

А. Н. КАСПЕРОВИЧ, Ю. А. ПОПОВ, В. И. ПРОКОПЕНКО  
(Новосибирск)

### О ЦИФРОВОМ ИЗМЕРЕНИИ МАЛЫХ ТОКОВ\*

Проблема измерения малых сигналов от источников с большим выходным сопротивлением возникает при измерении обратных токов  $p-n$ -переходов, токов ионизационных камер, плазменных датчиков.

Высокоомные источники естественно характеризовать током короткого замыкания и выходной проводимостью. Идеальный измеритель в этом случае для обеспечения режима короткого замыкания на выходе источника должен иметь нулевое напряжение на входных зажимах вне зависимости от измеряемого тока. Влияние паразитных утечек на результат измерения при этом будет минимальным.

Реальное устройство обладает конечным входным сопротивлением, нестабильностью коэффициента передачи и дрейфом. Основным ограничением в повышении чувствительности приборов, измеряющих ток, является дрейф входных каскадов усилителя.

Целью настоящей работы является выбор структурной схемы наименее чувствительного к дрейфу преобразователя токов, которая позволяла бы создать несложное устройство, обладающее высокой чувствительностью и выходным параметром, удобным для цифрового представления.

Известны два основных метода измерения малых токов [1]. Первый основан на преобразовании тока в напряжение (за счет падения напряжения на калиброванном сопротивлении) и последующем его усилении электрометрическим усилителем. Второй состоит в определении интеграла измеряемого тока, накопленного, как правило, на емкости. Обычно в этом случае накопленный заряд преобразуется в интервал времени либо в частоту импульсов.

Рассмотрим влияние дрейфа усилителя по напряжению и проводимостей входной цепи на поведение различных измерителей тока.

#### ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТОКА В НАПРЯЖЕНИЕ

На рис. 1 показана эквивалентная схема входных цепей прибора, работающего по принципу усиления напряжений  $u_0$ . Это напряжение образуется от протекания тока  $i$  от источника с выходной проводимостью

\* Материал статьи доложен на IX Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений в сентябре 1968 года в Новосибирске.

стью  $g$  через образцовую проводимость  $G_0$ . Значения входной проводимости усилителя  $g_{вх}$ , проводимости изоляции  $g_{и}$  и проводимости источника  $g$  при этом должны быть значительно меньше значения  $G_0$ , поскольку параметр  $g_{и}$  нестабилен, а выходная проводимость источника может меняться в зависимости от типа датчика. Дрейф усилителя разделен на дрейф по току  $i_{д}$ , по напряжению  $e_{д}$  и приведен ко входу. Буферный каскад с коэффициентом усиления  $K=1$  введен для того, чтобы показать однонаправленность влияния дрейфа в усилителе и подчеркнуть условность приведения его ко входу. Значение выходного напряжения в этом случае определяется

$$u_2 = \frac{K}{g_{i1} + G_0} [i + i_{д} + e_{д} (g_{i1} + G_0)], \quad (1)$$

где  $g_{i1} = g + g_{и} + g_{вх}$ , причем  $G_0 \gg g_{i1}$ .

Очевидно, что результат измерения зависит от значения и стабильности малой образцовой проводимости  $G_0$ , коэффициента усиления  $K$ , дрейфа усилителя как по току, так и по напряжению. Здесь напряжение  $u_0$  пропорционально измеряемому току и искажает режим испытуемой цепи, кроме того, предъявляются повышенные требования к сопротивлению изоляции входных элементов измерительной

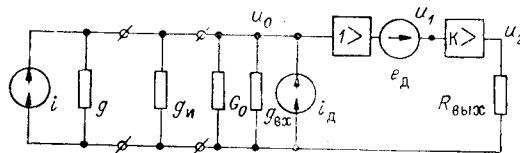


Рис. 1.

установки. Поставим требования к величине изоляции. Пусть входной ток будет максимальным  $i_{\max}$ . В этом случае ток утечки  $i_y$  через изоляцию  $g_{и}$ , входную проводимость  $g_{вх}$  и  $g$  не должен превышать ошибки измерения  $\delta$ :

$$i_y = u_0 \max g_{i1} = \frac{i_{\max}}{G_0} g_{i1} \ll \delta i_{\max}.$$

Следовательно, к изоляции предъявляются требования, которые можно выразить  $g_{i1} \ll \delta G_0$ .

Известна схема измерения малых токов с помощью операционного усилителя с параллельной обратной связью по напряжению. В этом случае образцовая проводимость  $G'_0 = \frac{G_0}{K}$  включается в цепь обратной связи операционного усилителя с коэффициентом усиления  $K'$ . Влияние дрейфа усилителя в такой схеме при  $K' \gg 1$  определяется выражением

$$u'_2 = -\frac{1}{G'_0} [i + i_{д} + e_{д} (g'_{i1} + G'_0)], \quad (2)$$

которое аналогично выражению (1). Здесь  $g'_{i1}$  — сумма паразитных проводимостей  $g$ ,  $g_{и}$ ,  $g_{вх}$  в схеме с операционным усилителем.

При измерении тока по схеме с образцовой проводимостью в цепи обратной связи требования к сопротивлению изоляции уменьшаются в  $K'/K$  раз:

$$g'_{i1} \ll \delta G_0 \frac{K'}{K}.$$

## ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТОКА ВО ВРЕМЕННОЙ ИНТЕРВАЛ

Известно два типа устройств, работающих по принципу накопления заряда от измеряемого тока на емкости с преобразованием во временной интервал. В [2] анализируются погрешности измерения в приборе, где временной интервал обратно пропорционален измеряемому току. В [3] рассматривается работа прибора с двухтактным преобразованием. Этот способ является предпочтительнее способа, описанного в [2], так как он обладает повышенной помехоустойчивостью. Кроме того, результат измерения в этом случае не зависит от абсолютной величины интегрирующей емкости. Мультипликативная составляющая погрешности в приборах с двухтактным преобразованием проанализирована в [3].

Рассмотрим аддитивную составляющую погрешности для случая измерения тока этим методом. На рис. 2 показана эквивалентная схема интегрирующей части двухтактного цифрового вольтметра ( $T_{\text{и}}$  - длительность тактового интервала при интегрировании;  $i_0$  и  $g_0$  - параметры источника компенсационного тока;  $u_{\text{пор}}$  - пороговое напряжение компаратора уровня; обозначения остальных параметров те же, что и на рис. 1).

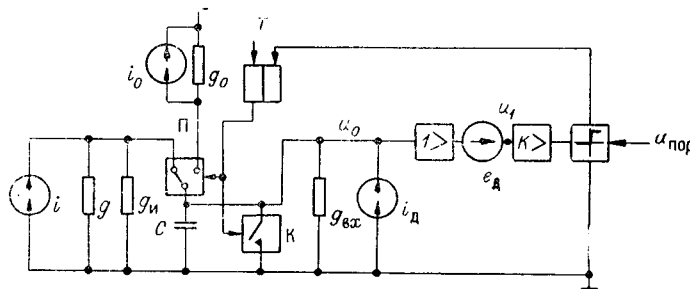


Рис. 2.

А. В конце первого такта интегрирования входного тока ( $T_{\text{и}}$ ) напряжение  $u_1$  на входе усилителя  $K$  определяется

$$u_1(T_{\text{и}}) = e_d + \frac{i + i_d}{g_{i2}} \left( 1 - e^{-\frac{T_{\text{и}} g_{i2}}{C}} \right),$$

где  $g_{i2} = g + g_n + g_{\text{вх}}$ . В линейном приближении получим

$$u_1(T_{\text{и}}) = e_d + (i + i_d) \frac{T_{\text{и}}}{C}. \quad (3)$$

Б. Во втором такте, когда интегрируется образцовый ток  $i_0$ , выражение для  $u_1$  запишем

$$u_1(t_{\text{и}}) = u_1(T_{\text{и}}) e^{-\frac{t_{\text{и}}(g_{i2} + g_0)}{C}} + \frac{i_d - i_0}{g_{i2} + g_0} \left( 1 - e^{-\frac{t_{\text{и}}(g_{i2} + g_0)}{C}} \right) = \frac{u_{\text{пор}}}{K}.$$

В линейном приближении с учетом (3)

$$t_{\text{и}} = \frac{i_d T_{\text{и}} + C \left( e_d - \frac{u_{\text{пор}}}{K} \right) + i T_{\text{и}}}{(i_0 - i_d) + (g_{i2} + g_0) \left[ e_d + (i + i_d) \frac{T_{\text{и}}}{C} \right]}. \quad (4)$$

Очевидно, что на длительность выходного импульса оказывает влияние время интегрирования, дрейф усилителя по току и напряжению, стабильность компаратора. Погрешность от нестабильности емкости интегрирующего конденсатора в этом случае меньше, чем погрешность от изменения величины образцовой проводимости  $G_0$  в схеме по рис. 1.

Известен способ, позволяющий уменьшить влияние дрейфовой составляющей в схеме с двойным интегрированием. В этом случае начальное напряжение на интегрирующей емкости связано с пороговым напряжением компаратора. Величина интервала  $t_n$  определяется соотношением

$$t_n = \frac{i_d T_n + i T_n}{i_0 - i_d + (g_{i2} + g_0) \left[ e_d + (i + i_d) \frac{T_n}{C} \right]} \quad (5)$$

Амплитуда напряжения на интегрирующем конденсаторе пропорциональна величине измеряемого тока, поэтому требования к качеству изоляции и выходному сопротивлению датчика остаются повышенными. При максимальном входном токе  $i_{\max}$  напряжение на интегрирующем конденсаторе составит  $u_{c \max} = \frac{i_{\max} T_n}{C}$ . Среднее значение тока утечки

составляет  $i_{y2} = u_{c \max} g_{i2} \frac{1}{2}$  или  $i_{y2} = \frac{i_{\max} T}{2C} g_{i2} \leq \delta i_{\max}$ , откуда  $g_{i2} \leq \delta \frac{2C}{T}$ .

Если максимальное значение амплитуды напряжения на емкости принять равным наибольшему значению напряжения на образцовой проводимости  $G_0 = \frac{C}{T}$ , то

$$g_{i2} = 2 g_{i1}, \quad (6)$$

т. е. влияние сопротивления утечки при прочих равных условиях в приборе с двумя тактами интегрирования в два раза меньше, чем в приборах с преобразованием тока в напряжение на образцовой проводимости  $G_0$ .

### ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТОКА В ЧАСТОТУ ИМПУЛЬСОВ

Наиболее перспективными преобразователями малого тока являются устройства, работающие по принципу интегрирования и импульсной обратной связи (ИОС). Рассмотрим качественную картину влияния дрейфа нуля входного каскада усилителя интегратора по току и напряжению на точность подобного устройства (рис. 3, а). Изменение входного тока (дрейф по току) первого каскада складывается со входным током  $i$  от генератора с проводимостью  $g$  и полностью входит в погрешность измерения [1]. Будем считать, что шунтирующее действие цепи обратной связи в разомкнутом состоянии ключа  $K$  учитывается входной проводимостью  $g_{вх}$ , а влияние проводимости  $g_0$  мало из-за малой длительности импульса обратной связи  $t_0$  по сравнению с периодом частоты  $T$ . Пусть входной сигнал  $i$  и токовая составляющая дрейфа  $i_d$  отсутствуют, а значение дрейфа  $e_d$  достаточно для срабатывания порогового устройства  $e_d > \frac{u_{пор}}{K}$ . При этом в цепи обратной связи появляются импульсы тока  $i_0 t_0$ , заряжающие интегрирующий конденсатор и компенсирующие воздействие дрейфа. Эти импульсы будут поступать

на конденсатор до тех пор, пока нарастающее напряжение  $u_0$  на входе усилителя не компенсирует влияния дрейфа по напряжению. При этом конденсатор зарядится до напряжения  $e_k$ :

$$\frac{u_{\text{пор}}}{K} - \frac{i_0 t_0}{C} \leq e_d - e_k \leq \frac{u_{\text{пор}}}{K}, \quad (7)$$

причем  $e_k = n \frac{i_0 t_0}{C}$ , где  $n$  — количество импульсов обратной связи, необходимое для компенсации дрейфа. Если суммарная проводимость датчика входной цепи усилителя и изоляции равна нулю  $g + g_{\text{и}} + g_{\text{вх}} = g_{\text{из}} = 0$ , то значение компенсирующего напряжения не изменяется во времени и устройство ведет себя как астатическая импульсная САР.

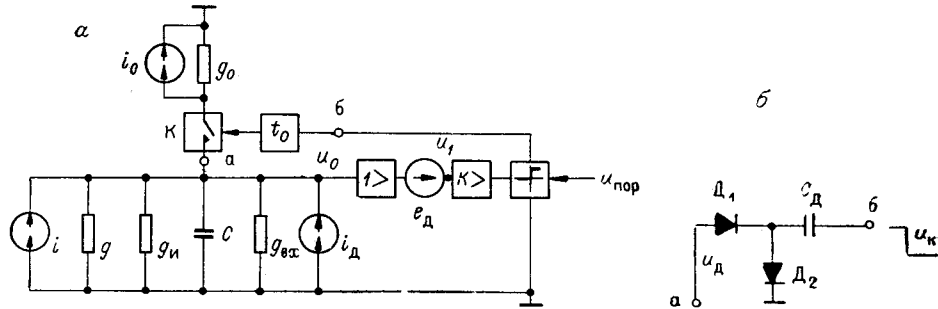


Рис. 3.

Если суммарная проводимость на входе устройства отлична от нуля, то возникает ток разряда интегрирующего конденсатора с постоянной времени  $\tau_1 = \frac{C}{g_{\text{из}}}$ . Напряжение на конденсаторе падает, и через определенное время на выходе появляется импульс обратной связи. Частота появления этих импульсов будет определяться проводимостью  $g_{\text{из}}$ . Интегрирующее звено в контуре системы в этом случае заменяется инерционным. САР становится статической, и установившееся значение частоты при нулевом токовом сигнале на входе, но при наличии дрейфа усилителя по напряжению отличается от нуля.

Рассмотрим теперь количественные характеристики описанных процессов.

В момент равенства напряжения  $u_1$  пороговому значению  $\frac{u_{\text{пор}}}{K}$  включается импульс обратной связи и напряжение на входе усилителя определяется суммой трех составляющих

$$u_1(t) = e_d - e_k e^{-\frac{t}{\tau_2}} + \frac{i + i_d - i_0}{g_{i4}} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}).$$

Величина компенсирующего напряжения  $e_k$  определяется из (7):  $e_k = e_d - \frac{u_{\text{пор}}}{K}$ , а постоянная времени равна  $\tau_2 = \frac{C}{g_{i4}}$ , где  $g_{i4} = g_{\text{из}} + g_0$ .

Напряжение  $u_0$  на интегрирующем конденсаторе к моменту времени  $t_0$

$$u_0(t_0) = - \left( e_d - \frac{u_{\text{пор}}}{K} \right) e^{-\frac{t_0}{\tau_2}} + \frac{i + i_d - i_0}{g_{i4}} (1 - e^{-\frac{t_0}{\tau_2}}). \quad (8)$$

В этот момент импульс тока обратной связи  $i_0$  оканчивается и начинается интегрирование только входного тока до момента времени  $(T - t_0)$ , когда напряжение на конденсаторе достигает порогового уровня  $\frac{u_{\text{пор}}}{K} - e_d$ :

$$u_0(T - t_0) = u_0(t_0) e^{-\frac{T-t_0}{\tau_1}} + \frac{i + i_d}{g_{i3}} (1 - e^{-\frac{T-t_0}{\tau_1}}) = \frac{u_{\text{пор}}}{K} - e_d,$$

или с учетом (8)

$$\left\{ - \left( e_d - \frac{u_{\text{пор}}}{K} \right) e^{-\frac{t_0}{\tau_2}} + \frac{i + i_d - i_0}{g_{i4}} (1 - e^{-\frac{t_0}{\tau_2}}) \right\} e^{-\frac{T-t_0}{\tau_1}} + \frac{i + i_d}{g_{i3}} (1 - e^{-\frac{T-t_0}{\tau_1}}) = \frac{u_{\text{пор}}}{K} - e_d. \quad (9)$$

Уравнение (9) достаточно полно описывает поведение преобразователя тока в частоту с импульсной обратной связью. Для наглядного представления о влиянии дрейфа на частоту преобразователя возьмем линейные приближения от экспонент, входящих в уравнение (9). В этом случае справедливо  $t_0 \ll \tau_2$ ,  $T \ll \tau_1$ . После преобразований с учетом  $g_{i4} \ll 1$  получаем

$$T = \frac{-g_0 t_0 \left( \frac{u_{\text{пор}}}{K} - e_d \right) - t_0 i_0}{\left( \frac{u_{\text{пор}}}{K} - e_d \right) g_{i3} + (i + i_d - i_0) t_0 \frac{g_{i3}}{C} - (i + i_d)}. \quad (10)$$

Выражение (10) дает зависимость периода выходной частоты от параметров схемы с учетом шунтирующего действия цепи обратной связи  $g_0$ . Проводимость источника тока импульса обратной связи подключается ко входу только в момент  $t_0$ , поэтому влияние ее на результат измерения сравнительно невелико. Если пренебречь влиянием проводимости  $g_0$ , что имеет место, например, при использовании в качестве формирователя импульса обратной связи (см. рис. 3) так называемого «диодного насоса» [4], то для частоты  $F$  получаем после простых преобразований

$$F = \frac{1}{(u_k - e_d - u_d) C_d} \left[ i + i_d - (i - i_0) \frac{t_0}{\tau_1} - \left( \frac{u_{\text{пор}}}{K} - e_d + \frac{i_d t_0}{C} \right) g_{i3} \right], \quad (11)$$

где  $u_k$  — перепад напряжения на входе «диодного насоса»;  $u_d$  — падение напряжения на диоде  $D_1$ ;  $C_d$  — емкость дозирующего конденсатора.

Анализ последней формулы показывает, что в измерителях тока с импульсной обратной связью на диодном насосе коэффициент преобразования не зависит от коэффициента усиления  $K$  и проводимостей, но зависит от дрейфа  $e_d$ .

Дрейф усилителя по напряжению оказывает различное влияние на результат измерения в устройствах рассмотренных типов. Сравнивая выражения (1), (2), (4), (5) и (11), можно определить влияние напряжения дрейфа  $e_d$  на погрешность измерения в разных схемах. Величина  $e_d$  входит в (1), (2), (4), (5), (11) с множителями:  $(g_{i1} + G_0)$ ,  $(g_{i1} + G_0)$ ,  $(g_{i2} + g_0)$  и  $g_{i3}$ . Так как проводимости  $G_0$  и  $G_0$  принципиально калиброванные и значение их должно быть существенно меньше паразитных проводимостей изоляции  $g_i$ , проводимостей источников токов  $g$ , входной проводимости  $g_{\text{вх}}$ , то влияние дрейфа по

напряжению усилителя в устройствах с интегрированием меньше, чем в устройствах, выполненных по потенциометрической схеме рис. 1. Влияние дрейфа по току на измеритель с импульсной обратной связью такое же, как и на другие типы преобразователей.

Эффект уменьшения влияния дрейфа усилителя по напряжению существен при измерениях в высокоомных цепях. При измерениях в низкоомных цепях подобный метод преимуществ не дает.

Требование к сопротивлению изоляции в случае измерения тока прибором с ИОС определяется выражением

$$i_y \leq u_{0 \max} g_{i3} = \frac{u_{\text{пор}}}{K} g_{i3} \leq \delta i_{\max}.$$

Удобно выбирать величину  $\frac{u_{\text{пор}}}{K}$  равной максимальному размаху колебаний напряжений на интегрирующем конденсаторе:

$$u_{0 \max} = \frac{i_0 t_0}{C} = \frac{u_{\text{пор}}}{K}, \text{ а } i_0 = 2 i_{\max}.$$

Теперь  $u_{\max} = \frac{2 i_{\max} t_0}{C} = \frac{u_{\text{пор}}}{K}$  и  $i_y \leq \frac{2 i_{\max} t_0}{C} g_{i3} \leq \delta i_{\max}$ , откуда  $g_{i3} < \delta \frac{C}{2 t_0}$ .

Ранее получено  $g_{i2} = \delta \frac{2 C}{T_n}$ . Из сравнения  $g_{i2}$  и  $g_{i3}$  следует, что если принять погрешность интегрирования 0,1%,  $T_n = 2000 t_0$ , то при сделанных предположениях  $\frac{g_{i3}}{g_{i2}} < 500$ , т. е. требования к сопротивлению изоляции и датчика в преобразователе с частотным представлением информации минимум в 500 раз меньше, чем в измерителе тока с время-импульсным преобразованием, и в 1000 раз меньше по сравнению с потенциометрическим методом [см. (6)].

Значение коэффициента усиления  $K$  выбирается из условия минимального напряжения на входе устройства  $\left(\frac{u_{\text{пор}}}{K} - e_d\right)$ , которое ограничивается уровнем шумов усилителя.

Таким образом, ограничение входного напряжения на уровне  $\frac{u_{\text{пор}}}{K} - e_d$  позволяет построить измеритель тока, обладающий малым входным сопротивлением и вследствие этого не искажающий режима в контролируемой цепи.

Как указывалось выше, разрешающая способность измерителя малых токов ограничивается утечками через изоляцию  $g_n$ , в том числе через изоляцию интегрирующего конденсатора, проводимостью входной цепи усилителя  $g_{вх}$  и значением собственного входного тока  $i_d$  согласующего усилителя. Токи утечки можно снизить, используя высококачественные изоляционные материалы и ограничивая максимальное значение напряжений на интегрирующем конденсаторе. С целью уменьшения входного тока согласующего усилителя во входном каскаде обычно используют электрометрические лампы. Перспективным является применение МОП-транзисторов.

Один из вариантов измерителя малых токов, выполненный по принципу интегрирования с ИОС, содержит усилитель с входным каскадом на полуэлектрометрической лампе. При периодической коррекции дрейфа усилителя по напряжению максимальное значение напряжения на интегрирующем конденсаторе 10 мв. Разрешающая способ-

ность  $10^{-11}$  а. Динамический диапазон выходных частот 0—3 кГц. Недостатком является нестабильность сеточного тока лампы, поэтому, кроме коррекции напряжения дрейфа, необходима периодическая регулировка режима лампы по минимуму сеточного тока. В схеме 2 лампы и 8 транзисторов, 3 из которых работают в ключевом режиме.

Цифровой измеритель с МОП-транзистором во входном каскаде согласующего усилителя при той же разрешающей способности (рис. 4) отличается простотой исполнения. Вся схема, за исключением выходного устройства, содержит 5 транзисторов и требует одного источника питания малой мощности. Применение стеклянных изоляторов при монтаже входной цепи устройства и МОП-транзистора позволяет сделать пренебрежимо малыми утечки входной цепи согласующего усилителя. Разрешающая способность в этом случае ограничивается утечкой интегрирующего конденсатора и цепи обратной связи. Конденсаторы с фторо-

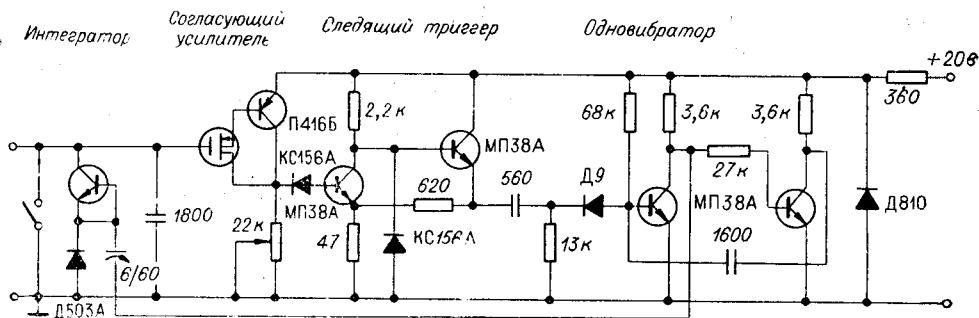


Рис. 4.

пластовой изоляцией обеспечивают сопротивление утечки порядка 120—200 Гом. Обеспечить сопротивление утечки цепи обратной связи такого же порядка много сложнее. Использование в качестве образцового элемента цепи обратной связи активного сопротивления в сотни гигаом не представляется возможным из-за отсутствия высокоомных сопротивлений, обладающих хорошей стабильностью. Кроме того, прохождение импульса тока обратной связи через большое сопротивление сопровождается значительными переходными процессами, что ухудшает частотные свойства преобразователя. Применение в качестве образцового элемента дозирующего конденсатора в схеме диодного насоса рис. 3, б обеспечивает высокую стабильность площади импульсов обратной связи, но приводит к необходимости использования диодов, работающих в ключевом режиме. Сопротивление утечки диодов включается параллельно интегрирующему конденсатору.

Как показала проверка кремниевых диодов, наибольшим сопротивлением утечки обладают кремниевые стабилитроны типа КС, но лишь единичные экземпляры из них имеют значение этого сопротивления порядка 10 Гом. Значительно лучшие результаты дает использование в качестве диодов  $D_1$  и  $D_2$   $p-n$ -переходов интегрального переключателя, уверенно обеспечивающих сопротивление утечки порядка 15—20 Гом. Это сопротивление и определяет статическое входное сопротивление устройства.

Опытные образцы МОП-транзисторов, которые были использованы в усилителе, к сожалению, обладают существенной нестабильностью параметров, приводящей к временному дрейфу в несколько сотен милливольт. Значение этого дрейфа стабилизируется с течением времени.



Учитывая, что погрешность измерения токов выбранным методом не критична к значению дрейфа по напряжению, можно ограничиться разовой регулировкой дрейфа после некоторого времени с момента включения.

В заключение отметим, что достигнутое значение разрешающей способности не является предельным для выбранного метода. При улучшении параметров согласующего усилителя и формирователя импульсов тока обратной связи порог чувствительности может быть снижен и крутизна преобразования увеличена.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. D. T. Jovanovic, R. P. Ilic and B. M. Stojanovic. Small Direct Current Measurement by the Method of Integration and Differentiation.— Acta IMECO, III, 1964.
2. А. Г. Рыжевский. Способ преобразования величины обратного тока полупроводниковых приборов в цифровую форму.— В сб. «Методы отбора и преобразования информации». Киев, «Наукова думка», 1967.
3. С. Ф. Малеханова, В. Е. Наконечный. Расчет погрешности интегрирующего цифрового вольтметра с двухтактным преобразованием.— Автометрия, 1967, № 2.
4. W. P. O'Gady. A Linear Frequency to Voltage Converter.— Electron. Engn., 1964, 36, № 441.

*Поступила в редакцию  
21 октября 1968 г.*