напряжение — частота» по четвертому из указанных принципов. В дальнейшем для краткости будем называть его принципом эталонного возврата. Этот принцип реализуется в схеме, показанной на рис. 1, где ПУ — пороговое устройство; УЭВ — устройство эталонного возврата. При постоянном напряжении на входе преобразователя и отключенной цепи возврата на выходе интегратора образуется линейно изменяющееся напряжение. По достижении этим напряжением некоторого уровня пороговое устройство срабатывает и выдает сигнал на устройство эталонного возврата. Это устройство подключает к входу интегратора импульс постоянной (эталонной) вольт-секундной площади, причем параметры входных цепей, величины и полярности входного и эталонного напряжений выбраны так, что под воздействием этого импульса выходное напряжение интегратора начинает изменяться в противоположном направлении. По окончании импульса возврата процессы в схеме повторяются. Легко показать, что если за выходную величину принять частоту импульсов возврата (f), то для рассмотренной схемы

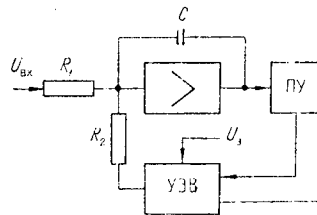


Рис. 1.

$$f = \frac{R_2}{R_1} \frac{U_{\text{вх}}}{\varepsilon}, \quad (1)$$

где ε — вольт-секундная площадь сбрасываемого импульса.

При преобразовании по принципу эталонного возврата результат преобразования практически не зависит от уровня срабатывания порогового устройства, что является важным преимуществом этого принципа по сравнению с большинством других принципов преобразования напряжения — код или напряжение — частота — код. Но в то же время в преобразователе, работающем по принципу эталонного возврата, возникает ряд специфических трудностей, связанных главным образом с получением и подключением ко входу интегратора преобразователя эталонного импульса возврата. Этот эталонный импульс получают обычно или при перезаряде конденсатора между двумя эталонными уровнями, или при перемагничивании сердечника с прямоугольной петлей гистерезиса, или при подключении эталонного напряжения на эталонное время. Два первых метода имеют трудно устранимый недостаток, состоящий в существенной зависимости параметров, определяющих вольт-секундную площадь импульса возврата, от температуры окружающей среды. Поэтому для целей точного преобразования в условиях изменения температуры окружающей среды в широких пределах или при ограничении времени на самопрогрев схемы наиболее предпочтителен метод подключения эталонного напряжения на эталонное время.

Анализ погрешностей преобразователя (см. рис. 1) с полупроводниковым ключом, коммутирующим эталонное напряжение, показывает, что основные погрешности преобразования возникают за счет изменения параметров входных цепей, дрейфа усилителя постоянного тока интегратора и изменения параметров ключа. В частности, относительные погрешности преобразования (δf) за счет изменения параметров полупроводникового ключа можно представить выражениями:

$$\delta f(I_0) = \left(\frac{R_2}{U_3} - \frac{R_1}{U_{\text{вх}}} \right) \Delta I_0; \quad \delta f(U_0) = \frac{U_{\text{вх}} - \frac{U_3}{r_p} - I_0}{U_{\text{вх}} U_3} \Delta U_0;$$

$$\delta f(r_p) = \left(\frac{R_2}{U_3} - \frac{R_1}{U_{\text{вх}}} \right) \frac{U_{\text{вх}}}{r_p^2} \Delta r_p; \quad \delta f(r_3) = \frac{\left(\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} - \frac{U_3}{r_p} - I_0 \right) R_1}{U_{\text{вх}} R_2} \Delta r_3,$$

где I_0 — ток ключа в разомкнутом состоянии; U_0 — э. д. с. ключа в замкнутом состоянии; r_p — сопротивление ключа в разомкнутом состоянии; r_3 — сопротивление ключа в замкнутом состоянии; U_3 — эталонное напряжение; $U_{\text{вх}}$ — входное преобразуемое напряжение; Δ — приращение параметра. Кроме того, изменение динамических параметров ключа дает дополнительные погрешности, выражающиеся соотношениями:

$$\delta f(I) = -\frac{1}{2qt_s} \Delta I;$$

$$\delta f(p, q) = \frac{1}{2R_2} \left(\frac{U_3}{p^2} \Delta p - \frac{IR_2 + U_3}{q^2} \Delta q \right), \quad (2)$$

где I — параметр, определяющий степень насыщения ключа; q — скорость выключения ключа; t_s — время возврата; p — скорость включения ключа.

Приведенное смещение нуля характеристики вход — выход за счет изменения параметров ключа ΔU выразится

$$\Delta U = R_1 \left(\Delta I_0 + \frac{U_3}{r_p^2} \Delta r_p \right). \quad (3)$$

Учет указанных выше частных погрешностей в общей погрешности преобразования показывает, что при высокой точности преобразования к стабильности сопротивлений входных цепей, и в особенности параметров ключа, предъявляются весьма жесткие требования. Кроме того, для получения выходных частот преобразователя в диапазоне нескольких десятков килогерц необходимо снизить время включения, спада и особенно задержки до десятков наносекунд. Применение компенсированного ключа в этой схеме может уменьшить лишь частные погрешности, определяемые изменением параметров U_0 и I_0 ключа. Остальные частные погрешности при этом сохраняются или даже увеличиваются, как это имеет место с погрешностью $\delta f(r_3)$ при применении последовательного компенсированного ключа.

В связи со сказанным выше представляется интересным выяснить возможность построения такой схемы преобразователя, которая работала бы по тому же принципу эталонного возврата и в которой к ключам и сопротивлениям предъявлялись бы менее жесткие требования при сохранении высокой точности преобразования.

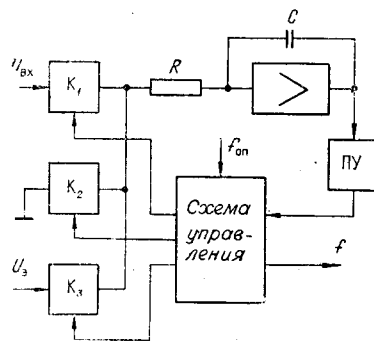


Рис. 2.

Рассмотрим схему преобразователя, показанную на рис. 2, где K_1, K_2, K_3 — ключи; $f_{\text{оп}}$ — опорная частота. Преобразование напряжения в частоту в этой схеме осуществляется следующим образом. Из трех ключей на входе преобразователя в любой момент времени включен только один, что обеспечивается схемой управления. Порядок включения ключей следующий. Ключ K_1 подключает входное напряжение ко входу интегратора, скажем, в каждый нечетный пери-

од сигнала опорной частоты. В каждый четный период замыкается или ключ K_2 , или K_3 в зависимости от того, сработало пороговое устройство в предыдущий период или нет. Если оно не сработало, то включается ключ K_2 и интегратор переходит в режим запоминания. Если пороговое устройство сработало, то ключ K_3 подключает эталонное напряжение ко входу интегратора. Так как при большом количестве описанных выше циклов сумму приращений напряжения на выходе интегратора можно приравнять нулю, то

$$\Sigma \Delta_1 + \Sigma \Delta_2 + \Sigma \Delta_3 = 0,$$

где Δ_1 — приращение напряжения на выходе интегратора при включенном ключе K_1 ; Δ_2 — то же, при включенном ключе K_2 ; Δ_3 — то же, при

где n — положительное целое число; N — результат подсчета количества выходных импульсов преобразователя. Из последнего выражения получим

$$N = \frac{\Delta_1 + \Delta_2}{\Delta_2 - \Delta_3} n. \quad (4)$$

Для преобразователя рис. 2 при идеальных ключах и интеграторе можно записать:

$$\Delta_1 = \frac{1}{RCf_{оп}} U_{вх}; \quad \Delta_2 = 0; \quad \Delta_3 = -\frac{1}{RCf_{оп}} U_э.$$

Отсюда

$$N = \frac{U_{вх}}{U_э} n. \quad (5)$$

(Равенства (4) и (5) соблюдаются с точностью до целого.)

Средняя частота выходных импульсов преобразователя f составит

$$f = \frac{U_{вх}}{2U_э} f_{оп}.$$

Таким образом, предлагаемая схема преобразователя осуществляет линейное преобразование напряжения в частоту или, говоря точнее, в количество импульсов за определенное время.

Рассмотрим точностные характеристики этого преобразователя. Прежде всего отметим, что погрешности предлагаемого преобразователя, определяемые изменением величины эталонного напряжения, дрейфом нуля и конечностью коэффициента усиления усилителя интегратора, практически одинаковы с аналогичными погрешностями в преобразователе, работающем по схеме, показанной на рис. 1.

Отличием и важным преимуществом предлагаемой схемы является, в частности, то, что в ней отсутствует погрешность, связанная с изменением сопротивления R интегратора. Это видно из (5) и объясняется тем, что как входной, так и эталонный токи протекают по одному и тому же сопротивлению.

Опишем более подробно влияние изменения параметров ключей на погрешности предлагаемого преобразователя. Для этого обратимся

к рис. 3, где показан интегратор, а ключи заменены их эквивалентными схемами.

Чтобы получить соотношение для результата преобразования с учетом остаточных параметров ключей, выразим этот результат через ток (I_R), протекающий через сопротивление R . Так как приращение напряжения на выходе интегратора составляет

$$\Delta = \frac{1}{f_{011} C} I_R,$$

то из (4)

$$N = \frac{I_{R_1} + I_{R_2}}{I_{R_2} - I_{R_3}} n \quad (6)$$

(цифровые индексы обозначают номера соответствующих ключей в замкнутом состоянии).

Применяя теорему Нортона, можно получить

$$I_R = \frac{1}{1 + YR} I_{к.з.} \quad (7)$$

где Y — проводимость цепи, внешней по отношению к сопротивлению R ; $I_{к.з.}$ — ток короткого замыкания через ветвь с сопротивлением R .

При трех различных положениях ключей получим:

$$\begin{aligned} I_{к.з.1} &= \frac{U_{вх} - U_{0_1}}{r_{з1}} - \frac{U_э}{r_{р2}} - I_{0_2} + I_{0_3}; & Y_1 &= \frac{1}{r_{з1}} + \frac{1}{r_{р2}} + \frac{1}{r_{р3}}; \\ I_{к.з.2} &= \frac{U_{0_2} + U_{вх}}{r_{з2}} + \frac{U_э}{r_{р1}} - \frac{U_э}{r_{р3}} + I_{0_1} + I_{0_3}; & Y_2 &= \frac{1}{r_{з2}} + \frac{1}{r_{р1}} + \frac{1}{r_{р3}}; \\ I_{к.з.3} &= -\frac{U_э + U_{0_3}}{r_{з3}} + \frac{U_{вх}}{r_{р1}} + I_{0_1} - I_{0_2}; & Y_3 &= \frac{1}{r_{з3}} + \frac{1}{r_{р1}} + \frac{1}{r_{р2}}. \end{aligned}$$

Записанные соотношения можно подставить в (6) и (7) и получить выражение для результата преобразования с учетом остаточных параметров ключей. Ввиду громоздкости этого выражения мы вначале проведем некоторые упрощения для практически важного случая, когда соблюдается условие $r_3 \ll r_p$. Для обычно применяемых ключей легко выполняются неравенства $U_0/r_3 \gg I_0$ и $U_0/r_3 \gg U_э/r_p$. С учетом этих условий найдем:

$$\begin{aligned} I_{к.з.1} &= \frac{U_{вх} - U_{0_1}}{r_{з1}}; & I_{к.з.2} &= \frac{U_{0_2}}{r_{з2}}; & I_{к.з.3} &= -\frac{U_э + U_{0_3}}{r_{з3}}; \\ Y_1 &= \frac{1}{r_{з1}}; & Y_2 &= \frac{1}{r_{з2}}; & Y_3 &= \frac{1}{r_{з3}}. \end{aligned}$$

Отсюда

$$I_{R_1} = \frac{U_{вх} - U_{0_1}}{r_{з1} + R}; \quad I_{R_2} = \frac{U_{0_2}}{r_{з2} + R}; \quad I_{R_3} = -\frac{U_э + U_{0_3}}{r_{з3} + R}.$$

Подставляя полученные выражения в (6), получим

$$N = \frac{\frac{U_{\text{вх}} - U_{0_1}}{r_{3_1} + R} + \frac{U_{0_2}}{r_{3_2} + R}}{\frac{U_0 + U_{0_3}}{r_{3_3} + R} + \frac{U_{0_2}}{r_{3_2} + R}} n. \quad (8)$$

Анализируя (8), можно определить следующие частные погрешности:

$$\delta N(r_3) = \frac{\Delta r_{3_3} - \Delta r_{3_1}}{R};$$

$$\delta N(U_0) = -\frac{\Delta U_{0_1}}{U_{\text{вх}}} + \frac{U_0 - U_{\text{вх}}}{U_0 U_{\text{вх}}} \Delta U_{0_2} - \frac{\Delta U_{0_3}}{U_0}.$$

Приведенное смещение нуля характеристики вход—выход за счет изменения параметров ключа составит

$$\Delta U = -\Delta U_{0_1} + \Delta U_{0_2}. \quad (9)$$

Из сказанного выше ясно, что в предлагаемой схеме преобразователя требования к ключам могут быть значительно ослаблены по сравнению со схемой рис. 1, так как: 1) в предлагаемой схеме практически устраняются погрешности за счет изменения параметров разомкнутого состояния ключей; 2) изменения параметра r_3 взаимно компенсируются; 3) изменения параметра U_0 трех ключей взаимно компенсируются при условии, что ΔU_{0_1} и ΔU_{0_3} с одной стороны, и ΔU_{0_2} — с другой, имеют разные знаки, что обычно легко достигается для компенсированных ключей.

Что касается смещения нуля характеристики вход—выход за счет изменения параметров ключей, то, сравнивая (3) и (9), можно видеть, что для схемы рис. 1 это смещение определяется некомпенсированными параметрами разомкнутого состояния ключа, а для схемы рис. 2 — компенсированными параметрами замкнутого состояния. Следует отметить, что в величине U_0 должно быть учтено влияние переходных процессов в ключе [5], так как в схеме рис. 2 ключи работают на постоянной максимальной частоте и при входном напряжении, равном нулю. Таким образом, величины смещения нуля за счет изменения параметров ключей в схемах рис. 1 и 2 обуславливаются различными причинами и поэтому зависят от типа применяемых ключей.

Динамические погрешности ключей проявляются в наличии у них времени нарастания, спада и задержки выключения и изменения этих величин. Так как для прецизионной коммутации необходимо глубокое насыщение транзисторов и форсирование включения и выключения, то форму входного тока интегратора (I_R) можно принять трапецеидальной. На рис. 4 показаны четыре возможных случая переключения в схеме преобразователя (цифровые индексы соответствуют номерам ключей на рис. 3). Так как входной ток интегратора является разностным током двух переключающихся ключей, то скорость его изменения является суммой скоростей включения (p) одного ключа и выключения (q) другого. Из описанного выше принципа работы схемы ясно, что в течение $2n$ периодов опорного сигнала переключения по схеме рис. 4, а и б имеют место $n - N$ раз, а по схеме рис. 4, в и г N раз. Произведя под-

счет приращений напряжения на выходе интегратора с учетом рис. 4 и используя выражение (4), получим

$$N = \frac{U_{\text{вх}} \left[\frac{1}{f_{\text{оп}}} - \frac{2I_2 R + U_{\text{вх}}}{2R(p_1 + q_2)} + \right.}{U_3 \left[\frac{1}{f_{\text{оп}}} - \frac{(U_3 + U_{\text{вх}})(2I_1 R + U_3 - U_{\text{вх}})}{2R U_3 (p_3 + q_1)} + \frac{2I_1 R - U_{\text{вх}}}{2R(p_2 + q_1)} \right] n} \cdot \quad (10)$$

$$\left. + U_{\text{вх}} \left[\frac{2I_1 R - U_{\text{вх}}}{2R(p_2 + q_1)} - \frac{2I_2 R + U_{\text{вх}}}{2R(p_1 + q_2)} + \frac{(U_{\text{вх}} + U_3)(2I_3 R + U_{\text{вх}} - U_3)}{2R U_{\text{вх}}(p_1 + q_3)} \right] \right.$$

Анализ этого выражения показывает, что характеристика вход — выход рассматриваемого преобразователя имеет нелинейность. Для выявления характера этой нелинейности упростим выражение (10) в предположении, что $I_1 = I_2 = I_3 = I$; $p_1 = p_2 = p_3 = p$; $q_1 = q_2 = q_3 = q$. В этом случае погрешность за счет нелинейности $\Delta N_{\text{н}}$ имеет вид

$$\Delta N_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вх}}}{U_3} n - \frac{U_3 - U_{\text{вх}}}{R(p + q)} f_{\text{оп}}. \quad (11)$$

Из (11) видно, что погрешность нелинейности может быть снижена при увеличении скорости переключения ключей и уменьшения опорной частоты. Интересно отметить, что глубина насыщения ключей, определяемая параметром I , не влияет на величину погрешности нелинейности.

Из (10) можно получить две частные погрешности, связанные с динамическими погрешностями ключей: погрешность, определяемую изменением глубины насыщения транзисторов, и погрешность, связанную с изменением скоростей включения и выключения ключей:

$$\delta N(I) = \frac{f_{\text{оп}}}{U_3(p + q)} [2U_3 \Delta I_1 - (U_3 - U_{\text{вх}}) \Delta I_2 - (U_3 + U_{\text{вх}}) \Delta I_3]; \quad (12)$$

$$\delta N(p, q) = \frac{f_{\text{оп}}}{2R U_3 (p + q)^2} [(4I R + U_{\text{вх}} - U_3) U_3 \Delta p_1 - (4I R + U_3 - U_{\text{вх}}) U_3 \Delta q_1 + (2I R + U_{\text{вх}}) (U_3 - U_{\text{вх}}) \Delta q_2 - (2I R - U_{\text{вх}}) (U_3 - U_{\text{вх}}) \Delta p_2 + (2I R + U_{\text{вх}} - U_3) (U_3 + U_{\text{вх}}) \Delta q_3 - (2I R + U_3 - U_{\text{вх}}) (U_3 + U_{\text{вх}}) \Delta p_3].$$

Из приведенных выражений видно, что погрешности преобразования за счет изменения указанных динамических параметров, так же как и погрешность нелинейности, могут быть снижены в результате уменьшения частоты опорного сигнала и увеличения скорости переключения. Отметим, что изменения динамических параметров отдельных ключей в значительной степени компенсируют друг друга в общей погрешности преобразования, что выгодно отличает предлагаемую схему от схемы рис. 1. В особенности это относится к изменению времени задержки выключения, как это видно из сравнения выражений (2) и (12).

Сравнивая схемы рис. 1 и 2, можно заметить одно принципиальное различие, а именно: наличие во входной цепи второй схемы ключа, работающего на фиксированной частоте. Это обстоятельство приводит к опасности появления эффекта синхронного детектирования шумов и потери помехоустойчивости канала преобразования напряжение — частота

та — код. Однако опасность эта ввиду высокой частоты (десятки килогерц) работы ключа в обычных условиях невелика. В то же время наличие ключа во входной цепи преобразователя открывает перед ним новые интересные возможности. Прежде всего это возможность автоматического изменения масштаба преобразования путем изменения отношения времени включенного состояния ключей K_1 и K_3 (см. рис. 2). В некоторых случаях входной ключ преобразователя может быть использован одновременно в качестве ключа коммутатора-уплотнителя в составе многоканальной системы телеизмерения.

Проведенные экспериментальные исследования имели целью проверить полученные выше соотношения. Кроме того, экспериментально сравнивались метрологические качества схем рис. 1 и 2. Для этого по одной и той же программе испытывались преобразователи по этим двум схемам, причем оба преобразователя были собраны из одних и тех же элементов. В эксперименте использован специально разработанный для преобразователя УПТ, имеющий приведенный дрейф ± 1 мв в диапазоне температур $\pm 60^\circ\text{C}$ при сопротивлении в базах входных транзисторов 5 ком. В качестве ключей применены кремниевые интегральные переключатели, изготовленные по планарной технологии, имеющие очень хорошие показатели по дрейфу величины U_0 ($\pm 0,2$ мв в диапазоне температур $\pm 60^\circ\text{C}$) и по параметрам разомкнутого состояния, но сравнительно плохие показатели по дрейфу сопротивления r_3 (± 5 ом в том же диапазоне температур). В экспериментальных образцах преобразователей не производилось какого-либо подбора или согласования элементов, кроме транзисторов дифференциальных пар УПТ.

Исследования показали хорошее совпадение расчетных и экспериментальных метрологических характеристик преобразователей. Однако в то же время оказалось, что анализ динамических погрешностей, вносимых ключами, дает лишь качественную картину процессов, которая сильно искажается паразитным взаимодействием ключей и их схем управления при переключении.

Диапазон преобразуемого сигнала составлял для обоих преобразователей ± 1200 мв, максимальная выходная частота 8750 гц.

Результаты испытаний представлены в таблице, где даны максимальные приведенные относительные погрешности преобразования в различных условиях.

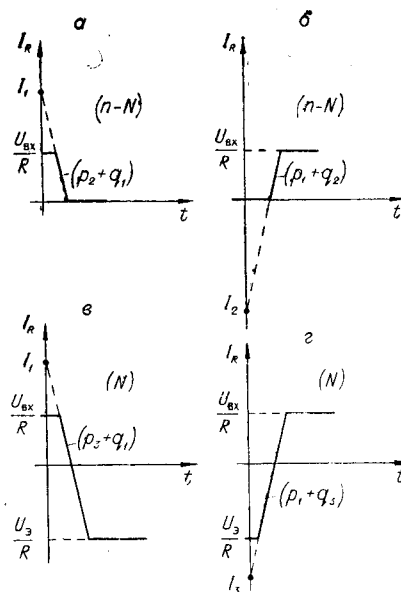


Рис. 4.

Преобразователь	Нормальные условия	Изменение напряжения питания $\pm 10\%$	Теплоустойчивость $+60^\circ\text{C}$	Холодоустойчивость -60°C
См. рис. 2	$6 \cdot 10^{-4}$	$7,5 \cdot 10^{-4}$	$13,8 \cdot 10^{-4}$	$15,8 \cdot 10^{-4}$
См. рис. 1	$6 \cdot 10^{-4}$	$12,5 \cdot 10^{-4}$	$28,5 \cdot 10^{-4}$	$48,5 \cdot 10^{-4}$

Приведенное смещение нуля составило 1,8 мв для схемы рис. 1 и 1,5 мв для схемы рис. 2 в диапазоне температур $\pm 60^\circ\text{C}$.

В заключение приведем конструктивные данные преобразователя (см. рис. 2), выполненного с устройством автоматического перехода с одной полярности преобразуемого сигнала на другую: объем около 1 дм³, вес 0,6 кг.

ВЫВОДЫ

Проведенный анализ показал возможность существенного снижения влияния статических и динамических погрешностей ключей на общую погрешность преобразования в одной из исследованных схем. Кроме того, в этой же схеме исключено влияние изменений сопротивления входной цепи на погрешность преобразования. Это подтверждает сравнение экспериментальных исследований двух схем преобразователей «напряжение — частота». Разработана схема преобразователя «напряжение — частота», сохраняющего высокую точность преобразования в диапазоне температур $\pm 60^\circ\text{C}$ и при изменении напряжений питания на $\pm 10\%$.

ЛИТЕРАТУРА

1. G. S. Bahrs. Patent USA 3.022.469, February 1962.
2. В. Н. Жовинский, Р. Г. Кузнецова. Аналого-цифровое устройство для вычисления определенных интегралов. — Передовой научно-технический и производственный опыт, № 5—65—987/24, М., ГОСИНТИ, [6, г].
3. R. Sherman. Analog-to-digital Data Converter. — Electronics, 1956, № 1.
4. R. H. Dapp. British Patent 629254, May 1946.
5. В. И. Анисимов, А. П. Голубев. Транзисторные модуляторы. М., «Энергия», 1964.

*Поступила в редакцию
9 марта 1967 г.,
окончательный вариант —
22 августа 1967 г.*