

Я. Т. ЗАГОРСКИЙ,
Д. Г. ЛЕВЧЕНКО, В. М. НОСОВ
(Новосибирск)

О ПРИНЦИПАХ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ

В статье освещены пути улучшения параметров широкополосных транзисторных измерительных усилителей. Рассмотрены схемы высокоомных входных цепей и описаны методы их защиты от перегрузок. Приведены схемы усилительных каскадов с последовательным включением транзисторов, получены выражения их коэффициентов усиления. Обсуждены условия компенсации температурной погрешности коэффициента усиления.

Целесообразность применения транзисторов в измерительных усилителях и микровольтметрах переменного напряжения в последнее время находит все более широкое признание. Преимущества использования транзисторов в измерительных усилителях известны, однако трудности, связанные с требованиями высокой стабильности, чувствительности, линейности и др., специфичные для измерительной аппаратуры, значительно задержали применение транзисторов в этой области [1, 2]. В настоящее время эти трудности успешно преодолеваются как путем создания новых типов транзисторов, так и за счет разработки новых схем. Известен ряд измерительных усилителей и микровольтметров, выполненных на транзисторах и выпускаемых некоторыми зарубежными фирмами серийно [3—5].

Транзисторные усилители предназначаются либо для работы с определенным типом датчиков, являясь частью некоторой измерительной установки, либо используются в качестве самостоятельных приборов — измерительных усилителей, на вход которых подаются электрические сигналы от разных типов датчиков или непосредственно от исследуемой цепи [6]. Последние имеют большую универсальность и, следовательно, могут найти большое применение, хотя в ряде случаев и уступают по некоторым параметрам специализированным усилителям.

В предлагаемой статье рассматриваются общие вопросы построения универсальных измерительных усилителей на транзисторах, высказываются соображения по рациональному построению их отдельных узлов и приводятся конкретные схемы, рекомендуемые для практического использования. К выходу таких усилителей обычно подключаются измерительные приборы и записывающая аппаратура. Зачастую усилитель объединяется с несложным измерителем амплитуды или среднего значения усиливаемых сигналов в одном приборе — милли- или микровольтметре [6].

Одним из основных требований к измерительным усилителям является внесение минимальных искажений в измеряемую цепь, т. е. входное устройство должно потреблять минимум энергии. Этого можно достигнуть при очень большом или очень малом входном сопротивлении усилителя. В первом случае усилитель необходимо включать параллельно измеряемой цепи и измерять напряжение, во втором случае — последовательно и измерять ток. При известном сопротивлении цепи эти величины связаны однозначно. Поскольку практически легче производить измерения, не разрывая цепь, предпочтение следует отдать параллельному способу подключения усилителя.

В настоящее время известны входные устройства, собранные на обычных транзисторах и имеющие входное сопротивление в десятки и сотни мегом [7, 8]. Высокое входное сопротивление в этих устройствах получается путем усложнения схемы, использования в качестве нагрузки транзисторов динамического сопротивления нелинейного элемента и введения глубоких положительных и отрицательных обратных связей.

В качестве примера на рис. 1 приведена схема входного устройства транзисторного измерительного усилителя. Устройство состоит из входного эмиттерного повторителя T_1 , нагрузкой которого по переменному току является вход транзистора T_2 , включенного по схеме с общим коллектором, и усилителей T_3 , T_4 со стопроцентной обратной связью по напряжению. Для компенсации шунтирующего действия сопротивления смещения R_2 , сопротивления перехода база — коллектор $r_{бк}$ и емкости перехода C_6 первого транзистора с выхода схемы на его коллектор подается напряжение положительной обратной связи. При этом повышается и коэффициент передачи повторителя, приближаясь к единице. Дополнительная петля положительной обратной связи на коллектор транзистора T_2 также повышает его входное динамическое сопротивление и уменьшает емкость. Для устранения влияния емкости входного кабеля применяется двойная экранировка с подачей на внутренний экран напряжения с выхода схемы. Входное устройство имеет следующие технические параметры: коэффициент передачи порядка 0,998; входное сопротивление $R_{вх} \approx 500 \text{ Мом}$; входную емкость 1 пф; выходное сопротивление $R_{вых} \approx 5 \text{ ом}$, полосу частот $\Delta f = 0,3 \text{ гц} \div 250 \text{ кгц}$; напряжение шума в этой полосе частот (при закороченном входе) около 5 мкв.

Общим недостатком входных цепей на транзисторах (за исключением полевых транзисторов) является зависимость уровня шумов схемы от величины сопротивления источника сигнала R_i . При этом к напряжению шума транзистора $U_{ш}$ (при замкнутом накоротко входе) добавляется составляющая, равная произведению шумового тока на параллельное соединение сопротивлений R_i и $R_{вх}$. Естественно, что при больших величинах входного сопротивления $R_{вх}$ и R_i величина суммарного шума может быть значительной.

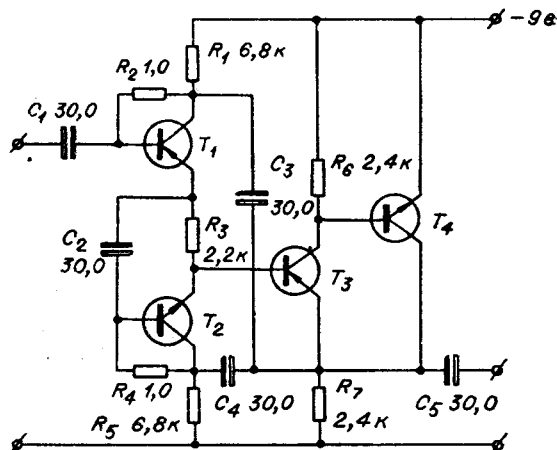


Рис. 1.

Одним из способов устранения указанного недостатка является использование во входных каскадах экономичных электронных ламп (например, лампы типа 1Ж176, 1С12П) совместно с транзисторами [7, 8]. Включение этих ламп по обычным схемам (например, по схеме катодного повторителя) нецелесообразно [7], так как в связи с малой крутизной ламп повторитель имеет невысокий коэффициент передачи и, следовательно, обладает плохой стабильностью, а также большим выходным сопротивлением при сравнительно низком входном. Основные параметры такого повторителя сведены в табл. 1. Здесь приняты следующие обозначения: E_a — анодное напряжение; K — коэффициент передачи; $R_{вх}$ и $R_{вых}$ — соответственно входное и выходное сопротивления; R_c — утечка сетки.

Таблица 1

$E_a, в$	K	$R_{вх}, Мом$	$R_{вых}, ком$	$R_c, Мом$
10	0,6	200	5	70

Таблица 2

$E_a, в$	$R_{вх}, Мом$	$C_{вх}, пф$	K	$R_{вых}, ом$
9	300	2	1	70

При совместном использовании электровакуумного триода с транзисторами параметры входных цепей значительно улучшаются. Одна из возможных схем приведена на рис. 2. Схема представляет собой двухкаскадный усилитель с глубокой отрицательной обратной связью по напряжению. Параметры схемы представлены в табл. 2.

Напряжение шумов в полосе частот 20 гц — 25 кгц при закороченном входе равно 5 мкв, а при сопротивлении источника $R_i = 3 Мом$ составляет 40 мкв, т. е. шумовой ток практически отсутствует и при большом R_i «шумит» только сопротивление источника.

Как известно, весьма важным вопросом является защита входных цепей измерительных устройств. Особенно важное значение приобретает защита транзисторных измерительных усилителей, так как транзисторы очень чувствительны к перегрузкам, при которых происходят как обратимые, так и необратимые изменения их параметров [9, 10]. Даже в случае обратимых изменений для восстановления работоспособности схемы требуется значительное время (от нескольких минут до часа), что весьма затрудняет пользование прибором. Однако до последнего времени вопросам защиты входных цепей транзисторных усилителей не уделялось достаточного внимания.

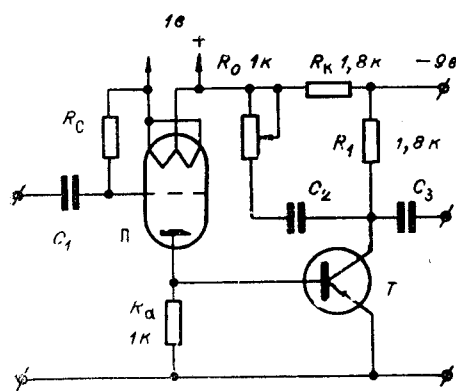


Рис. 2.

В настоящее время известны схемы защиты входных цепей с помощью диодов [11, 12]. Однако эти схемы неприменимы в устройствах с высоким входным сопротивлением, так как существенно шунтируют вход усилителя. На рис. 3 представлена схема защиты входных цепей транзисторного усилителя, свободная от указанного недостатка. Входная цепь выполнена на четырех транзисторах ($T_1 — T_4$) и является повторителем напряжения с высоким входным сопротивлением, малой вход-

48

ной емкостью и коэффициентом передачи, весьма близким к единице [13]. Базовая цепь транзистора T_1 подсоединяется при помощи двух пар диодов (D_1, D_2 и D_3, D_4) к полюсам источника питания. Через сопротивление R_7 , емкость C_8 и сопротивление R_9 на средние точки обеих пар диодов подается переменное компенсирующее напряжение с выхода устройства, что практически исключает шунтирующее действие сопротивления утечки и емкости диодов. Входное сопротивление такого устройства может составлять десятки и сотни мегом. Ограничение больших входных напряжений (до 500 в) осуществляется с помощью диодов и ограничительных сопротивлений R_5 и R_6 .

Одним из существенных недостатков современных транзисторов является сильная зависимость их характеристик от действия температуры внешней среды и от изменения режима питания. Этим обуславливается то особое внимание, которое уделяется стабилизации коэффициента усиления транзисторных усилителей, особенно в измерительных усилителях со сравнительно большой площадью усиления*, достигающей величины 10^9 — 10^{11} .

Кроме того, значительные трудности возникают при сохранении достаточно широкой динамической характеристики усилителя во всем рабочем интервале температур.

Рассмотрим некоторые усилительные каскады на транзисторах. Широко известна и неоднократно исследовалась схема усилительного каскада с делителем напряжения в цепи смещения базы и сопротивлением в цепи эмиттера [9, 14, 15]. Существенное преимущество подобного усилительного каскада заключается в возможности осуществления в нем компенсации температурной нестабильности коэффициента усиления по напряжению [15]. Однако невысокий коэффициент усиления и низкое входное сопротивление усилительного каскада значительно ограничивают область его применения. Дальнейшее усовершенствование усилительных схем на транзисторах осуществлялось путем введения согласующих эмиттерных повторителей между усилительными каскадами [16], применения в качестве нагрузки усилительного каскада динамического сопротивления транзистора [17], а также использования глубоких отрицательных и положительных обратных связей в усилителе [13, 16] и т. д.

На рис. 4 приведена схема измерительного усилителя [13], состоящая из двух усилительных каскадов на транзисторах T_1 и T_4 с динамической коллекторной нагрузкой (транзисторы T_2 и T_5), охваченных местными петлями положительной обратной связи C_3R_5 и C_6R_{11} . Согласование усилительных каскадов осуществляется с помощью эмиттерного повторителя T_3 . Охват схемы усилителя общей отрицательной об-

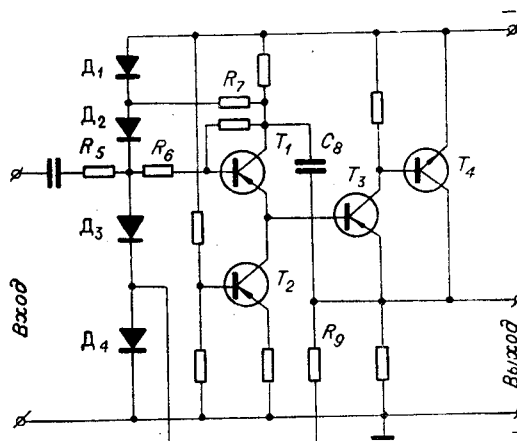


Рис. 3.

* Под площадью усиления понимается произведение коэффициента усиления на средних частотах $K_{ср}$ на верхнюю граничную частоту $f_{гр}$ при $K_{гр} = 0,707$.

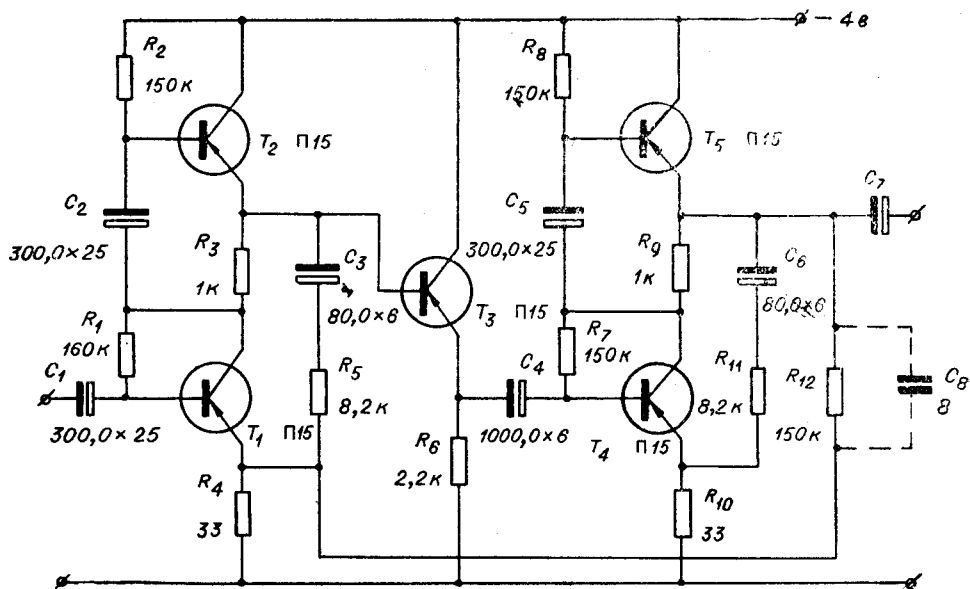


Рис. 4.

ратной связью с помощью цепочки C_8R_{12} обеспечивает высокую стабильность коэффициента усиления*.

Определенный интерес представляет усилительная ячейка, выполненная путем совместного включения известных усилительных каскадов: усилителя с делителем напряжения в цепи смещения базы и сопротивлением в цепи эмиттера и усилителя с динамической коллекторной нагрузкой (рис. 5). Входной каскад T_1 выполнен по схеме с заземленным эмиттером. Коллектор транзистора T_1 подключен к эмиттеру транзистора T_2 , база которого по переменному току заземлена через конденсатор C_2 . В качестве нагрузки усилительного каскада T_2 используется динамическое сопротивление транзистора T_3 , включенного по схеме с общим коллектором. Для компенсации влияния сопротивления R_5 , сопротивления утечки $r_{бк}$ и емкости $C_{бк}$ транзистора T_3 на его коллектор подается компенсирующее напряжение с выхода усиленного эмиттерного повторителя T_4, T_5 . Общий

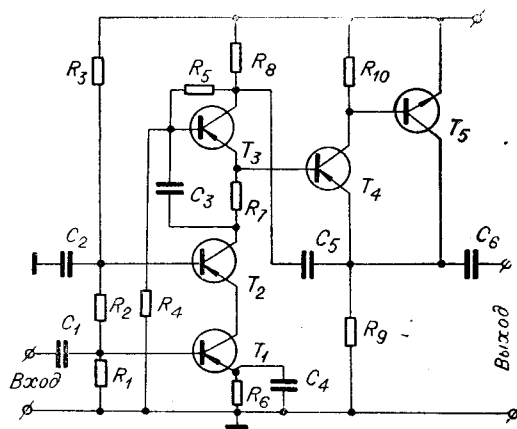


Рис. 5.

коэффициент усиления

* Как показано в [16], усилительная ячейка с динамической коллекторной нагрузкой имеет несколько большую относительную погрешность усиления, но вместе с тем и значительно больший коэффициент усиления по напряжению в сравнении с усилительной ячейкой на двух транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером и с общим коллектором. Нетрудно доказать, что при создании двухкаскадных усилителей, охваченных общей отрицательной обратной связью, меньшая погрешность при равных значениях коэффициентов усиления получается в случае применения усилительной ячейки с динамической нагрузкой.

коэффициент усиления схемы равен

$$K = K_1 K_2, \quad (1)$$

где K_1 — коэффициент усиления каскада с общим эмиттером;

K_2 — коэффициент усиления каскада с общей базой.

Значения коэффициентов усиления K_1 и K_2 определяются [10] выражениями:

$$K_1 = \frac{h_{216_1} R_{H1}}{h_{116_1} + D h_{6_1} R_{H1}}; \quad (2)$$

$$K_2 = \frac{-h_{216_2} R_{H2}}{h_{116_2} + D h_{6_2} R_{H2}}, \quad (3)$$

где h_{116_1} , h_{126_1} , h_{216_1} , h_{226_1} , h_{116_2} , h_{126_2} , h_{216_2} , h_{226_2} — параметры транзисторов T_1 и T_2 в схеме с общей базой;

R_{H1} и R_{H2} — сопротивления нагрузки для усилительных каскадов T_1 и T_2 .

Роль сопротивления нагрузки R_{H1} играет входное сопротивление каскада T_2 , включенного по схеме с общей базой.

Согласно [10],

$$R_{H1} = R_{вх. 6_2} = \frac{h_{116_2} + D h_{6_2} R_{H2}}{1 + h_{226_2} R_{H2}}. \quad (4)$$

Сопротивление нагрузки R_{H2} определяется выражением

$$R_{H2} = \frac{R_4 R_{вх. к_3}}{R_4 + R_{вх. к_3}} = \frac{R_{вх. к_3}}{1 + R_{вх. к_3} G_{6_3}}, \quad (5)$$

где R_4 — сопротивление в цепи базы транзистора T_3 (см. рис. 5);
 $R_{вх. к_3}$ — входное сопротивление каскада с общим коллектором, равное

$$R_{вх. к_3} = \frac{D h_{к_3} + h'_{11к_3} G_H}{h'_{22к_3} + G_H}, \quad (6)$$

где $h'_{11к_3}$ и $h'_{22к_3}$ — параметры транзистора T_3 , включенного по схеме с общим коллектором с учетом проводимости

$$G_7 = \frac{1}{R_7};$$

G_H — проводимость нагрузки.

Определив известными способами [10] $h'_{к_3}$ -параметры, выразив их через h -параметры схемы с общей базой и считая, что $G_H = 0$, получаем выражение (6) в виде

$$R_{вх. к_3} = \frac{1 + D h_{6_3} + h_{116_3} G_7}{h_{226_3} + D h_{6_3} G_7}. \quad (7)$$

Учитывая, что для абсолютного большинства транзисторов спра-

ведливо неравенство $1 \gg D_{h_6}$ и что $D_{h_6} \approx h_{126}$ [10], выражение (7) можно упростить:

$$R_{\text{вх. к}_3} = \frac{1 + h_{116_3} G_7}{h_{226_3} + h_{126_3} G_7}. \quad (8)$$

Для повышения входного сопротивления $R_{\text{вх. к}_3}$ при сохранении нормального режима работы схемы по постоянному току сопротивление R_7 целесообразно выбирать равным 1—5 ком; при этом $1 \gg h_{116_3} G_7$.

Тогда выражение (8) принимает вид

$$R_{\text{вх. к}_3} = \frac{1}{h_{226_3} + h_{126_3} G_7}, \quad (9)$$

а значение сопротивления нагрузки $R_{\text{н}_2}$ с учетом (9) равно

$$R_{\text{н}_2} = \frac{1}{h_{226_3} + h_{126_3} G_7 + G_{6_3}}. \quad (10)$$

Принимая во внимание выражения (1) — (4) и (10), запишем формулу, определяющую коэффициент усиления схемы:

$$K = \frac{-h_{216_1} h_{216_3}}{h_{116_1} (h_{226_3} + h_{126_3} G_7 + h_{226_2} + G_{6_3}) + D_{h_6} [h_{116_2} (h_{226_3} + h_{126_3} G_7 + G_{6_3}) + D_{h_6}]}. \quad (11)$$

Поскольку правое слагаемое в знаменателе выражения (11) является величиной второго порядка малости по сравнению с левым слагаемым, а $h_{216_1} h_{216_3} \approx 1$, выражение (11) упрощается:

$$K \approx \frac{-1}{h_{116_1} (h_{226_3} + h_{226_2} + h_{126_3} G_7 + G_{6_3})}. \quad (12)$$

Наибольший коэффициент усиления может быть получен при максимально допустимых напряжениях на транзисторах $U_{\text{к}_3}$ и большой величине сопротивления R_7 , т. е. при малом в сравнении с h_{226_2} значении слагаемого $h_{126_3} G_7$, а также в отсутствие влияния шунтирующего действия сопротивления R_4 в цепи смещения базы транзистора T_3 , т. е. если $G_{6_3} \rightarrow 0$. Тогда выражение для коэффициента усиления примет вид

$$K = \frac{-1}{h_{116_1} (h_{226_3} + h_{226_2})}. \quad (13)$$

Изменение тока эмиттера при этих условиях незначительно влияет на величину коэффициента усиления, поскольку уменьшение параметра h_{116_1} с ростом тока компенсируется за счет увеличения суммы $h_{226_3} + h_{226_2}$ [18].

Для маломощных германиевых транзисторов, например типа П23, $U_{\text{к}_3 \text{ max}} = 5$ в. При выбранной величине тока эмиттера $I_3 = 1$ ма типовые значения параметров таковы: $h_{116_1} = 25$ ом и $h_{226_3} \approx h_{226_2} \approx 0,4 \cdot 10^{-6}$. Величина максимально возможного коэффициента усиления получается равной около $50 \cdot 10^3$.

При большой величине коэффициента усиления наблюдается сильная зависимость его от действия температуры, особенно в области высоких температур (выше 50°C). Так, при нагревании усилителя от 20 до 40°C коэффициент усиления возрос на 15% и, падая с дальнейшим повышением температуры, при 48°C принял первоначальное значение. Коэффициент усиления схемы в нормальных условиях составлял $54 \cdot 10^3$. Результаты температурных испытаний усилителя хорошо согласуются с полученными данными исследований температурных зависимостей h -параметров транзисторов.

Повышение стабильности коэффициента усиления достигается путем включения сравнительно небольшого сопротивления смещения в цепи базы транзистора T_3 . Если при этом $G_{\delta_3} \gg h_{22\delta_2} + h_{22\delta_3} + h_{12\delta_3} G_7$, то нестабильность h -параметров транзисторов T_2 и T_3 не будет влиять на величину коэффициента усиления

$$K = \frac{-1}{h_{11\delta_1} G_{\delta_3}}. \quad (14)$$

Как видно из последнего выражения, коэффициент усиления зависит лишь от одной переменной величины параметра $h_{11\delta_1}$, который с ростом температуры увеличивается по закону

$$h_{11\delta_1} = h_{11\delta_1_0} (1 + a \Delta t^{\circ}), \quad (15)$$

где $h_{11\delta_1_0}$ — значение $h_{11\delta_1}$ при 20°C и $I_{\delta_0} = 1 \text{ ма}$; $a = (0,0020 \div 0,0035) / 1^{\circ}\text{C}$ [18].

Известно, что с ростом тока эмиттера параметр $h_{11\delta_1}$ уменьшается. Эта зависимость (при δI_{δ} не более 25%) с достаточной высокой точностью аппроксимируется выражением

$$h_{11\delta_1} = h_{11\delta_1_0} (1 - \delta I_{\delta}). \quad (16)$$

Поскольку ток эмиттера увеличивается с ростом температуры, то из сравнения выражений (15) и (16) следует вывод о возможности компенсации температурной нестабильности коэффициента усиления. Зависимость тока эмиттера от температуры для германиевых транзисторов определяется следующим выражением [10, 15]:

$$\delta I_{\delta} = \frac{\eta \Delta t^{\circ}}{I_{\delta_0} R_{\delta}}, \quad (17)$$

где

$$\eta = -\frac{\Delta U_{\delta_3}}{\Delta t^{\circ}} \approx -0,0022 \text{ в} / 1^{\circ}\text{C} \quad [10, 15];$$

I_{δ_0} — ток в цепи эмиттера при $t^{\circ} = 20^{\circ}\text{C}$;

R_{δ} — сопротивление в цепи эмиттера T_1 ($R_{\delta} = R_{\delta_6}$)*.

Решая совместно уравнения (15) — (17), получаем выражение для определения величины сопротивления в цепи эмиттера транзистора T_1

$$R_{\delta} = R_{\delta_6} = -\frac{\eta}{a I_{\delta_0}}.$$

* Влиянием тока $I_{кз_0}$ можно пренебречь при достаточно большой величине отношения $\frac{R_{\delta}}{R_{\delta_6}}$ [10, 15], где R_{δ_6} — результирующее сопротивление в цепи базы.

Экспериментальная проверка полученных результатов производилась для схемы, приведенной на рис. 5. Для стабилизации постоянного напряжения на эмиттере транзистора T_3 в его цепь смещения базы включен делитель напряжения R_5, R_4 . При $R_4=150$ ком $K=3000$ и $f_{в.гр}=200$ кГц. При токе эмиттера $I_{э0}=0,75$ ма и выбранных значениях сопротивлений $R_7=R_6=1$ ком изменение коэффициента усиления при 80°C не превышало $+5\%$, что составляло максимальное значение погрешности усиления в температурном интервале $20-80^\circ\text{C}$. Во всем температурном диапазоне максимальный выходной сигнал, проходящий без искажений, сохранялся равным $1,0\pm 0,1$ в. Выходное сопротивление усилительной ячейки в точке соединения эмиттера T_3 и базы T_4 уменьшилось при 80°C на 10% в сравнении с его первоначальным значением.

Изложенные в статье положения были использованы при разработке прецизионного измерительного усилителя на транзисторах [13]. Этот усилитель при сравнительно малой температурной погрешности усиления ($0,5\%$ в диапазоне изменения температур от -5 до $+50^\circ\text{C}$) и высокой чувствительности (первая шкала $0-0,1$ мв) имеет входное сопротивление 50 Мом, входную емкость 3 пф и полосу пропускания от $0,5$ гц до 250 кГц.

ВЫВОДЫ

Рассмотрены пути повышения параметров транзисторных измерительных усилителей. Показано, что увеличение входного сопротивления и площади усиления, повышение коэффициента усиления и его стабильности и др. достигается путем целесообразного усложнения схем усилителей с применением динамических нагрузок, введения многопетлевых обратных связей, использования высокоомных согласующих устройств и пр.

Предложена схема защиты высокоомных входных цепей транзисторных усилителей от перегрузок, не снижающая входного импеданса устройства.

Показано, что для повышения чувствительности измерительных усилителей при усилении малых сигналов от источника с большим внутренним сопротивлением во входных цепях целесообразно применять комбинированное включение экономичной электронной лампы и транзисторов при использовании положительных и отрицательных обратных связей. Предложены схемы таких устройств.

Рассмотрена усилительная ячейка, перспективная с точки зрения применения ее в измерительных усилителях, охваченных общей петлей отрицательной обратной связи. Ячейка состоит из трех транзисторов, по постоянному току соединенных последовательно, а по переменному включенных по схеме с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором. Ячейка отличается большой площадью усиления, высоким коэффициентом усиления при малой его нестабильности, возможностью использования простых методов температурной компенсации нестабильности коэффициента усиления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полупроводниковые приборы в измерительной технике.—Сб. перев. статей. Под ред. М. А. Земельмана. М.—Л., изд-во «Энергия», 1964.
2. В. И. Иванов. Применение полупроводниковых триодов и диодов в системах автоматического управления. Л., Судпромгиз, 1959.

3. Транзисторный милливольтметр типа 616А. Проспект фирмы Dawe Instrument Ltd., Англия.—Сб. рефератов РЭТ, 1964, № 22.
4. Милливольтметр переменного тока на транзисторах типа MV-45. Проспект фирмы Millivac Instruments, США.—Сб. рефератов РЭТ, 1964, № 19.
5. Милливольтметр на транзисторах типа PM2453. Фирма Philips, Голландия.—Приборостроение за рубежом, 1965, № 6.
6. К. Б. Карандеев. Специальные методы электрических измерений. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.
7. Я. Т. Загорский, Д. Г. Левченко, В. М. Носов. Входные цепи полупроводниковых измерительных усилителей.—Тезисы докладов и сообщений VII Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений. Новосибирск, 1965.
8. I. C. Holmes. Linear Electrometer Cathode Follower. Патент США № 3134078, кл. 330—3, 1964.
9. Н. С. Николаенко. Проектирование транзисторных усилителей. М.—Л., изд-во «Энергия», 1965.
10. Я. Будинский. Усилители низкой частоты на транзисторах. М., Связьиздат, 1963.
11. Г. В. Трепов, Р. П. Чирицо, Ю. С. Юрченко. Стабильный транзисторный усилитель звуковых частот.—Передовой научно-технический и производственный опыт, № 4—65—1311/24. М., ГОСИНТИ, 1965.
12. Transistor A. C. Voltmeter Type TM-2. Фирма Lewell. Англия. Инструкция фирмы.
13. Я. Т. Загорский, Д. Г. Левченко, В. М. Носов. Измерительные усилители на транзисторах.—Передовой научно-технический и производственный опыт, № 4—65—783/13. М., ГОСИНТИ, 1965.
14. Р. Ши. Расчет транзисторных цепей. М.—Л., изд-во «Энергия», 1964.
15. Ю. Р. Носов, Б. Н. Хазанов. Температурная стабилизация усилителей напряжения на полупроводниковых триодах.—Радиотехника, 1958, № 2.
16. Л. Д. Гик. Измерительные усилители напряжения на транзисторах.—Изв. СО АН СССР, серия техн. наук, 1964, вып. 3, № 6.
17. I. M. Sluwer. Transistor Amplifier Filed. Патент США № 2929997, кл. 330—18, 1960.
18. И. Ф. Николаевский. Транзисторы и полупроводниковые диоды.—Справочник. М., Связьиздат, 1963.

*Поступила в редакцию
30 апреля 1966 г.*