

УСТРОЙСТВА, ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 681.142.621

Ю. А. ПОПОВ

(Новосибирск)

УСТРОЙСТВО СРАВНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ НИЗКОГО УРОВНЯ ДЛЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В настоящее время практика требует снижения погрешностей дискретности аналого-цифровых преобразователей, которая в основном определяется точностью устройства сравнения, до значения десятков микровольт при быстродействии тысяч и десятков тысяч преобразований в секунду и входном сопротивлении порядка нескольких десятков и более килоом.

Необходимые для этой цели устройства сравнения обычно состоят из усилителя постоянного тока и порогового устройства [1]. Усилители постоянного тока с гальваническими связями, обладая высоким быстродействием и большей перегрузочной способностью, в отличие от других типов усилителей имеют сравнительно большой дрейф нуля. Одной из существенных причин дрейфа является саморазогрев транзисторов. Эта составляющая дрейфа не может быть полностью исключена выравниванием температуры корпусов транзисторов, вследствие конструктивного разброса тепловых сопротивлений между кристаллами и корпусами транзисторов [2], или термостатированием всего усилителя. Для повышения точности сравнения приходится в ущерб остальным техническим характеристикам приборов вводить периодическую регулировку, ручную или автоматическую, или, что равносильно, определять и учитывать смещение нулевого уровня.

Снижение абсолютного значения дрейфа может, если не исключить необходимость регулировок, существенно увеличить время между ними.

В [2] показано, что, учитывая специфику работы аналого-цифрового преобразователя, дрейф от саморазогрева транзисторов в усилителях с гальваническими связями можно существенно снизить, используя импульсную работу усилителя постоянного тока. Однако усилитель, описанный в [2], обладает низким входным сопротивлением и его входная цепь не имеет заземленной точки.

В силу этого была поставлена задача разработать усилитель для устройства сравнения быстродействующего и чувствительного аналого-цифрового преобразователя, не имеющий этих недостатков, а кроме того, обладающий меньшим дрейфом нуля и уменьшающий влияние сопротивления датчика. Это вызвано тем, что даже при достаточно большом дифференциальном входном сопротивлении возникает дополнительная погрешность от входного тока, вызывающего паразитное падение напряжения на сопротивлении датчика.

В настоящей статье анализируется работа выполненного устройства сравнения и описываются его технические характеристики. Упрощенная схема входного каскада усилителя с импульсным питанием, используемого в устройстве сравнения, изображена на рис. 1. Π_1 , Π_2 — транзисторы балансного каскада усилителя. На вход одного из них (Π_1) подается преобразуемое напряжение U_x от источника с внутренним сопротивлением R_x , на вход другого (Π_2) — компенсационное напряжение U_k . С коллекторных нагрузок каскада снимается выходное напряжение

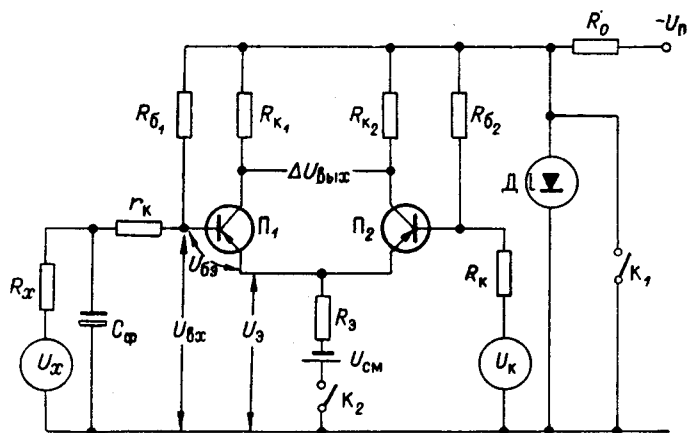


Рис. 1.

жение, в идеальном случае пропорциональное разности входных напряжений; r_k — сопротивление коммутатора и линии связи; C_f — емкость конденсатора фильтра; R_3 — сопротивление в цепи эмиттера; $U_{см}$ — источник напряжения смещения.

Ключи K_1 и K_2 обеспечивают импульсную работу усилителя. При переводе ключей K_1 в состояние «разомкнуто», а K_2 в состояние «замкнуто» на каскад подается напряжение питания и замыкается контур измерительной цепи. В состоянии «разомкнуто» ключ K_2 препятствует разряду источника напряжения смещения, увеличивая срок его службы, и уменьшает ток, потребляемый входной цепью. Последнее при наличии сглаживающей емкости C_f в измерительной цепи усилителя приводит к увеличению эффективного значения входного сопротивления.

Для уменьшения влияния изменения сопротивления датчика необходимо, чтобы на нем отсутствовало падение напряжения от тока, генерируемого входной цепью усилителя. Для этого нужно выполнить условие

$$U_{вх}(U_x = 0, R_x = \infty) = 0$$

при

$$U_{бэ} = U_э = U_{см} - 2I_э R_3,$$

где $U_{бэ}$ — падение напряжения на переходе база — эмиттер; $U_э$ — потенциал эмиттера относительно «земли» усилителя; $I_э$ — ток эмиттера. Отсюда при заданном $U_{см}$ определяется значение R_3 , требуемое для выполнения этого условия:

$$R_3 = \frac{U_{см} - U_{бэ}}{2I_э}.$$

Исходя из выбранного значения тока базы, задающего рабочую точку транзистора, получим

$$R_3 = \frac{U_{см} - I_{60} r_6}{\frac{2}{1 - \alpha} I_{60}}$$

Значение тока I_{60} определяется напряжением смещения, обратным током коллекторного перехода I_{k0} и током, протекающим через сопротивление R_6 . Регулировкой последнего можно установить выбранное значение I_{60} . Значение R_3 , рассчитанное таким образом, оказывается близким к оптимальному из условия коэффициента неустойчивости [3]:

$$S = \frac{\alpha}{1 - \alpha \gamma_3},$$

где $\gamma_3 = f(R_3)$ — коэффициент токораспределения в цепи эмиттера.

Равносильно при заданном коэффициенте неустойчивости можно определять значение $U_{см}$, требуемое для выполнения этого условия. Однако для этого потребуются выполнение незаземленного источника относительно стабильного напряжения смещения, э. д. с. которого должно соответствовать расчетному значению.

Коэффициент усиления каскада может быть оценен по формуле [4]

$$K_u = \frac{\beta (R_k \parallel R_n)}{R_r + r_6 + (1 + \beta) r_3}.$$

Предполагается, что параметры транзисторов одинаковые, сопротивление коллекторного перехода $r_k = \infty$, $R_3 = \infty$, так как I_3 остается практически неизменным в балансном каскаде; $r_3 \ll R_3 \parallel R_n$, R_r — сопротивление источников входных сигналов, э. д. с. источников входных сигналов равны нулю, $R_{вх} = \beta R_3$,

При действии на входах балансного каскада напряжений $U_x \neq U_k$, имеющих общую точку с усилителем, входное сопротивление, например, со стороны U_x зависит от отношения этих напряжений. Минимальное и максимальное его значения соответствуют случаям $U_x = U_{пред}$, $U_k = 0$ и $U_x = 0$, $U_k = U_{пред}$, поэтому принятое допущение справедливо при малой разности входных сигналов. Это допущение оправдано еще и тем, что в преобразователях поразрядного уравнивания значение входного сопротивления многократно и с равной вероятностью имеет приблизительно равные отклонения в ту и другую сторону от среднего значения, а наличие емкости C_f на входе и импульсная работа усилителя делают требования к постоянству сопротивления менее жесткими. С учетом скважности включения усилителя входное сопротивление может быть определено, как

$$R_{вх} = C \beta R_3,$$

где C — скважность.

Результаты расчета параметров усилителя по приведенным формулам с достаточной точностью совпадают с результатами эксперимента.

Для снижения теплового дрейфа целесообразно уменьшать ток эмиттера, поскольку малая величина I_3 уменьшает относительное изменение температуры кристаллов при перераспределении тока между

ния оказываются взаимосвязанными через значения эмиттерного тока, выбор которого должен являться результатом компромисса. В рассматриваемом случае оптимальное значение тока эмиттера было определено экспериментально и принято равным 100 мка. Критерием выбора являлось сочетание параметров устройства сравнения, приведенных в конце статьи.

Как было показано в [2], дрейф из-за саморазогрева транзисторов зависит от скважности включения напряжения питания. При заданном времени между сравнениями увеличение скважности ограничивается временем переходных процессов после

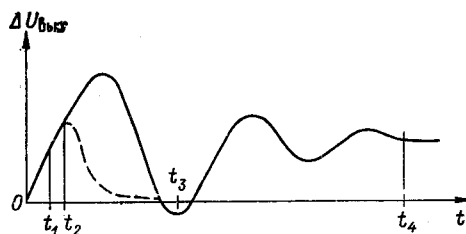


Рис. 2.

включения напряжения питания. Эти переходные процессы объясняются наличием паразитных емкостей элементов усилителя, емкостью монтажа и термоуравнивающих радиаторов. На рис. 2 показан характерный график переходных процессов при включении напряжения питания. С момента времени t_4 выходное напряжение можно считать установившимся. До этого момента времени пороговое устройство, реагирующее на знак выходного напряжения, может выдать ложный сигнал, например, в момент времени t_3 . Для исключения ложных сигналов необходимо проводить временную селекцию выходного сигнала или запрещать срабатывание порогового устройства в течение переходных процессов. Сглаживание переходных процессов приводит к увеличению времени нарастания выходных напряжений. В описываемом устройстве с целью уменьшения времени сравнения при наличии переходных процессов рабочий момент времени перенесен ближе к моменту включения напряжения питания. Сравнение производится в момент времени t_1 , к которому разность выходных напряжений $\Delta U_{\text{вых}}$ при минимальном входном сигнале достигает значения, достаточного для срабатывания порогового устройства. В момент времени t_2 питание усилителя выключается. Таким образом, устраняется наиболее неблагоприятный режим работы усилителя. В результате время одного сравнения уменьшено до 7 мксек при длительности переходных процессов 20 мксек.

При времени между сравнениями, равном 40 мксек, скважность импульсов напряжения питания около 6. Эксперимент показывает, что приблизительно во столько же раз снижается максимальное значение дрейфа по сравнению с усилителем, работающим в равных условиях при постоянно включенном напряжении питания.

Принципиальная схема устройства сравнения приведена на рис. 3. Усилитель выполнен на транзисторах типа П28. Выбор этого типа транзисторов определяется их малым коэффициентом шума на нижних частотах, а также тем, что корпус транзисторов этого типа не имеет гальванической связи с выводами электродов. Последнее позволяет сравнительно просто осуществить крепление транзисторов на общем термоуравнивающем радиаторе.

Напряжение питания подается на первый каскад усилителя во время действия импульса положительной полярности, поступающего на транзисторный ключ K_1 (транзистор П₄). При переводе ключа в состоя-

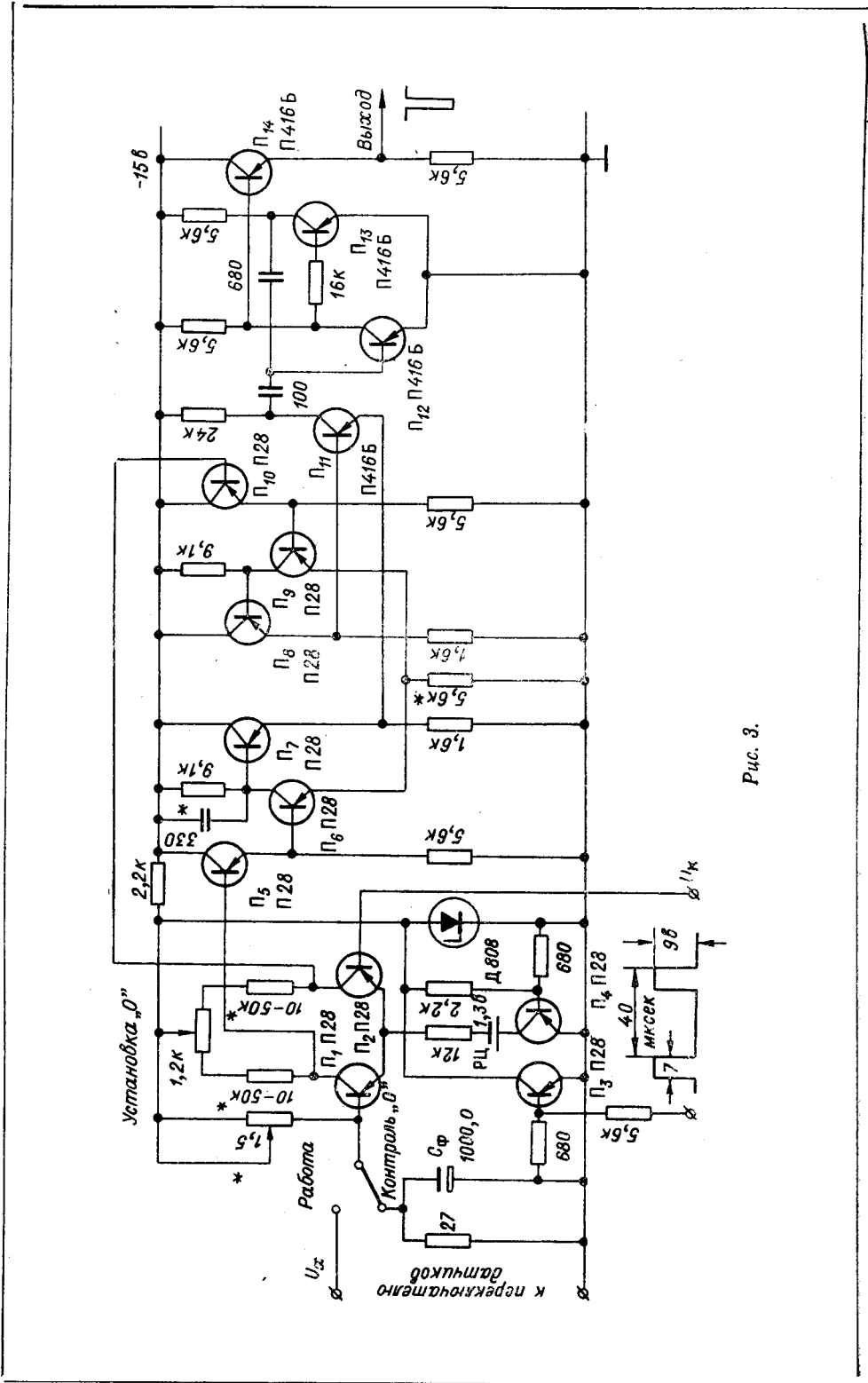


Рис. 3.

ние «разомкнуто» на диоде типа Д808 выделяется стабилизированное напряжение.

Транзисторный ключ K_2 (транзистор $П_3$) при подаче напряжения питания автоматически переходит в состояние «замкнуто», подключая напряжение смещения. Для повышения стабильности работы устройства сравнения в качестве источника напряжения смещения используется ртутно-цинковый элемент РЦ-75, по постоянству генерируемого напряжения приближающийся к нормальному элементу. Напряжение с выхода первого каскада усилителя через эмиттерные повторители ($П_5, П_{10}$) подается на второй каскад усилителя, с которого выходной сигнал поступает на пороговое устройство ($П_{11} — П_{13}$). При включении напряжения питания первого каскада усилителя и действии на входе определенных значений преобразуемого и компенсационного напряжений транзисторный ключ порогового устройства оказывается в положении «замкнуто» или «разомкнуто» в зависимости от знака разности сравниваемых напряжений. В первом случае на ключе выделяется импульс напряжения, запускающий кпп-реле, которое формирует импульс заданной амплитуды и длительности.

Технические характеристики устройства сравнения: время одного сравнения 7 мксек; частота сравнений 25 кГц; разрешающая способность* около 5 мкВ; входное сопротивление с учетом импульсного режима работы при $C_\phi = 1000$ мкФ около 80 Ом; ток в измерительной цепи при $U_* = 0$ менее 0,2 мкА; перегрузочная способность** не менее 4000; дрейф нуля в лабораторных условиях после часового прогрева не более ± 20 мкВ/ч. При настройке устройства сравнения осуществляется подбор элементов, обозначенных на принципиальной схеме звездочками (*), и вводится корректирующая емкость $C_1 = 330$ пФ в коллекторную цепь второго каскада усилителя. Режим усилителя мало зависит от значений параметров транзисторов и допускает их замену без подбора, однако в первом каскаде усилителя желательно использовать транзисторы с возможно большим отношением $\frac{\beta}{I_{к0}}$.

Конструктивно устройство сравнения выполнено в отдельной экранирующей коробке. Транзисторы усилителя попарно закреплены на медных термоуравновешивающих радиаторах, имеющих размеры $80 \times 40 \times 20$.

Устройство сравнения используется в десятиканальном аналого-цифровом преобразователе, имеющем погрешность дискретности ± 10 мкВ и предел преобразуемых напряжений 0—40 мВ.

Преобразователь предназначен для ввода информации в вычислительную машину непосредственно с термомпар и предусматривает периодическую калибровку через каждый час работы.

Разработанное устройство сравнения может быть использовано во всех случаях, когда необходимо периодическое и достаточно частое сравнение постоянных микровольтовых напряжений.

Полученные технические характеристики, по-видимому, не являются предельными для транзисторных устройств сравнения и могут быть существенно улучшены за счет новых методов и применения более со-

* Под разрешающей способностью понимается минимальное рассогласование входных напряжений, вызывающее однозначное срабатывание порогового устройства при отсутствии всех видов помех, кроме собственного шума усилителя.

** Под перегрузочной способностью понимается максимальное отношение входного напряжения к напряжению младшей ступени, скачкообразное изменение которого до нуля не вызывает дополнительной погрешности сравнения.

вершенных элементов. Очень желательно было бы использование в балансных усилителях сдвоенных транзисторов, конструктивно выполненных в одном корпусе.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Н. К а с п е р о в и ч. Быстродействующий нулевой орган цифрового милливольтметра на транзисторах.— Измерительная техника, 1962, № 8.
2. Ю. А. П о п о в. Исследование некоторых путей теплового дрейфа усилителей постоянного тока с гальваническими связями. Автоматический контроль и методы электрических измерений. Тезисы докладов и сообщений. Новосибирск, 1965.
3. К. Э. Э р г л и с, И. П. С т е п а н е н к о. Электронные усилители. М., Физматгиз, 1961.
4. И. П. С т е п а н е н к о. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., Госэнергоиздат, 1963.

*Поступила в редакцию
23 июня 1967 г.*