

В. И. ПАТЕРКИН
(Новосибирск)

ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА ДЛЯ УСТРОЙСТВА СРАВНЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ЦИФРОВОГО МИЛЛИВОЛЬТМЕТРА*

Анализируются некоторые факторы, ограничивающие порог чувствительности и быстродействие транзисторного усилителя постоянного тока для устройства сравнения цифрового милливольтметра. Описывается схема разработанного усилителя, который имеет порог чувствительности около 20 мкв, коэффициент усиления по напряжению 2000, полосу пропускания 2 Мгц, входное сопротивление 2 ком.

Характеристики цифровых измерительных приборов во многом определяются параметрами примененных в них устройств сравнения. Так, быстродействие и значение погрешности дискретности цифрового милливольтметра, выполненного на основе метода поразрядного уравнивания, в значительной степени определяются быстродействием и порогом чувствительности устройства сравнения.

Как известно [1], в качестве устройства сравнения в общем случае может служить устройство, обладающее релейной характеристикой, например, реле, статический триггер, триггер Шмитта, диодно-регенеративная схема или др. Однако в настоящее время устройств подобного типа, имеющих порог срабатывания порядка нескольких десятков микровольт и обладающих необходимой для обеспечения этого порога стабильностью, нет. Высокой чувствительности устройства сравнения обычно достигают путем усиления сигнала разности измеряемого и компенсационного напряжений до значения, достаточного для надежного срабатывания релейного устройства.

Разработать предварительный усилитель для устройства сравнения, который обладал бы большим коэффициентом усиления, хорошей перегрузочной способностью (при отношении наибольшего входного сигнала к наименьшему, достигающему нескольких тысяч), минимальным дрейфом нуля и малым уровнем собственных шумов, трудно, так как соблюдение какого-либо из этих требований в значительной степени усложняет возможность выполнения других.

В качестве предварительного усилителя в последнее время начинают находить применение усилители постоянного тока (УПТ) с непосредственной межкаскадной связью.

* Материал доложен на VII Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений в сентябре 1965 г. в Новосибирске.

Настоящая работа посвящена выяснению возможностей таких усилителей по быстродействию и порогу чувствительности, анализу основных факторов, ограничивающих эти параметры, а также описанию одного из вариантов схемы усилителя и построенного на его базе устройства сравнения, созданного на современных транзисторах.

Рассмотрим факторы, влияние которых ограничивает порог чувствительности и быстродействие УПТ: собственный шум, дрейф нуля, перегрузочную способность УПТ.

ШУМ УСИЛИТЕЛЯ

Фактор шума транзистора [2] с некоторым приближением может быть определен из выражения

$$F_{\text{ш}} = 1 + \frac{r'_6}{R_c} + \frac{r_э}{2R_c} + \frac{(1-\alpha) \left[1 + \left(\frac{f}{\sqrt{1-\alpha} f_\alpha} \right)^2 \right] (R_c + r'_6)^2}{2\alpha r_э R_c}. \quad (1)$$

Здесь r'_6 — сопротивление базы;
 R_c — внутреннее сопротивление источника сигнала;
 $r_э$ — сопротивление эмиттера;
 α — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой;
 f — частота сигнала;
 f_α — критическая частота усиления транзистора.

Из анализа выражения (1) видно, что шум транзистора имеет три составляющих: тепловой шум сопротивления базы, дробовой шум эмиттерного тока и так называемый шум токораспределения. Возникновение последнего обязано распределению тока эмиттера в области базы транзистора на ток базы и ток коллектора. Необходимо отметить, что следует учитывать (особенно в УПТ) еще одну составляющую шума транзистора — шум обратного тока коллектора $I_{к.о.}$. Эта составляющая может быть представлена как случайное изменение объемной проводимости материала полупроводника в области базы. Поэтому при больших значениях тока $I_{к.о.}$ или тока эмиттера уровень шума в низкочастотной части спектра увеличивается, особенно в диапазоне от сотен до долей герца.

Шум токораспределения, как это видно из выражения (1), зависит от значения α и частоты при приближении ее к критической. На высокой частоте значение α уменьшается и сопротивления (последние переходят в область комплексных значений) изменяются, вследствие чего уровень шума увеличивается.

На средних частотах шум токораспределения имеет «белый» спектр. С увеличением тока эмиттера частотные свойства транзистора улучшаются и область «белого» спектра шума сдвигается в область более высоких частот. Однако в низкочастотной части спектра произойдет увеличение уровня шума, вызванное возрастанием составляющей шума за счет флуктуации объемной проводимости.

Учитывая влияние перечисленных выше факторов на уровень шума транзистора, можно сделать некоторые выводы. Минимальный уровень собственных шумов транзисторного УПТ, обладающего достаточно широкой полосой пропускания, может быть достигнут, если транзисторы, применяемые в УПТ, будут удовлетворять с наибольшей возможной степенью приближения следующим основным требованиям.

1. Высокая критическая частота усиления f_a . Выполнение этого требования позволяет получить необходимую ширину полосы пропускания без значительного увеличения уровня шума в области верхней частоты спектра. Можно считать вполне удовлетворительным отношение f_a к верхней частоте усиливаемого сигнала, равное десяти.

2. Коэффициент усиления по току α , возможно близкий к единице. Выполнение этого требования дает возможность снизить уровень шума в области «белого» спектра. Значение α будет достаточным, если оно равно или больше 0,99.

3. Малая величина обратного тока коллектора I_k , сопротивлений r_b и r_e . Выполнение этого требования обеспечивает снижение шума, обусловленного флуктуациями объемной проводимости полупроводника в области базы.

Снижение шума может быть достигнуто также рациональным выбором рабочей точки транзистора, которая определяется в каждом конкретном случае минимально допустимой величиной тока коллектора I_k и напряжения на переходе коллектор-эмиттер $U_{к.э}$. При слишком малых значениях тока коллектора и напряжения $U_{к.э}$ значительно ухудшаются частотные свойства транзистора за счет уменьшения коэффициента α и увеличения емкости коллектора C_k .

Германиевые транзисторы диффузионного типа имеют удовлетворительные параметры (f_a , α и C_k) при токе I_k не менее 1 ма и напряжении $U_{к.э}$, равном 2,5—3 в. Экспериментально было определено, что после многочасовой тренировки в рабочем режиме в термостате при температуре +70—80°С шумовые качества транзисторов улучшаются в наиболее низкочастотной части спектра.

Кроме того, полезно учитывать, что шум транзисторного каскада УПТ, выполненного по балансной схеме, значительно уменьшается в диапазоне частоты от долей до единиц герц, если изменения температуры переходов пары транзисторов одинаковы.

Учитывая перечисленные выше требования, можно рекомендовать для применения в широкополосных высокочувствительных УПТ транзисторы типа П28, П416Б, П411А и т. п.

Изготовлено два балансных усилителя постоянного тока. Первый УПТ, выполненный на транзисторах типа П416Б, имеет ширину полосы пропускания порядка 500 кГц и шум, приведенный ко входу, 6 мкв (двойное амплитудное значение) при входном сопротивлении 10 ком. Второй УПТ обладает шириной полосы пропускания 2 МГц и собственным шумом 15 мкв (двойное амплитудное значение) при входном сопротивлении 2 ком. Транзисторы типа П416 применялись в качестве эмиттерных повторителей, предназначенных для согласования каскадов УПТ по входному и выходному сопротивлениям. Для обоих вариантов УПТ транзисторы были отобраны из партий по 20 штук каждого типа. Оба усилителя испытывались при эквивалентном сопротивлении источника сигнала 110 ом и окружающей температуре +20 ± 2°С.

ДРЕЙФ НУЛЯ

Для борьбы с дрейфом нуля УПТ привлекаются различные методы, основным из которых является периодическая коррекция дрейфа. Суть этого метода заключается в выявлении дрейфа (за счет закорачивания входа) и подаче на вход усилителя вспомогательного напряжения, равного, но противоположного по знаку напряжению дрейфа. При этом дрейф на короткий промежуток времени может быть скомпенсиро-

ван с достаточно большой точностью. В УПТ, в которых применена периодическая коррекция, максимальное значение дрейфа определяется смещением нулевого уровня, возникающим во время работы усилителя между циклами коррекции. Таким образом, увеличение стабильности нуля транзисторных УПТ с периодической коррекцией может быть достигнуто двумя способами: с помощью возможно более частой коррекции или путем снижения величины дрейфа в самом усилителе до возможно малого значения при соответствующем увеличении времени между циклами коррекции. Второй способ представляется более выгодным, так как позволяет экономить время, затрачиваемое на коррекцию дрейфа, и тем самым увеличить общее число операций, проводимых устройством сравнения в единицу времени.

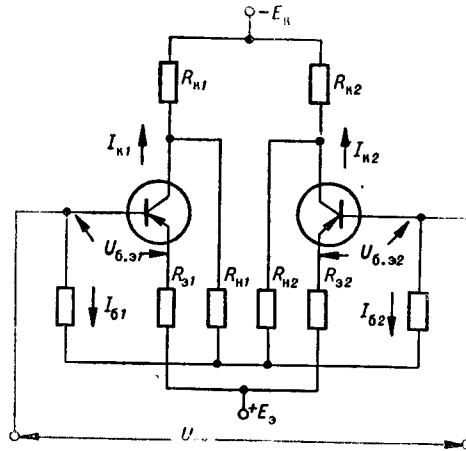


Рис. 1.

Кратко рассмотрим влияние температуры на стабильность рабочей точки транзисторного каскада УПТ, выполненного по параллельно-балансной схеме (рис. 1). Выражение для разностного (дифференциального) дрейфа на входе каскада УПТ имеет вид [3]

Кратко рассмотрим влияние температуры на стабильность рабочей точки транзисторного каскада УПТ, выполненного по параллельно-балансной схеме (рис. 1). Выражение для разностного (дифференциального) дрейфа на входе каскада УПТ имеет вид [3]

$$\Delta U_{вх} = (U_{\beta \epsilon 2} - U_{\beta \epsilon 1} + I_{\beta 1} r'_{\beta 1} - I_{\beta 2} r'_{\beta 2}) \frac{\Delta T}{T} + (\Delta I_{\kappa \circ 1} + I_{\epsilon 1} \Delta \alpha_1) \frac{R_1}{\alpha_1} - (\Delta I_{\kappa \circ 2} + I_{\epsilon 2} \Delta \alpha_2) \frac{R_2}{\alpha_2}. \quad (2)$$

Здесь $U_{\beta \epsilon}$ — напряжение на переходе база-эмиттер транзистора в рабочей точке;

I_{β} — ток базы;

I_{ϵ} — ток эмиттера;

$I_{\kappa \circ}$ — обратный ток коллектора;

T — абсолютная температура в градусах Кельвина;

$$R_1 = R_{\beta 1} + R_{\epsilon 1} + r'_{\beta 1};$$

$$R_2 = R_{\beta 2} + R_{\epsilon 2} + r'_{\beta 2}.$$

С достаточным приближением можно считать, что изменение $\Delta U_{вх}$, обусловленное температурной нестабильностью окружающей среды, определяется тремя составляющими, изменением $U_{\beta \epsilon}$, $I_{\kappa \circ}$ и α .

Следует заметить, что в выражении (2) не учитывается влияние различия температурных коэффициентов $U_{\beta \epsilon}$ на величину дрейфа $\Delta U_{вх}$.

По данным [4], температурные коэффициенты $U_{\beta \epsilon}$ транзисторов дифференциального каскада зависят от значения этого напряжения и для транзисторов одного и того же типа, работающих с равными напряжениями $U_{\beta \epsilon}$, будут примерно одинаковыми. Вследствие этого тепловой дрейф балансного каскада оказывается меньшим в несколько раз, если транзисторы работают при одинаковых начальных напряже-

ниях $U_{б.э}$, а не в обычно используемом режиме одинаковых токов коллекторов. В этом случае вследствие различия в значениях α_1 и α_2 , $I_{к.о1}$ и $I_{к.о2}$ имеет место еще одна составляющая дрейфа, обусловленная изменением напряжения питания. Введением специальных цепей, корректирующих нарушение баланса транзисторного каскада, работающего в режиме одинаковых $U_{б.э}$, можно получить достаточно хорошую стабильность и при изменении напряжения питания. В реальном УПТ на транзисторах типа П28 получен дрейф, не превышающий $3 \text{ мкв}/^\circ\text{С}$ или 10 мкв в течение 7 часов непрерывной работы в лабораторных условиях [5].

Получить полную компенсацию дрейфа нуля УПТ не удастся вследствие ряда причин, в частности, из-за различия температурных коэффициентов $U_{б.э}$ и температурных изменений α и $I_{к.о}$. Для максимального снижения величины дрейфа необходим тщательный подбор пар транзисторов балансных каскадов по значениям и температурным коэффициентам $U_{б.э}$, α и $I_{к.о}$, которые необходимо определять экспериментально.

ПЕРЕГРУЗОЧНАЯ СПОСОБНОСТЬ

Оценку перегрузочной способности транзисторного УПТ можно произвести на основе анализа переходной функции УПТ, работающего в режиме перегрузки. Расчет подобной переходной функции затруднителен вследствие того, что для проведения такого расчета необходимо точное знание импульсных параметров транзисторов для различных режимов. В связи с этим были проведены экспериментальные исследования

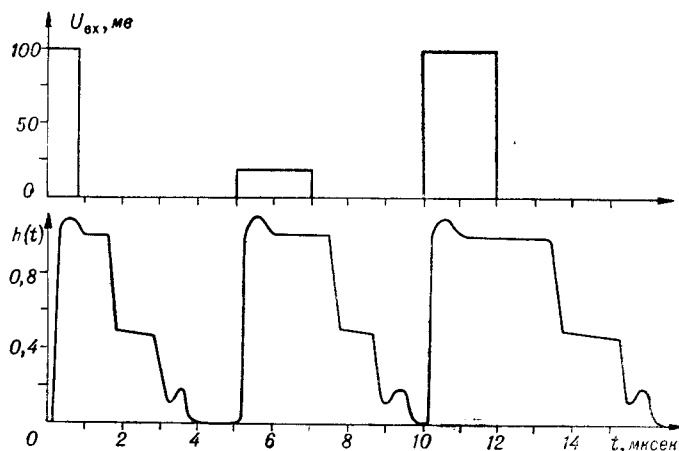


Рис. 2.

ния переходных процессов УПТ для некоторых режимов. На рис. 2 представлен вид переходного процесса УПТ, выполненного по схеме рис. 3 для трех случаев:

1. Амплитуда импульса входного напряжения $U_{вх}$ равна 100 мв, а длительность импульса $t_{и} = 0,8 \text{ мксек}$.
2. $U_{вх} = 20 \text{ мв}$; $t_{и} = 2 \text{ мксек}$.
3. $U_{вх} = 100 \text{ мв}$; $t_{и} = 2 \text{ мксек}$.

Как видно из рис. 2, при большом сигнале и большом времени его действия ширина импульса на выходе усилителя увеличивается. Для

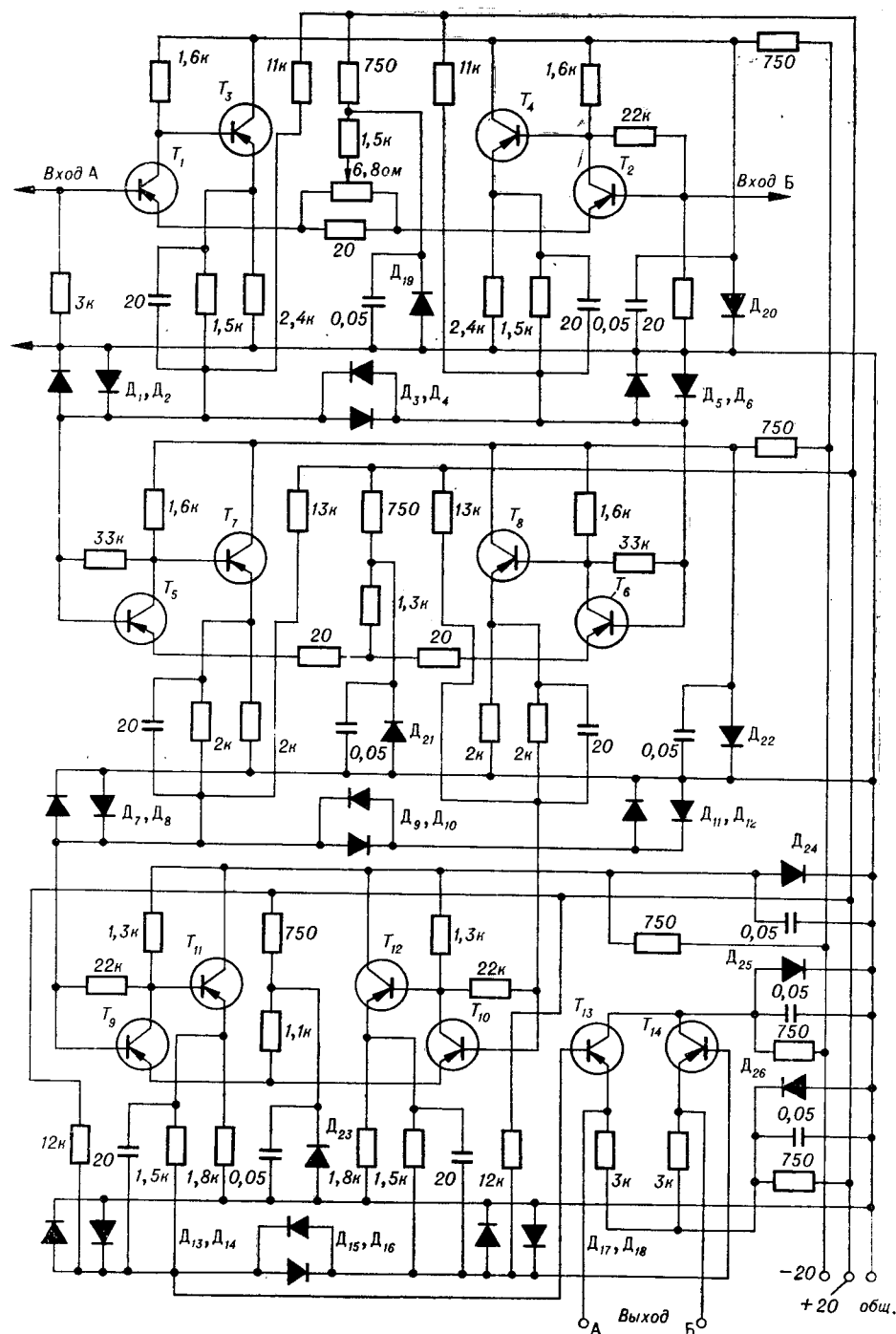


Рис. 3.

уменьшения времени рассасывания избыточных носителей необходимо стремиться снижать длительность импульса и токи баз при перегрузках. Для уменьшения токов баз транзисторов можно использовать транзисторные или диодные ограничители, включаемые на входе каскада. Применение транзисторов в качестве ограничителей уровня из-за их большой собственной емкости затруднительно, так что для этой цели полезно использовать диоды.

В результате экспериментальных исследований уровня шума, дрейфа и перегрузочной способности был разработан широкополосный усилитель постоянного тока, состоящий из трех балансных каскадов (см. рис. 3). В каждом из каскадов действует сильная отрицательная обратная связь (ООС) по напряжению, а в первом и во втором каскадах — ООС по току. ООС стабилизирует режим транзисторов и коэффициент усиления и, кроме того, способствует расширению полосы пропускания. В первом каскаде действие ООС несколько ослаблено для сужения полосы, а значит, и уменьшения уровня шума. Ширина полосы пропускания первого каскада около 2,5 Мгц, коэффициент усиления 50, уровень шума, приведенный ко входу, 15 мкв (двойное амплитудное значение). Остальные каскады имеют ширину полосы пропускания около 4 Мгц и коэффициент усиления по напряжению порядка 8. Общий коэффициент усиления по напряжению по несимметричному выходу 2000, по симметричному — в два раза больше. Полоса пропускания (на уровне 0,7) 2 Мгц. Уровень шума, приведенный ко входу, не более 15 мкв (двойное амплитудное значение).

Выходное напряжение каскадов УПТ при скомпенсированном дрейфе выбрано равным нулю. Это позволило при незначительной потере коэффициента усиления за счет делителей напряжения, включенных на выходе каскадов, во-первых, применить эффективную схему ограничения напряжения и, во-вторых, обеспечить необходимый режим каскадов — напряжение на коллекторах транзисторов 3—3,5 в и токи коллекторов 2—2,5 ма. Ограничители напряжения выполнены на диодах Д10А.

Быстродействие устройства сравнения в основном определяется временем затухания переходных процессов в цепях УПТ в режиме максимальной перегрузки (входное напряжение 100 мв). Так, например, если длительность импульса входного напряжения равна 2 мксек, а амплитуда импульса — 100 мв, время, необходимое для возвращения схемы в исходное состояние и отсчитанное с момента прекращения импульса, составляет примерно 4,5 мксек (см. рис. 2).

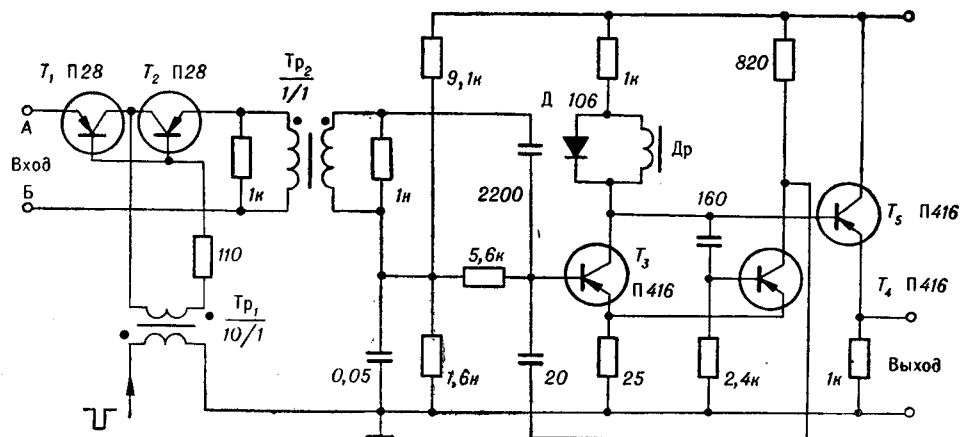


Рис. 4.

не изменения окружающей температуры от $+10$ до $+30$ °C не превышает $2,5$ мВ. Временной дрейф нуля УПТ в лабораторных условиях и в установившемся режиме имеет значение порядка ± 20 мкВ за 5 сек. В связи с этим время между циклами коррекции дрейфа было выбрано равным 2 сек.

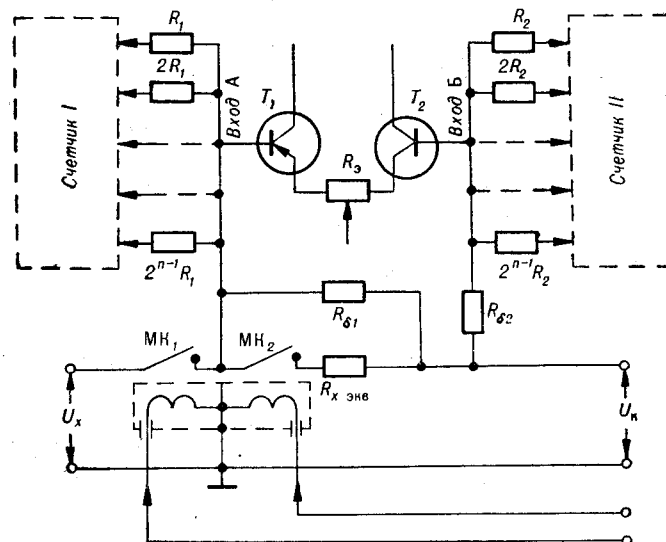


Рис. 5.

При коррекции дрейфа вход устройства сравнения (рис. 5) с помощью магнитоуправляемого контакта МК₁ отключается от датчика измеряемого напряжения и с помощью контакта МК₂ база транзистора подключается к сопротивлению $R_{x экв}$, имитирующему внутреннее сопротивление датчика. На второй вход балансного каскада с устройства коррекции дрейфа подается напряжение компенсации. При этом на выходе УПТ устанавливается напряжение, соответствующее нулевому значению напряжения дрейфа.

Устройство коррекции дрейфа содержит семиразрядный двоичный реверсивный счетчик II, осуществляющий функцию устройства памяти напряжения дрейфа. Направление счета в счетчике определяется сигналом на выходе триггера Шмитта. Напряжение компенсации дрейфа образуется за счет суммирования токов, снимаемых непосредственно с плеч триггеров счетчика II, без специального преобразователя код — аналог.

Вес младшего разряда счетчика II соответствует 20 мкВ. Напряжение компенсации дрейфа может изменяться относительно своего среднего значения на $1,28$ мВ в одну и другую сторону. Время, затрачиваемое на коррекцию дрейфа, составляет не более $1,5$ мсек.

Заметим, что использование аналоговых запоминающих устройств — конденсаторов — для компенсации дрейфа затрудняется из-за низкого входного сопротивления транзисторных УПТ и необходимости в связи

с этим слишком частой коррекции дрейфа. Включение эмиттерных повторителей для согласования сопротивлений в цепи компенсации дрейфа влечет за собой значительное увеличение уровня шума.

При изменении сопротивления датчика сигнала результаты измерения могут иметь значительную ошибку, так как при изменении сопротивления датчика происходит соответствующее изменение тока базы транзистора T_1 входного каскада усилителя, вследствие чего его режим нарушается. Компенсация тока, протекающего через сопротивление датчика, может быть осуществлена, например, с помощью вспомогательного генератора постоянного тока. Однако следует учитывать то обстоятельство, что при изменении температуры окружающей среды будет иметь место изменение тока базы транзистора и $I_{к.о.}$. Кроме того, изменение значения напряжения компенсации дрейфа нуля, происходящее в цепи базы транзистора T_2 входного каскада усилителя, будет вызывать соответствующее изменение режима транзистора T_1 . Поэтому для целей компенсации влияния изменения сопротивления датчика можно использовать устройство, аналогичное устройству коррекции дрейфа нуля УПТ.

Вход устройства сравнения с помощью магнитоуправляемого контакта $МК_1$ отключается от датчика сигнала, а контакты $МК_2$ переводятся в состояние «разомкнуто». После этого устройство сравнения управляет направлением счета в счетчике I таким образом, чтобы установить напряжение на выходе УПТ, равное нулю. Операции компенсации дрейфа нуля УПТ и тока базы транзистора T_1 должны производиться поочередно. Связь контуров регулирования напряжения дрейфа нуля и тока базы транзистора T_1 сравнительно невелика, поэтому при достаточно частых циклах коррекции оказывается достаточной только поочередная регулировка.

Питание устройства сравнения осуществляется от двух транзисторных стабилизаторов напряжения, имеющих коэффициент стабилизации около 2000 и напряжение на выходе $+20$ и -20 в; кроме того, каждый из каскадов УПТ и пороговые устройства питаются от отдельных параметрических стабилизаторов напряжения, выполненных на кремниевых стабилитронах типа Д808. Такой способ питания позволяет осуществить хорошую развязку каскадов УПТ по цепям питания и предотвратить возможность самовозбуждения.

Изменение напряжения сети в пределах $\pm 15\%$ заметного дрейфа нуля УПТ не вызывает.

Конструктивно УПТ выполняется в виде ячейки, состоящей из двух плат, на которых монтируются элементы схемы, и 30-контактного пакетного разъема. Ячейка размещается в металлическом экране — кожухе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Электрические методы автоматического контроля. Под ред. К. Б. Карандеева. М.—Л., изд-во «Энергия», 1965.
2. А. В. Красилов, А. Ф. Трутков. Методы расчета транзисторов. М.—Л., изд-во «Энергия», 1964.
3. W. Steiger. A Transistor Temperature Analysis and Its Application to Differential Amplifiers.— IRE Trans. on Instrumentation, 1959, v. 1—8, N 3, pp. 82—91.
4. Оффэ, Торнтон. Ограничения транзисторных усилителей постоянного тока.— ТИИЭР, 1964, № 2.
5. Ю. А. Попов. Исследование некоторых путей уменьшения дрейфа усилителей постоянного тока.— Тезисы докладов и сообщений VII Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений. Новосибирск, 1965.

*Поступила в редакцию
11 ноября 1965 г.*