

В. С. ГОЛУБ

**РАСЧЕТ СТАБИЛИЗАЦИИ
РЕЖИМА
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
УСИЛИТЕЛЕЙ**

В. С. ГОЛУБ

**РАСЧЕТ
СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМА
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
УСИЛИТЕЛЕЙ**

**КИЕВ
«ТЕХНІКА»
1977**



6Ф2.12
Г62

УДК 621.375

Расчет стабилизации режима полупроводниковых усилителей. Голуб В. С. «Техніка», 1977, 104 с.

Рассмотрены причины, вызывающие нестабильность режима работы полупроводниковых усилительных элементов — транзисторов и интегральных микросхем типа операционного усилителя. Даны методы, обеспечивающие простоту и требуемую точность расчета режима усилительных элементов, в том числе в усилителях с гальваническими связями элементов. Дан анализ ряда термостабильных усилителей, обладающих высокой эксплуатационной надежностью. Предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой радиоэлектронной аппаратуры, а также может быть полезна студентам вузов соответствующих специальностей.

Табл. 3, ил. 41, список лит. 57.

Рецензент д-р техн. наук *В. М. Волков*

Редакция литературы по энергетике, электронике,
кибернетике и связи
Зав. редакцией инж. *З. В. Божко*

30404 — 080
ГМ202(04)-77 48-77

© Издательство «Техніка», 1977 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В «Основных направлениях развития народного хозяйства СССР на 1976—1980 годы», принятых XXV съездом КПСС, поставлена задача создания радиоэлектронной аппаратуры, основанной на широком применении микроэлектроники. Одним из основных узлов радиоэлектронной аппаратуры являются усилительные устройства. Выполнение усилительными устройствами своих функций и их надежность существенно зависят от стабильности режима полупроводниковых усилительных элементов, к числу которых относятся интегральные микросхемы типа операционного усилителя. Как в свое время на смену радиолампам пришли транзисторы, так теперь последние все шире вытесняются операционными усилителями, обеспечивающими более высокое качество и меньшие габариты схмотехнических устройств.

Если транзистор в какой-то степени является малогабаритным полупроводниковым аналогом электронной лампы, то микросхема типа операционного усилителя в габаритах транзистора представляет собой довольно сложное схмотехническое устройство, состоящее из транзисторов и резисторов, выполненных в одном кристалле полупроводника. Операционный усилитель является широко универсальным усилительным элементом, позволяющим создавать разнообразные схмотехнические устройства.

Схмотехнические устройства современной радиоэлектронной аппаратуры, наряду с микросхемами, содержат и транзисторы. В ряде случаев сочетание микросхем и транзисторов дает существенно качественный эффект. По мере развития микросхемотехники количество транзисторов как отдельных элементов будет уменьшаться. В то же время транзистор остается основной составной частью не только микросхем типа операционного усилителя и

других функциональных элементов, но и больших интегральных схем, выполняющих широкие функциональные задачи.

В книге рассматриваются вопросы стабилизации режима (по постоянному току) полупроводниковых усилительных элементов — биполярных транзисторов и операционных усилителей, работающих в составе устройств, предназначенных для усиления сигналов переменного тока. В частности, рассматриваются вопросы анализа причин неустойчивости режима, построения термостабильных усилительных устройств и методов расчета стабилизации режима. Рассмотренные вопросы могут быть использованы соответственно при анализе и расчете режима транзисторов в составе микросхем, а также при анализе и расчете режима операционных усилителей не только в полупроводниковом, но и гибридном исполнении.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 252601, Киев, 1, ГСП, Пушкинская, 28, издательство «Техніка».

Глава I

ПРИЧИНЫ НЕСТАБИЛЬНОСТИ И СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРОВ В ОДНОТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДАХ

Обычный биполярный транзистор представляет собой монокристаллический полупроводниковый прибор, содержащий два электронно-дырочных ($p-n$) перехода и обладающий усилительными свойствами. В отличие от электронных ламп транзисторы имеют большой разброс параметров, которые существенно зависят от температуры. В частности, это относится к параметрам по постоянному току, разброс и нестабильность которых влияют на режим работы транзисторов. Электрический режим работы транзисторов характеризуется постоянным током коллектора I_C (или эмиттера I_E), постоянным напряжением между выводами коллектора и базы U_{CB} (или между выводами коллектора и эмиттера U_{CE}), а также рассеиваемой мощностью, которая зависит от тока и напряжения. В гл. I рассмотрены вопросы анализа и расчета зависимости тока I_C (I_E) и напряжения U_{CB} (U_{CE}) от параметров транзистора и обеспечения стабилизации тока и напряжения в усилительных каскадах. Используемые обозначения параметров транзисторов соответствуют ГОСТ 15172—70*.

1. ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ И ИХ ВЛИЯНИЕ НА ТОК КОЛЛЕКТОРА

Обратный ток и прямое напряжение $p-n$ -перехода. Идеализированный $p-n$ -переход характеризуется током проводимости I_S и током диффузии $I_D = I_S e^{U/\varphi_T}$, которые определяют его вольт-амперную характеристику (рис. 1, а)

$$I = I_S (e^{U/\varphi_T} - 1), \quad (1.1)$$

где φ_0 — температурный потенциал, равный 25 мВ при нормальной температуре [43].

В области отрицательных напряжений при $|U| \gg \varphi_0$ ток через p - n -переход определяется током проводимости ($-I_S$), а в области положительных напряжений при $I \gg I_S$ — током диффузии. Ток проводимости зависит от многих факторов, характеризующих p - n -переход (материал полупроводника, площадь перехода и др.). Особенностью

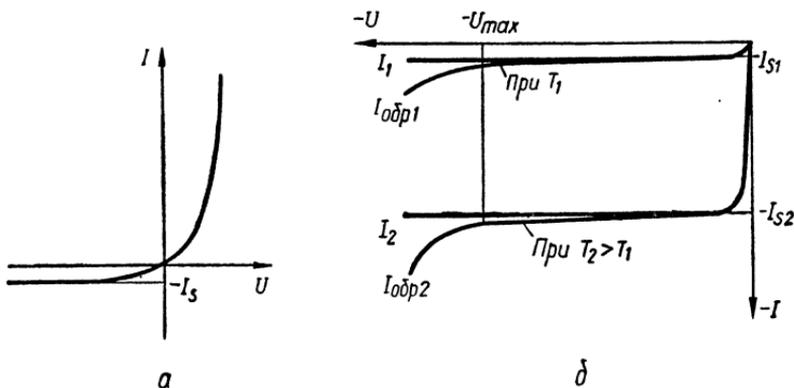


Рис. 1. Вольт-амперная характеристика p - n -перехода: *а* — идеализированного; *б* — реального (отрицательная область).

тока проводимости является его независимость от напряжения, в связи с чем его называют током насыщения. В то же время его величина существенно зависит от температуры, чем объясняется его другое название — тепловой ток. При небольших изменениях температуры для тока проводимости справедливо приближенное равенство:

$$I_{S2} \approx I_{S1} e^{a\Delta T} = I_{S1} e^{a\Delta t}, \quad (1.2)$$

где I_{S2} и I_{S1} — искомое и известное значения тока; ΔT и Δt — разность температур (кельвины или градусы Цельсия); a — коэффициент, зависящий от материала полупроводника и имеющий размерность, обратную размерности температуры: для германия $a_{Ge} = 0,09$; для кремния $a_{Si} = 0,13$.

На практике иногда пользуются правилом: ток I_S увеличивается вдвое при увеличении температуры на каждые 8К (8°C) для германиевых и на каждые 5К (5°C) для кремниевых переходов. Это правило соответ-

ствуется выражению (1.2) и указанным значениям коэффициентов [43].

В реальных p - n -переходах имеются дополнительные составляющие тока: токи термогенерации и рекомбинации, ток утечки и токи, обусловленные явлениями пробоя, которые влияют на вольт-амперную характеристику p - n -перехода. Токи термогенерации и рекомбинации противоположны по направлению, зависят от приложенного напряжения и от температуры, при $U = 0$ они равны и компенсируют друг друга. При обратном напряжении преобладает ток термогенерации, при прямом напряжении — ток рекомбинации. Ток утечки проявляется при обратном напряжении и зависит от его величины.

На рис. 1, б показаны отрицательные области вольт-амперных характеристик: I_1 и I_2 — идеализированных, $I_{обр1}$ и $I_{обр2}$ — реальных переходов, соответствующих двум значениям температуры ($T_2 > T_1$). Для германиевых переходов при нормальной температуре токи утечки и термогенерации незначительно влияют на суммарный ток $I_{обр1}$. При повышенной температуре, благодаря более сильной температурной зависимости тока проводимости, характеристика $I_{обр2}$ еще более близка к характеристике I_2 (в пределах $|U| \leq |U_{max}|$). Для кремниевых переходов, у которых ток проводимости существенно меньше, чем у германиевых, токи утечки и термогенерации заметно увеличивают $I_{обр1}$. Однако, так как ток проводимости у кремниевых переходов сильнее зависит от температуры, влияние токов утечки и термогенерации с повышением температуры ослабевает. В результате как для германиевых, так и кремниевых переходов $I_{обр2} \rightarrow -I_{S2}$. В области более высоких напряжений ($|U| > |U_{max}|$) у германиевого и кремниевого переходов наблюдается резкий загиб характеристики $I_{обр}$, обусловленный явлениями пробоя в переходе [43].

Область положительных напряжений вольт-амперной характеристики p - n -перехода характеризуют напряжением в функции от тока, в связи с чем для идеализированного перехода

$$U = \varphi_T \ln(I/I_S + 1), \quad (1.3)$$

что соответствует формуле (1.1) для тока I . В начале характеристики проявляется влияние тока рекомбинации. Аналогично току термогенерации ток рекомбинации более заметен в кремниевых переходах, имеющих меньшее

значение I_s . На рабочем участке характеристики прямой ток определяется в основном током диффузии, благодаря чему влиянием тока рекомбинации можно пренебречь. Нестабильность напряжения на переходе характеризуют обычно упрощенной формулой

$$\Delta U = \epsilon \Delta T, \quad (1.4)$$

где $\epsilon \approx -1,6$ мВ/К для германиевого и кремниевого переходов [43].

Зависимость тока коллектора от параметров $I_{сво}$ и h_{21E} . В активном (усилительном) режиме через эмиттерный переход транзистора протекает ток в прямом направлении, а через коллекторный, к которому приложено обратное напряжение, — в обратном. Соответственно эмиттерный переход характеризуется прямым напряжением при заданном токе эмиттера, а коллекторный — обратным током при заданном напряжении. Кроме того, через коллекторный переход протекает основная составляющая тока, обусловленная усилительными свойствами транзистора и равная $h_{21B}I_E$, где h_{21B} — статический (по постоянному току) коэффициент передачи тока эмиттера в цепь коллектора. Ток коллектора

$$I_C = I_{CBO} + h_{21B}I_E, \quad (1.5)$$

где ток эмиттера (рис. 2, а)

$$I_E = (E_E - U_{BE})/R_E; \quad (1.6)$$

I_{CBO} — обратный ток коллектора, соответствующий току $I_{обр}$ (см. рис. 1, б); E_E — напряжение источника в эмиттерно-базовой цепи; U_{BE} — напряжение база — эмиттер транзистора; R_E — сопротивление резистора в цепи эмиттера.

При включении транзистора по схеме рис. 2, а (схема с общей базой) ток эмиттера I_E является первичным, а токи коллектора I_C и базы I_B — вторичными, зависящими от тока I_E . На рис. 2, б показана схема включения транзистора с общим эмиттером, для которой первичным является ток базы

$$I_B = (E_B - U_{BE})/R_B, \quad (1.7)$$

а токи I_E и I_C — вторичными. Токи базы и эмиттера, независимо от схемы включения транзистора, связаны между собой выражением

$$I_B = I_E - I_C = (1 - h_{21B}) I_E - I_{CBO}, \quad (1.8)$$

и соответствующим ему

$$I_E = (I_B + I_{GB0}) / (1 - h_{21B}). \quad (1.9)$$

Решая совместно выражения (1.5) и (1.9), получаем

$$I_G = I_{GE0} + h_{21E} I_B, \quad (1.10)$$

где h_{21E} — статический коэффициент передачи тока базы в цепь коллектора, связанный с коэффициентом h_{21B} зависимостью

$$1 + h_{21E} = 1 / (1 - h_{21B}). \quad (1.11)$$

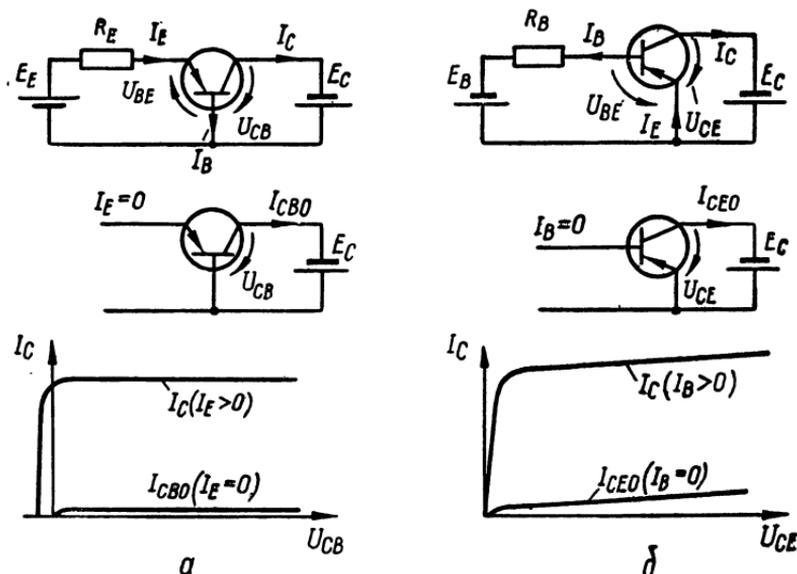


Рис. 2. Схемы включения транзистора с общей базой, измерения I_{CB0} и характеристика I_G при $I_E = \text{const}$ (а); схемы включения транзистора с общим эмиттером, измерения I_{GE0} и характеристика I_G при $I_B = \text{const}$ (б).

Ток I_{CE0} называют сквозным током коллектора. Он зависит от коэффициента передачи:

$$I_{CE0} = (1 + h_{21E}) I_{GB0} = I_{GB0} / (1 - h_{21B}). \quad (1.12)$$

Формулу (1.10) запишем в виде

$$I_C = I_{CB0} + h_{21E} (I_{CB0} + I_B), \quad (1.13)$$

из которого следует, что усиливаемым является суммарный ток $I_{CB0} + I_B$, а коэффициент

$$h_{21E} = (I_G - I_{GB0}) / (I_{GB0} + I_B). \quad (1.14)$$

При стабильных напряжениях источников E_E и E_B и стабильных сопротивлениях резисторов R_E и R_B (см. рис. 2) ток коллектора транзистора зависит от обратного тока коллектора I_{GBO} , статического коэффициента передачи h_{21B} (h_{21E}) и напряжения между выводами базы и эмиттера U_{BE} . Следовательно, нестабильность указанных параметров транзистора вызовет соответствующую нестабильность тока коллектора I_C , которая особенно велика при включении транзистора по схеме рис. 2, б, когда задан ток базы (при $E_B \gg U_{BE}$ $I_B \approx E_B/R_B$). Так, например, при изменении I_{GBO} от 1 до 50 мкА, h_{21E} — от 20 до 100 и при токе базы $I_B = 10$ мкА ток коллектора, согласно выражению (1.13), изменяется от 0,22 до 6,05 мА.

При включении транзистора по схеме рис. 2, а, когда задан ток эмиттера, который при $E_E \gg U_{BE}$ равен E_E/R_E , ток коллектора, согласно выражению (1.5) с учетом формулы (1.11), изменяется в небольших пределах: от 0,95 до 1,04 мА (для тех же значений I_{CBO} и h_{21E} и $I_E = 1$ мА). При этом, согласно выражению (1.8), ток базы нестабилен и изменяется от 47 до —40 мкА (ток базы может иметь положительное и отрицательное значения).

Из рассмотренных двух примеров видно, что стабилизация тока коллектора может быть получена при соответствующей дестабилизации тока базы, что достигается при включении транзистора по схеме рис. 2, а. Если принять дополнительные меры, обеспечивающие в соответствии с выражением (1.13) полную стабилизацию тока коллектора, ток базы необходимо регулировать в пределах от +49 до —40,5 мкА (для указанных значений I_{CBO} и h_{21E} и $I_G = 1$ мА).

В приведенных примерах не учитывалось влияние напряжения между выводами базы и эмиттера U_{BE} . При включении транзистора по схеме рис. 2, б это допустимо, так как дополнительная нестабильность тока коллектора, вносимая нестабильностью напряжения U_{BE} , незначительна. При включении транзистора по схеме рис. 2, а, когда ток коллектора достаточно стабилен, нестабильность U_{BE} влияет на ток коллектора. Это влияние напряжения U_{BE} рассмотрено в последующих параграфах.

В заключение отметим, что ток коллектора $I_C = \text{var}$ при $I_B = \text{const}$, $I_G \approx \text{const}$ при $I_E = \text{const}$ и может быть $I_G = \text{const}$ при соответствующем регулировании I_B (I_E).

Обобщенный параметр нестабильности режима $\Delta I_{\text{В0}}$. Обратный ток коллектора $I_{\text{ГВ0}}$ измеряется при разомкнутой цепи эмиттера, т. е. при $I_E = 0$ (см. рис. 2, а). В технических условиях (ТУ) на транзисторы значения $I_{\text{ГВ0}}$ приводятся для нормальной и повышенной температур, причем для низковольтных маломощных транзисторов $I_{\text{ГВ0}}$ дается обычно при $U_{\text{СВ}} < U_{\text{СВ max}}$, а для мощных и высоковольтных — при $U_{\text{СВ max}}$ ($U_{\text{СВ max}}$ — максимально допустимое напряжение между коллектором и базой). Для пониженной температуры значения $I_{\text{ГВ0}}$ ($I_{\text{ГВ0-}}$) в ТУ не приводятся, однако по сравнению с $I_{\text{ГВ0}}$ для повышенной температуры ($I_{\text{ГВ0+}}$) можно считать, что $I_{\text{ГВ0-}} \rightarrow 0$. Значения $I_{\text{ГВ0}}$, приводимые в ТУ, учитывают не только температурный уход, но и технологический разброс параметров.

Кроме того, у транзистора, работающего в усилительном режиме при $I_C \gg I_{\text{СВ0}}$, ток $I_{\text{СВ0}}$ увеличивается за счет дополнительного разогрева перехода при прохождении через него тока I_C . Так, например, $I_{\text{СВ0}}$ у транзистора ГТ309Б при $I_C \approx 1$ мА и $U_{\text{СЕ}} \approx 5$ В в соответствии с формулой (1.2) и $\Delta t = R_{\text{thja}} \Delta P$ [41, 45] может возрасти от 120 мкА (при $I_C = I_{\text{СВ0}}$) до 190 мкА.

Для расчетов обычно пользуются коэффициентом h_{21E} , значения которого приводятся в ТУ. Поэтому выражение (1.5) запишем с учетом этого коэффициента:

$$I_G = I_{\text{ГВ0}} + h_{21E} I_E / (1 + h_{21E}). \quad (1.15)$$

Нестабильность тока коллектора, обусловленная нестабильностью $I_{\text{СВ0}}$ и h_{21E} , при $I_E = \text{const}$

$$\Delta I_G = \Delta I_{\text{ГВ0}} + \frac{\Delta h_{21E} I_E}{(1 + h_{21E})(1 + h_{21E} + \Delta h_{21E})}, \quad (1.16)$$

где h_{21E} — начальное значение коэффициента передачи, соответствующее начальному значению тока коллектора I_G , относительно которого отсчитывается ΔI_G .

Коэффициент передачи h_{21E} нестабилен, он существенно зависит от тока эмиттера и температуры и слабо зависит от напряжения на коллекторе. При увеличении тока эмиттера коэффициент h_{21E} сначала растет, затем падает. В ТУ значения h_{21E} даются обычно для одного значения тока эмиттера или коллектора, но в справочниках приводятся зависимости h_{21E} от I_E (I_C) [45]. С ростом температуры h_{21E} обычно растет, увеличивая одновременно с $I_{\text{СВ0}}$, согласно формуле (1.16), нестабильность

тока коллектора. В ТУ на транзисторы значения h_{21B} даются для трех значений температуры: нормальной, пониженной и повышенной. Например, для транзистора ГТ309Б при $I_E = 1$ мА и $U_{CE} = 5$ В:

$t, ^\circ\text{C}$	-20	+20	+55
h_{21E}	30—180	60—180	60—380

Указанные значения учитывают не только температурный уход, но и технологический разброс h_{21E} .

В соответствии с приведенными значениями h_{21E} и формулой (1.16) нестабильность тока коллектора ГТ309Б в интервале температур от -20 до $+55^\circ\text{C}$ при $I_E = 1$ мА и $U_{CE} = 5$ В может быть $\Delta I_G = 0,22$ мА.

Так как ток базы $I_B = I_E - I_C$, а его нестабильность $\Delta I_B = \Delta I_E - \Delta I_C$, то при $I_E = \text{const}$ нестабильность тока базы $\Delta I_B = -\Delta I_G$ ($\Delta I_E = 0$). Следовательно,

$$\Delta I_{BO} = -\Delta I_{GBO} - \Delta h_{21E} I_E / (1 + h_{21E}) (1 + h_{21E} + \Delta h_{21E}), \quad (1.17)$$

где под ΔI_{BO} понимается ΔI_B при $I_E = \text{const}$. Поскольку нестабильность тока базы ΔI_{BO} зависит только от параметров транзистора при $I_E = \text{const}$, ее можно рассматривать как обобщенный (учитывающий влияние ΔI_{CBO} и Δh_{21E}) параметр транзистора для данного тока эмиттера. Например, для транзистора ГТ309Б при $I_E = 1$ мА в диапазоне температур от -20 до $+55^\circ\text{C}$ параметр $\Delta I_{BO} = -0,22$ мА.

Когда $\Delta h_{21E} \gg h_{21E \text{ min}}$, для определения ΔI_{BO} можно использовать приближенную формулу, получаемую из выражения (1.17):

$$\Delta I_{BO} \approx -I_{GBO+} - I_E / (1 + h_{21E-}), \quad (1.18)$$

где I_{GBO+} и h_{21E-} — максимальное и минимальное значения параметров для повышенной и пониженной температур соответственно. Для транзистора ГТ309Б согласно формуле (1.18) нестабильность тока базы $\Delta I_{BO} \approx -0,22$ мА, что соответствует результату, полученному при использовании формул (1.16) и (1.17).

Из формулы (1.18) следует, что влияние нестабильности h_{21E} на ΔI_{BO} и, следовательно, на ΔI_G больше при меньшем значении h_{21E-} . Например, для транзистора

ГТ309А с $h_{21E-} = 16$ и при том же значении $I_{CBO+} = 190$ мкА параметр $\Delta I_{BO} = -0,25$ мА. Для кремниевых транзисторов, у которых I_{CBO} меньше, влияние h_{21E} проявляется в большей степени.

При определении параметра ΔI_{CBO} удобно пользоваться формулой [11]

$$\Delta I_{BO-(+)} = I_E / (1 + h_{21E-(+)}) - I_{CBO-(+)}, \quad (1.19)$$

где ΔI_{BO-} , h_{21E-} , I_{CBO-} — параметры для пониженной температуры; ΔI_{BO+} , h_{21E+} , I_{CBO+} — параметры для повышенной температуры, причем ΔI_{BO-} и ΔI_{BO+} — изменения тока базы относительно номинального значения $I_{B \text{ ном}} = 0$.

Формула (1.19) получена из выражения $I_B = I_E - I_C = I_E / (1 + h_{21E}) - I_{CBO}$. Ток базы, состоящий из двух взаимно вычитаемых составляющих, может быть равен нулю (при равенстве составляющих) или иметь положительные или отрицательные значения. Так, например, для транзистора ГТ309Б с $h_{21E+} \leq 380$ и $I_{CBO+} \leq 190$ мкА при температуре $+55^\circ\text{C}$ ток базы $I_{B+} \geq -0,19$ мА (при $I_E = 1$ мА), а при температуре -20°C при $h_{21E-} \geq 30$ и $I_{CBO-} \rightarrow 0$ ток базы $I_{B-} \leq 0,03$ мА. Выразив ток базы через сумму номинального значения и нестабильности $I_B = I_{B \text{ ном}} + \Delta I_{BO}$ и приняв $I_{B \text{ ном}} = 0$, получим $\Delta I_{BO} = I_B$ и, следовательно, $\Delta I_{BO+} = I_{B+}$ и $\Delta I_{BO-} = I_{B-}$, что соответствует формуле (1.19).

Формула (1.19), в отличие от формулы (1.17) для полного значения нестабильности ΔI_{BO} , более удобна для расчетов, в частности, для «привязки» нестабильности ΔI_C к номинальному значению тока коллектора. В рассмотренном примере

$$\begin{aligned} \Delta I_{BO} &= \Delta I_{BO+} - \Delta I_{BO-} = -0,19 \text{ мА} - 0,03 \text{ мА} = \\ &= -0,22 \text{ мА}. \end{aligned}$$

Параметр ΔI_{BO} (ΔI_{BO+} и ΔI_{BO-}) можно определить также непосредственным измерением.

Обобщенный параметр нестабильности режима ΔU_{BE0} . Нестабильность параметров I_{CBO} и h_{21E} приводит к нестабильности тока коллектора $\Delta I_C = -\Delta I_B$, где $\Delta I_B = \Delta I_{BO}$ при $I_E = \text{const}$. Нестабильность тока эмиттера вызывает дополнительную нестабильность тока коллектора: $\Delta I_C = -\Delta I_E - \Delta I_B$ (см. рис. 3, б). Нестабильность тока эмиттера

при включении по схеме рис. 2, а зависит от нестабильности напряжения между выводами базы и эмиттера:

$$\Delta I_E = -\Delta U_{BE}/R_E \quad (1.20)$$

при $I_E = \text{const}$ и $R_E = \text{const}$.

В свою очередь, ΔU_{BE} определяется двумя составляющими

$$\Delta U_{BE} = \Delta U_{BE0} + \Delta I_E h_{11b}, \quad (1.21)$$

где

$$\Delta U_{BE0} = \Delta U + \Delta I_{BO} r_B \quad (1.22)$$

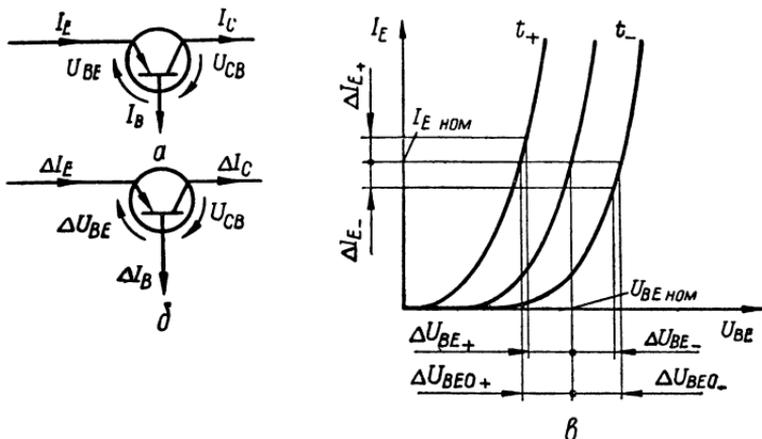


Рис. 3. Схема транзистора с обозначением полных токов и напряжений в его цепях (а), схема с обозначением нестабильностей (б) и вольт-амперные характеристики транзистора (в).

при $I_E = \text{const}$; ΔU — нестабильность напряжения на эмиттерном переходе, определяемая формулой (1.4); r_B — сопротивление базы; h_{11b} — входное сопротивление транзистора по цепи эмиттера относительно вывода базы (входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общей базой).

Решая уравнения (1.20) и (1.21), получаем

$$\Delta I_E = -\Delta U_{BE0}/(R_E + h_{11b}). \quad (1.23)$$

Аналогично параметру ΔI_{BO} нестабильность ΔU_{BE0} при $I_E = \text{const}$ можно рассматривать как второй обобщенный параметр нестабильности режима транзистора.

Значение ΔU_{BE0} (ΔU_{BE0+} и ΔU_{BE0-}) для конкретного типа транзистора и заданного тока эмиттера можно определить по входным вольт-амперным характеристикам $I_E = f(U_{BE})$ (рис. 3, в). Величина $U_{BE \text{ ном}}$, от которой

отсчитываются ΔU_{BE0+} и ΔU_{BE0-} , как и величина $I_{B \text{ ном}}$, является условной. Так как $I_{B \text{ ном}} = 0$, можно считать, что $U_{BE \text{ ном}}$ равно напряжению на эмиттерном переходе (для данного тока эмиттера), хотя это и не обязательно. В справочниках иногда приводится усредненная характеристика $I_E = f(U_{BE})$ для конкретного типа транзистора, которую можно считать номинальной. Граничные характеристики (t_+ и t_-), учитывающие температурные уход и технологический разброс параметров транзистора, не даются. Поэтому величины ΔU_{BE0} (ΔU_{BE0+} и ΔU_{BE0-}) и $U_{BE \text{ ном}}$ определяют обычно путем непосредственных измерений.

Как будет показано ниже, обобщенные параметры ΔI_{BO} и ΔU_{BE0} пригодны для анализа и расчета стабилизированных усилительных каскадов, в которых режим транзистора близок к режиму транзистора, включенного по схеме рис. 2, а. Анализ и расчет нестабильных каскадов (см. рис. 2, б) проводится без учета параметров ΔI_{BO} и ΔU_{BE0} .

2. РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА В ОДНОТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДАХ

Ток коллектора при включении транзистора по схеме с общим эмиттером. Схемы усилительных каскадов на одном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, показаны на рис. 4. Вывод эмиттера является общим не только для входной и выходной цепей усиливаемого сигнала, но и для цепей постоянного тока: цепи смещения, содержащей источник E_C , резистор R_B и участок база—эмиттер транзистора, и цепи питания, содержащей источник E_C , резистор R_C и участок коллектор—эмиттер транзистора.

Усилительные каскады по схеме рис. 4, б и в отличаются от каскада по схеме рис. 4, а тем, что в цепь тока эмиттера транзистора включен резистор R_E , при котором обеспечивается отрицательная обратная связь по постоянному току. Благодаря резистору R_E , включенному одновременно в цепи смещения и питания, увеличение тока коллектора вызывает уменьшение тока базы и соответствующее ему уменьшение тока коллектора. Таким образом, включение резистора R_E приводит к некоторой стабилизации тока коллектора. Качественная оценка стабилизации тока коллектора дана ниже.

Усилительный каскад по схеме рис. 4, а соответствует схеме рис. 2, б при $E_B = E_C$ (источник E_C является общим для цепей смещения и питания). Упростив выражения (1.7) и (1.13), определяющие токи в цепях транзистора: $I_B \approx E_C/R_B$ и $I_C \approx h_{21E} (I_{CBO} + I_B)$, а затем решив их относительно I_B , получим:

$$I_G \approx (I_{CBO} + E_G/R_B) h_{21E}. \quad (1.24)$$

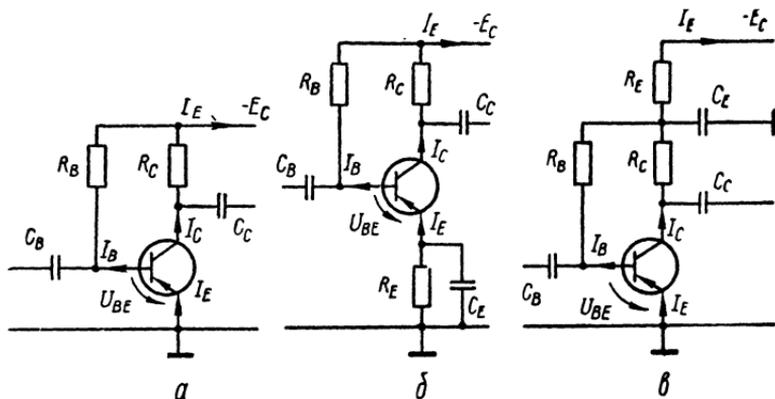


Рис. 4. Схема усилительного каскада при включении транзистора по схеме с общим эмиттером:

а — без отрицательной обратной связи; б, в — с отрицательной обратной связью по постоянному току.

Из выражения (1.24) следует, что нестабильность тока коллектора при включении транзистора по схеме рис. 4, а меньше при меньших значениях h_{21E} (при той же относительной нестабильности h_{21E}). Это обусловлено тем, что для получения того же значения тока I_G ток базы должен быть больше (член E_C/R_B), благодаря чему нестабильность тока I_{CBO} составляет меньшую долю в суммарном токе $I_{CBO} + E_C/R_B$. Так, например, если для $I_B = 10$ мкА при $I_{CBO} = 1 \dots 50$ мкА и $h_{21E} = 20 \dots 100$ ток коллектора $I_C = 0,22 \dots 6$ мА, то для $I_B = 20$ мкА при $h_{21E} = 10 \dots 50$ $I_G = 0,21 \dots 3,5$ мА.

Для усилительных каскадов по схемам рис. 4, б и в ток базы

$$I_B = (E_G - U_{BE} - I_E R_E) / R_B \approx E_C - I_E R_E / R_B$$

или, учитывая, что $I_E = I_B + I_C$,

$$I_B = (E_G - U_{BE} - I_C R_E) / (R_B + R_E) \approx (E_G - I_C R_E) / (R_B + R_E). \quad (1.25)$$

Решая совместно уравнения (1. 25) и $I_G \approx h_{21E}(I_{CBO} + I_B)$, получаем при $R_B \gg R_E$:

$$I_G \approx (I_{CBO} + E_C/R_B) h_{21E \text{ экв}}, \quad (1.26)$$

где эквивалентный коэффициент передачи, учитывающий «шунтирующее» действие отношения R_B/R_E ,

$$h_{21E \text{ экв}} \approx h_{21E} \parallel \frac{R_B}{R_E}. \quad (1.27) *$$

Выражение (1.26) соответствует выражению (1.24) при $h_{21E \text{ экв}} = h_{21E}$. Из выражений (1.26) и (1.27) следует, что нестабильность тока коллектора при включении транзистора по схеме рис. 4, б и в меньше, чем при включении по схеме рис. 4, а. Так, если для каскада по схеме рис. 4, а с $E_C = 6,3$ В и $R_B = 620$ кОм ($I_B \approx 10$ мкА) ток коллектора $I_C = 0,22 \dots 6$ мА при $I_{CBO} = 1 \dots 50$ мкА и $h_{21E} = 20 \dots 100$, то для каскадов по схемам рис. 4, б и в с $E_C = 12,6$ В, $R_B = 620$ кОм и $R_E = 6,2$ кОм: $h_{21E} \parallel (R_B/R_E) = 17 \dots 50$, $I_G = 0,36 \dots 3,5$ мА. Несмотря на то, что в рассматриваемом примере величина сопротивления резистора взята достаточно большой (6,2 кОм) при соответствующем увеличении напряжения питания (12,6 В вместо 6,3 В), нестабильность тока коллектора все-таки весьма велика.

Упрощенная формула (1.26) удобна для расчетов. В связи с подбором величины сопротивления резистора R_B , необходимым в большинстве случаев для усилительных каскадов по схемам рис. 4, технологический разброс параметров I_{CBO} и h_{21E} при подстановке их значений в формулу (1.26) учитывать не следует, но необходимо учитывать их зависимость от тока коллектора (эмиттера), который меняется в достаточно широких пределах. Точная формула для тока коллектора при включении транзистора по схемам рис. 4

$$I_G = I_{GBO} \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B(1 - h_{21B})} + (E_G - U_{BE}) \frac{h_{21B}}{R_E + R_B(1 - h_{21B})}. \quad (1.28)$$

Нестабильность тока коллектора при включении транзистора по схеме с общей базой. Цепи постоянного тока для транзистора, включенного по схеме с общей базой,

* Знаком \parallel для простоты записи обозначают «параллельность» действия двух величин: $a \parallel b = ab/(a + b)$ [43].

для полных значений токов и напряжений показаны на рис. 5, а, а для их нестабильностей — на рис. 5, б (согласно рис. 3, а и б соответственно).

При достаточно больших значениях E_E и R_E , когда $E_E \gg U_{BE}$ и $I_E \approx E_E/R_E = \text{const}$, нестабильность тока коллектора $\Delta I_C \approx -\Delta I_{B0}$. В большинстве случаев значения E_E и R_E не настолько велики, чтобы ток коллектора не зависел от нестабильности напряжения между выводами

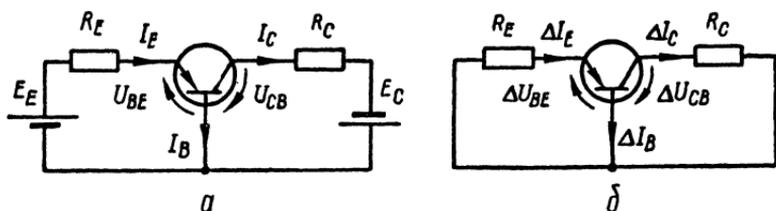


Рис. 5. Схема цепи постоянного тока при включении транзистора по схеме с общей базой:

а — для полных значений токов и напряжений; б — для нестабильностей.

базы и эмиттера. Для схемы рис. 5, б запишем два уравнения:

для контура эмиттерно-базовой цепи транзистора

$$\Delta I_E R_E + \Delta U_{BE} = 0, \quad (1.29)$$

для узла, содержащего транзистор с тремя выводами,

$$\Delta I_G = \Delta I_E - \Delta I_B.$$

Решая уравнения относительно ΔI_E , получаем:

$$\Delta I_G = -\Delta I_B - \Delta U_{BE}/R_E, \quad (1.30)$$

где нестабильности ΔI_B и ΔU_{BE} , в отличие от параметров ΔI_{B0} и ΔU_{BE0} , зависят от ΔI_E .

В связи с включением резистора R_C , нестабильность ΔU_{BE} для схемы рис. 5, б, в отличие от выражения (1.21),

$$\Delta U_{BE} = \Delta U_{BE0} + \Delta I_E h_{11b} + \Delta I_C R_C h_{12b}. \quad (1.31)$$

Однако параметр h_{12b} весьма мал (например, для транзистора ГТ311Е $h_{12b} \leq 1,5 \cdot 10^{-3}$), и членом $\Delta I_C R_C h_{12b}$ можно пренебречь (например, при $\Delta I_C \leq 0,2$ мА, $R_C = 10$ кОм, $\Delta I_C R_C h_{12b} \leq 3$ мВ, тогда как ΔU_{BE0} составляет обычно десятые доли вольта). Поэтому можно считать, подобно выражению (1.21), что $\Delta U_{BE} \approx \Delta U_{BE0} + \Delta I_E h_{11b}$.

Нестабильность напряжения между выводами базы и эмиттера с учетом зависимости параметра h_{11b} от температуры

$$\Delta U_{BE} = \Delta U_{BE0} + \Delta I_E h_{11bt}, \quad (1.32)$$

где h_{11bt} — значение параметра, которое определяется по соответствующей кривой t (t_+ или t_-) на рис. 3, в.

Нестабильность тока базы определяется из выражения (1.8):

$$I_B + \Delta I_B = [1 - (h_{21B} + \Delta h_{21B})] (I_E + \Delta I_E) - (I_{CBO} + \Delta I_{CBO}),$$

откуда

$$\Delta I_B = \Delta I_{BO} + \Delta I_E (1 - h_{21Bt}), \quad (1.33)$$

где $h_{21Bt} = h_{21B} + \Delta h_{21B}$.

Решая совместно уравнения (1.29), (1.32) и (1.33), получаем

$$\Delta I_C = -\Delta I_{CBO} - \Delta U_{BE0} h_{21Bt} / (R_E + h_{11bt}).$$

При $h_{21Bt} \approx 1$ и $R_E \gg h_{11bt}$ последнее выражение упрощается:

$$\Delta I_C \approx -\Delta I_{CBO} - \Delta U_{BE0} / R_E. \quad (1.34)$$

Пример 1. Для транзистора с $h_{21E} = 20 \dots 100$, $I_{CBO} = 1 \dots 50$ мкА, $\Delta I_{BO} = -86,7$ мкА, $\Delta U_{BE0} = -0,15$ В и $R_E = 3$ кОм нестабильность тока коллектора $\Delta I_C \approx 0,14$ мА (при $I_C = 1$ мА). Таким образом, нестабильность тока коллектора при включении транзистора по схеме рис. 5, как и по схеме рис. 2, а, составляет небольшую долю от его полного значения.

Нестабильность тока коллектора при включении транзистора по схеме с эмиттерно-базовой отрицательной обратной связью. Высокоомный резистор R_B в усилительном каскаде (см. рис. 4, б) можно заменить низкоомным делителем из двух резисторов R'_B и R''_B (рис. 6, а). Схемы рис. 6, б и в отличаются от схем рис. 5, а и б введением эквивалентного резистора R_B ($R_B = R'_B \parallel R''_B$).

Соответственно уравнение эмиттерно-базовой цепи

$$\Delta I_E R_E + \Delta U_{BE} + \Delta I_B R_B = 0 \quad (1.35)$$

и уравнение для нестабильности тока коллектора

$$\Delta I_C = -\Delta I_B (1 + R_B / R_E) - \Delta U_{BE} / R_E. \quad (1.36)$$

Благодаря наличию R_B выражение ΔU_{BE} , в отличие от (1.31), дополнилось двумя членами: $\Delta I_{BO}R_B$ и $\Delta I_C R_C h_{22b} R_B$. В результате

$$\Delta U_{BE} = \Delta U_{BE0} + \Delta I_E h_{11b} + \Delta I_C R_C h_{12b} + \Delta I_{BO} R_B + \Delta I_C R_C h_{22b} R_B. \quad (1.37)$$

Членом $\Delta I_C R_C h_{22b} R_B$, по сравнению с $\Delta I_{BO} R_B$, можно пренебречь, так как обычно $\Delta I_C R_C h_{22b} \ll \Delta I_{BO}$ (например, при $\Delta I_C \leq 3 \Delta I_{BO}$, $R_C = 10$ кОм и $h_{22b} \leq 3 \cdot 10^{-6}$: $\Delta I_C R_C h_{22b} \ll$

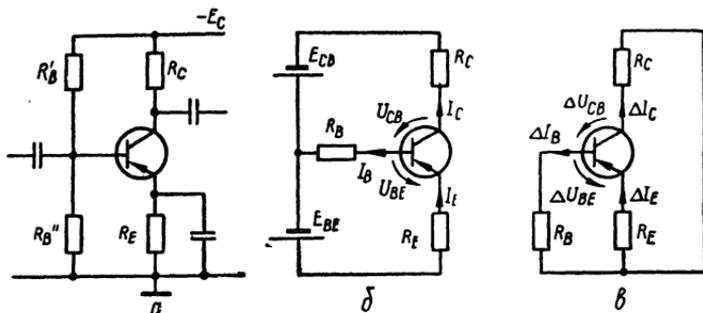


Рис. 6. Схема усилительного каскада с эмиттерно-базовой связью по постоянному току:

a — полная; *б* — эквивалентная для полных значений токов и напряжений; *в* — для нестабильностей.

$\leq 0,09 \Delta I_{BO}$). Аналогично выражению (1.32) получаем формулу для ΔU_{BE} , учитывающую влияние R_B :

$$\Delta U_{BE} \approx \Delta U_{BE0} + \Delta I_E h_{11b} + \Delta I_{BO} R_B. \quad (1.38)$$

Подставляя выражения (1.38) и (1.33) вместо ΔU_{BE} и ΔI_B в уравнение эмиттерно-базовой цепи (1.35), получаем

$$\Delta I_C = -\Delta I_{BO} \frac{R_E + h_{11b} + R_B}{R_{E\Sigma}} - \Delta U_{BE0} \frac{h_{21Bt}}{R_{E\Sigma}}, \quad (1.39)$$

$$\text{где } R_{E\Sigma} = R_E + h_{11b} + (1 - h_{21Bt}) R_B. \quad (1.40)$$

При $h_{21Bt} \approx 1$ и условии

$$R_E \gg h_{11b \max} + (1 - h_{21B \min}) R_B, \quad (1.41)$$

где $h_{11b \max}$ и $h_{21B \min}$ — соответственно максимальное и минимальное значения параметров h_{11b} и h_{21B} , нестабильность тока коллектора

$$\Delta I_C \approx -\Delta I_{BO} - \frac{\Delta I_{BO} R_B + \Delta U_{BE0}}{R_B} =$$

$$= -\Delta I_{BO} \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) - \Delta U_{BE0} \frac{1}{R_E}. \quad (1.42)$$

Сравнивая формулы (1.42) и (1.36), отметим, что при тех же условиях нестабильность тока базы и нестабильность напряжения база — эмиттер близки к значениям параметров нестабильности:

$$\Delta I_B \approx \Delta I_{BO}; \quad (1.43)$$

$$\Delta U_{BE} \approx \Delta U_{BE0}. \quad (1.44)$$

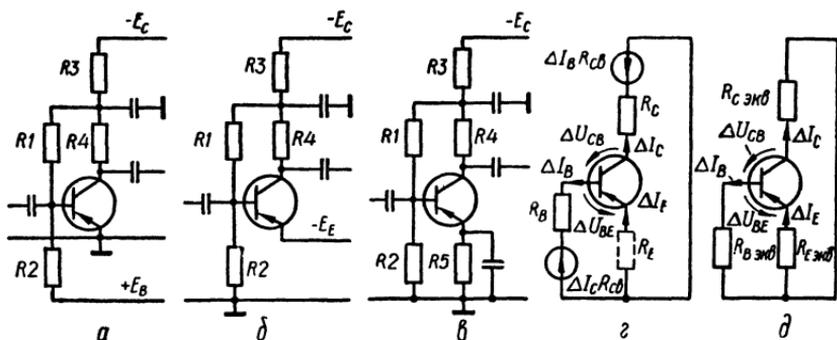


Рис. 7. Схема усилительного каскада: а, б — с коллекторно-базовой; в — с комбинированными обратными связями; г, д — эквивалентная схема для нестабильностей токов и напряжений.

Нестабильность тока коллектора при включении транзистора по схеме с коллекторно-базовой отрицательной обратной связью. Наряду с включением транзисторов по схеме с эмиттерно-базовой отрицательной обратной связью (см. рис. 6, а) используется включение транзисторов по схемам с коллекторно-базовой (рис. 7, а и б) и комбинированной (рис. 7, в) отрицательными обратными связями. Усилительные каскады по схемам рис. 7, а и б идентичны и отличаются местом включения источника напряжения смещения ($+E_B$ и $-E_E$). На рис. 7, г показана эквивалентная схема, содержащая эквивалентные источники $\Delta I_C R_{CB}$ и $\Delta I_B R_{CB}$, обусловленные коллекторно-базовой связью. Для схемы рис. 7, г эквивалентные сопротивления цепей базы и коллектора и сопротивление связи:

$$R_B = (R_1 + R_3) R_2 / (R_1 + R_2 + R_3); \quad (1.45)$$

$$R_G = (R_1 + R_2) R_3 / (R_1 + R_2 + R_3) + R_4; \quad (1.46)$$

$$R_{CB} = R_2 R_3 / (R_1 + R_2 + R_3). \quad (1.47)$$

Подобно уравнениям (1.29) и (1.35) запишем уравнение эмиттерно-базовой цепи для схемы рис. 7, *г* при $R_E = 0$ ($R_E = R_5$ в схеме рис. 7, *в*):

$$\Delta U_{BE} + \Delta I_B R_B + \Delta I_C R_{CB} = 0. \quad (1.48)$$

Обозначив

$$R_{B \text{ экв}} = R_B - R_{CB}; \quad (1.49)$$

$$R_{E \text{ экв}} = R_{CB}, \quad (1.50)$$

уравнение (1.48) запишем в виде

$$\Delta I_E R_{E \text{ экв}} + \Delta U_{BE} + \Delta I_B R_{B \text{ экв}} = 0, \quad (1.51)$$

соответствующем уравнению (1.35) для схемы рис. 6, *в*, в котором R_B и R_E заменены на $R_{B \text{ экв}}$ и $R_{E \text{ экв}}$. В связи с этим, а также с учетом

$$R_{C \text{ экв}} = R_C - R_{CB}, \quad (1.52)$$

схему рис. 7, *г* заменим схемой рис. 7, *д*, аналогичной схеме с эмиттерно-базовой отрицательной обратной связью при значениях эквивалентных сопротивлений согласно выражениям (1.49), (1.50) и (1.52).

Усилительный каскад с комбинированной отрицательной обратной связью (рис. 7, *в*) содержит две цепи обратной связи (эмиттерно-базовую и коллекторно-базовую) и отличается от каскада по схеме рис. 7, *б* тем, что вместо источника $-E_E$ включен резистор R_5 . Соответственно для эквивалентной схемы рис. 7, *г* $R_E = R_5$, а для схемы рис. 7, *д*

$$R_{E \text{ экв}} = R_E + R_{CB}. \quad (1.53)$$

Уравнение эмиттерно-базовой цепи для схемы рис. 7, *в*

$$\Delta U_{BE} + \Delta I_B R_B + \Delta I_C R_{CB} + \Delta I_E R_E = 0, \quad (1.54)$$

а для схемы рис. 7, *д* справедливо уравнение (1.51), но с $R_{E \text{ экв}}$, согласно выражению (1.53).

Таким образом, выражения (1.39), (1.40) и (1.42) справедливы и для усилительных каскадов с коллекторно-базовой и комбинированной обратными связями при соответствующих значениях эквивалентных сопротивлений:

$$\Delta I_G \approx -\Delta I_{BO} (1 + R_{B \text{ экв}}/R_{E \text{ экв}}) - \Delta U_{BEO}/R_{E \text{ экв}} \quad (1.55)$$

при условии

$$R_{E \text{ экв}} \gg h_{11b \text{ max}} + (1 - h_{21b \text{ min}}) R_{B \text{ экв}}, \quad (1.56)$$

аналогично условию (1.41). Остаются в силе и выражения (1.43) и (1.44) для ΔI_B и ΔU_{BE} .

Схему каскада с комбинированной обратной связью можно рассматривать как наиболее общую, которая при $R_E = 0$ превращается в схему с коллекторно-базовой, а при $R_3 = 0$ — в схему с эмиттерно-базовой обратной связью. В последнем случае $R_{св} = 0$ и соответственно $R_{В экв}$, $R_{Е экв}$ и $R_{С экв}$, определяемые выражениями (1.49), (1.52) и (1.53), равны R_B , R_E и R_C . Обобщенной схемой однотранзисторного каскада по постоянному току принято считать схему

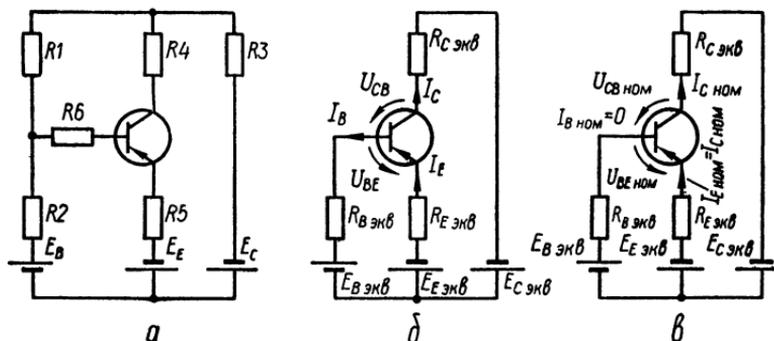


Рис. 8. Обобщенная схема однотранзисторного каскада по постоянному току (а) и эквивалентная схема для полных (б) и номинальных (в) значений токов и напряжений.

на рис. 8, а, которая содержит дополнительно резистор R_6 . Для схемы рис. 8, а, в отличие от выражения (1.45),

$$R_B = (R_1 + R_3) R_2 / (R_1 + R_2 + R_3) + R_6 \quad (1.57)$$

при тех же R_C и $R_{св}$ и при $R_E = R_5$.

Нестабильность напряжения между коллектором и базой транзистора в различных усилительных каскадах. Выше рассматривалась нестабильность тока коллектора для различных схем включения транзистора. Наряду с нестабильностью тока коллектора, необходимо определять нестабильность напряжения на коллекторе, так как обе величины (ток и напряжение) определяют способность транзистора выполнять функции усилительного элемента.

Напряжение на коллекторе транзистора при включении по схеме с общим эмиттером (см. рис. 4, а)

$$U_{CB} \approx U_{CE} \approx E_C - I_C R_C, \quad (1.58)$$

по схемам рис. 4, б и в

$$U_{CB} \approx U_{CE} \approx E_C - I_C R_C - I_E R_E \approx E_C - I_C (R_C + R_E), \quad (1.59)$$

где ток коллектора I_G определяется выражениями (1.24) и (1.26) соответственно.

Нестабильность напряжения коллектор—база при включении транзистора:

по схеме с общей базой (см. рис. 5, б)

$$\Delta U_{GB} = -\Delta I_G R_G, \quad (1.60)$$

по схеме с эмиттерно-базовой отрицательной обратной связью (см. рис. 6, в)

$$\Delta U_{CB} = \Delta I_B R_B - \Delta I_G R_G, \quad (1.61)$$

по схемам с коллекторно-базовой и комбинированной обратными связями (см. рис. 7, д)

$$\Delta U_{GB} = \Delta I_B R_{B_{\text{экв}}} - \Delta I_G R_{G_{\text{экв}}}. \quad (1.62)$$

Подставляя выражения (1.34), (1.42), (1.43) и (1.55) для схем рис. 5, б, 6, в и 7, д соответственно, получаем:

$$\Delta U_{CB} \approx \Delta I_{BO} R_G + \Delta U_{BE0} R_C / R_E; \quad (1.63)$$

$$\Delta U_{CB} \approx \Delta I_{BO} \left[\left(1 + \frac{R_B}{R_E} \right) R_G + R_B \right] + \Delta U_{BE0} \frac{R_G}{R_E}; \quad (1.64)$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{GB} \approx \Delta I_{BO} \left[\left(1 + \frac{R_{B_{\text{экв}}}}{R_{E_{\text{экв}}}} \right) R_{G_{\text{экв}}} + R_{B_{\text{экв}}} \right] + \\ + \Delta U_{BE0} \frac{R_{G_{\text{экв}}}}{R_{E_{\text{экв}}}}. \end{aligned} \quad (1.65)$$

Формула (1.65), как и формула (1.55), наиболее общая для ΔU_{CB} . Соответственно формулы (1.63) и (1.64) являются ее частными случаями. Нестабильность напряжения на коллекторе транзистора зависит от нестабильности тока коллектора, тогда как нестабильность тока коллектора от нестабильности напряжения практически не зависит.

3. ОБОБЩЕННЫЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ПОСТОЯННЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА

Выражения для ΔI_G и ΔU_{GB} и коэффициенты нестабильности. Выражения искомым нестабильностей ΔI_G и ΔU_{CB} транзистора при включении его по схемам рис. 5, 6 и 7 запишем в общем виде:

$$\Delta I_G = -\Delta I_{BO} S - \Delta U_{BE0} N; \quad (1.66)$$

$$\Delta U_{GB} = \Delta I_{BO} C + \Delta U_{BE0} H, \quad (1.67)$$

где ΔI_{BO} и ΔU_{BEO} — параметры транзистора, вызывающие нестабильность его режима; коэффициенты нестабильности, характеризующие способность усилительного каскада стабилизировать режим:

$$S \approx 1 + R_{B \text{ экв}}/R_{E \text{ экв}}; \quad (1.68)$$

$$N = 1/R_{E \text{ экв}}, \quad (1.69)$$

$$C = SR_{G \text{ экв}} + R_{B \text{ экв}}; \quad (1.70)$$

$$H = NR_{G \text{ экв}}. \quad (1.71)$$

Выражения для коэффициентов записаны в общем виде. Для усилительного каскада с эмиттерно-базовой связью (см. рис. 6):

$$S \approx 1 + R_B/R_E; \quad (1.72)$$

$$N \approx 1/R_E; \quad (1.73)$$

$$C = SR_C + R_B; \quad (1.74)$$

$$H = NR_G. \quad (1.75)$$

Для усилительного каскада при включении транзистора по схеме с общей базой (см. рис. 5 при $R_B = 0$): $S \approx \approx 1$, $N = 1/R_E$, $C = SR_C$ и $H = NR_C$.

Выражения (1.66) и (1.67) предназначены для определения ΔI_G и ΔU_{CB} . Нестабильности тока эмиттера и напряжения между выводами коллектора и эмиттера:

$$\Delta I_E \approx \Delta I_G + \Delta I_B \approx -\Delta I_{BO}(S - 1) - \Delta U_{BEO}N; \quad (1.76)$$

$$\Delta U_{GE} \approx \Delta U_{GB} + \Delta U_{BE} \approx \Delta I_{BO}C + \Delta U_{BEO}(H + 1). \quad (1.77)$$

Согласно выражениям (1.76) и (1.77), нестабильности ΔI_E меньше, а ΔU_{CE} больше, чем ΔI_G и ΔU_{GB} соответственно.

Из формул (1.66) и (1.67) следует, что для одной и той же нестабильности режима (ΔI_G и ΔU_{CB}) коэффициенты нестабильности могут быть взяты большими при меньших значениях параметров ΔI_{BO} и ΔU_{BEO} . Большие значения S , N , C и H соответствуют меньшим значениям R_E ($R_{E \text{ экв}}$) и большим значениям R_B ($R_{B \text{ экв}}$), т. е. более экономичному построению усилительных каскадов. При минимальных значениях коэффициентов $S \rightarrow 1$ и $N \rightarrow 0$ обеспечивается минимальная нестабильность режима: $\Delta I_G \rightarrow -\Delta I_{BO}$, $\Delta U_{CB} \rightarrow \Delta I_{BO}R_G$, $\Delta I_E \rightarrow 0$, $\Delta U_{GE} \rightarrow \Delta I_{BO}R_G + \Delta U_{BEO}$, а дополнительно при $R_G \rightarrow 0$: $\Delta U_{GB} \rightarrow 0$, $\Delta U_{GE} \rightarrow \Delta U_{BEO}$.

Номинальные и полные значения тока и напряжения в цепях транзистора. При расчете режима работы транзистора определяют полные значения коллекторного тока и напряжения на коллекторе. При анализе усилительных каскадов с включением транзистора по схеме с общим эмиттером рассматривались выражения (1.24), (1.26), (1.58) и (1.59) для указанных полных значений тока и напряжения.

При анализе усилительных каскадов, в которых обеспечивается стабилизация режима благодаря включению транзистора по схемам с общей базой, с эмиттерно-базовой, коллекторно-базовой и комбинированной обратными связями, рассматривались выражения для нестабильностей тока и напряжения. Поэтому полные значения токов и напряжений в этом случае определяются как сумма номинальных значений и нестабильностей:

$$I_G = I_{G \text{ ном}} + \Delta I_G; \quad (1.78)$$

$$U_{GB} = U_{GB \text{ ном}} + \Delta U_{GB}. \quad (1.79)$$

На рис. 8, а показана обобщенная схема одностороннего каскада по постоянному току. Напряжение эквивалентных источников рис. 8, б и в:

$$E_{B \text{ экв}} = E_B \frac{R_1 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} - E_G \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_3}; \quad (1.80)$$

$$E_{G \text{ экв}} = E_C \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} - E_B \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}; \quad (1.81)$$

$$E_{E \text{ экв}} = E_E. \quad (1.82)$$

Приступая к анализу схемы рис. 8, в, отметим прежде всего следующее. При определении параметра ΔI_{BO} (ΔI_{BO+} и ΔI_{BO-}) по формуле (1.19) было принято, что $I_{B \text{ ном}} = 0$, а при определении ΔU_{BEO} (ΔU_{BEO+} и ΔU_{BEO-}) номинальное значение $U_{BE \text{ ном}}$ не равно нулю.

Запишем уравнения эмиттерно-базовой и коллекторно-базовой цепей для схемы рис. 8, в:

$$I_{C \text{ ном}} R_{E \text{ экв}} + U_{BE \text{ ном}} = E_{EB};$$

$$U_{GB \text{ ном}} + I_{C \text{ ном}} R_{G \text{ экв}} = E_{CB},$$

которые соответствуют выражениям

$$I_{G \text{ ном}} = (E_{EB} - U_{BE \text{ ном}})N; \quad (1.83)$$

$$U_{CB \text{ ном}} = E_{CB} - (E_{EB} - U_{BE \text{ ном}}) N, \quad (1.84)$$

где N и H — известные коэффициенты, определяемые по формулам (1.69) и (1.71); $E_{EB} = E_{E \text{ экв}} - E_{B \text{ экв}}$, $E_{CB} = E_{C \text{ экв}} + E_{B \text{ экв}}$ — напряжения эквивалентных источников.

Сводная таблица основных формул и пример расчета. В табл. 1 приведены основные формулы для токов и напряжений различных усилительных каскадов. Усилительные каскады разбиты на две группы: с нестабильным режимом при $I_B \rightarrow \text{const}$ и со стабильным при $I_E \rightarrow \text{const}$.

Пример 2. Рассчитаем нестабильность режима транзистора в усилительном каскаде (см. рис. 6, а) со следующими данными: транзистор типа ГТ309А, $R'_B = 6,8$ кОм, $R''_B = R_C = R_E = 3,3$ кОм, $E_C = 10$ В, температура от -20 до $+55^\circ\text{C}$.

Определяем $h_{21E} = 16 \dots 140$ для $I_E = 1$ мА и $I_{CBO} < 120$ мкА [45]. Согласно экспериментальным данным (в ТУ и справочниках эти данные отсутствуют) при $I_E = 1$ мА $\Delta U_{BE0+} = -0,1$ В, $\Delta U_{BE0-} = 0,15$ В, $U_{BE \text{ ном}} = 0,1$ В. Тепловое сопротивление переход—среда $R_{thja} = 1^\circ\text{C}/\text{мВт}$. Максимальная величина $h_{11b \text{ max}} = 38$ Ом, а минимальная величина $h_{21B \text{ min}} = 0,94$, соответствующая $h_{21E \text{ min}} = 16$ [45]. При $R_E = 3,3$ кОм и $R_B = R'_B \parallel R''_B = 2,2$ кОм условие (1.41) выполняется, так как $h_{11b \text{ max}} + (1 - h_{21B \text{ min}}) R_B = 0,17$ кОм, в связи с чем усилительный каскад с приведенными данными относится к группе со стабильным режимом.

Коэффициенты нестабильности: $S = 1 + R_B/R_E = 1,7$; $N = 0,3$ кОм $^{-1}$; $C = 7,8$ кОм и $H = 1$. Напряжения эквивалентных источников: $E_{EB} = E_C R''_B / (R'_B + R''_B) = 3,3$ В; $E_{CB} = E_C - E_{EB} = 6,7$ В. Номинальные значения токов и напряжений: $I_{C \text{ ном}} = (E_{EB} - U_{BE \text{ ном}}) N = 1,05$ мА ≈ 1 мА; $U_{CB \text{ ном}} = E_{CB} - (E_{EB} - U_{BE \text{ ном}}) H = 3,5$ В.

Параметры нестабильности. Перегрев коллекторного перехода $\Delta t = R_{thja} I_C U_{CB} = 3,7^\circ\text{C}$. С учетом перегрева $I_{CBO+} = 120$ мкА $\times e^{0,09 \cdot 3,7} = 170$ мкА. Нестабильность тока базы, согласно формуле (1.19), $\Delta I_{BO+} = -0,16$ мА; $\Delta I_{BO-} = 0,06$ мА.

По данным коэффициентов и параметров нестабильности определяем ΔI_C и ΔU_{CB} : $\Delta I_{C+} = 0,3$ мА; $\Delta I_{C-} = -0,15$ мА; $\Delta U_{CB+} = -1,35$ В; $\Delta U_{CB-} = 0,6$ В. По данным ΔI_C и ΔU_{CB} и номинальных значений $I_{C \text{ ном}}$ и $U_{CB \text{ ном}}$ определяем полные значения токов и напряжений: $I_C = 0,9 \dots 1,35$ мА; $U_{CB} = 2,15 \dots 4,1$ В.

Полученные значения тока и напряжения учитывают не только температурный уход, но и технологический разброс параметров транзисторов данного типа. Следовательно, в указанном диапазоне температур независимо от экземпляра транзистора его ток и напряжение будут в пределах полученных значений I_C и U_{CB} .

Сводная таблица основных формул для различных усилительных каскадов

Режим транзистора	Схема включения транзистора	Ток	Напряжение	Примечание
Нестабильный при $I_B \uparrow \text{const}$	С общим эмиттером (см. рис. 4, а)	$I_C \approx \left(I_{CBO} + \frac{E_B}{R_B} \right) \times h_{21E_{\text{экв}}}$	$U_{CE} = E_G - I_G R_{G_{\text{экв}}}$	$h_{21E_{\text{экв}}} = h_{21E};$ $R_{C_{\text{экв}}} = R_G$
	С общим эмиттером и отрицательной обратной связью (см. рис. 4, б, в)			$h_{21E_{\text{экв}}} = h_{21E} \left\ \frac{R_B}{R_E} \right\ ;$ $R_{C_{\text{экв}}} \approx R_G + R_E$
Стабильный при $I_E \uparrow \text{const}, R_{E_{\text{экв}}} \gg h_{11B} + (1 - h_{21B}) R_{B_{\text{экв}}}$	С общей базой (см. рис. 5)	$I_G \approx I_{C_{\text{ном}}} + \Delta I_G;$	$U_{CB} = U_{CB_{\text{ном}}} + \Delta U_{CB};$	$\Delta I_{BO}, \Delta U_{BEO},$ $U_{BE_{\text{ном}}} - \text{параметры}$ $\text{транзистора при } I_E \Rightarrow \text{const}$
	С эмиттерно-базовой обратной связью (см. рис. 6)	$I_{C_{\text{ном}}} = (E_{EB} - U_{BE_{\text{ном}}}) N;$	$U_{CB_{\text{ном}}} = E_{CB} - (E_{EB} - U_{BE_{\text{ном}}}) H;$	
	С коллекторно-базовой обратной связью (см. рис. 7, а, б)	$\Delta I_G \approx -\Delta I_{BO} S - \Delta U_{BEO} N,$	$\Delta U_{CB} \approx \Delta I_{BO} C + \Delta U_{BEO} H,$	
	С комбинированной обратной связью (см. рис. 7, в)	$S = 1 + \frac{R_{B_{\text{экв}}}}{R_{E_{\text{экв}}}};$	$C = S R_{G_{\text{экв}}} + R_{B_{\text{экв}}};$	
		$N = \frac{1}{R_{E_{\text{экв}}}}$	$H = N R_{G_{\text{экв}}}$	

Глава II

СТАБИЛИЗАЦИЯ И РАСЧЕТ РЕЖИМА ГАЛЬВАНИЧЕСКИ СВЯЗАННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Наряду с одностранзисторными каскадами, рассмотренными в гл. I, широко применяются многотранзисторные усилители с гальваническими связями транзисторов. Применение гальванических связей транзисторов приводит не только к уменьшению количества элементов, но и при определенном построении схем к повышению стабильности режима транзисторов. Анализ и расчет многотранзисторных усилителей целесообразно проводить при помощи обобщенных методов, пригодных для схем любой сложности и конфигурации. Поскольку многотранзисторные усилители могут содержать большое количество гальванически связанных транзисторов, весьма важно, чтобы методы расчета были достаточно просты и доступны.

1. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА И ОБОБЩЕННЫЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

При анализе и расчете режима усилителей с гальваническими связями транзисторов обычно пользуются эквивалентными схемами транзисторов с вынесенными источниками нестабильности. С учетом предложенных в гл. I обобщенных параметров нестабильности режима ΔI_{BO} и ΔU_{BE0} эквивалентная схема транзистора может быть представлена в виде, показанном на рис. 9, а.

По эквивалентной схеме транзистора с учетом эквивалентных сопротивлений $R_{B \text{ экв}}$, $R_{E \text{ экв}}$ и $R_{C \text{ экв}}$ в цепях базы, эмиттера и коллектора (рис. 9, б) запишем следующие выражения для токов и напряжения:

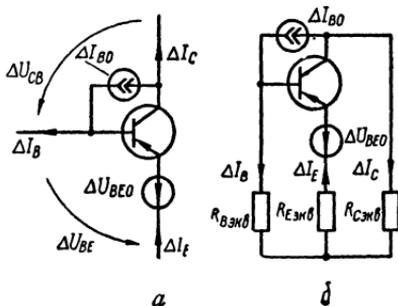


Рис. 9. Эквивалентная схема: а — транзистора с источниками нестабильности режима; б — усилительного каскада с резисторами в цепях транзистора.

$$\Delta I_E = -\Delta I_{BO} \frac{R_{B \text{ экв}}}{R_{E \text{ экв}}} - \Delta U_{BE0} \frac{1}{R_{E \text{ экв}}};$$

$$\begin{aligned}\Delta I_C &= h_{21bt} \Delta I_E - \Delta I_{BO}; \\ \Delta I_B &= (1 - h_{21bt}) \Delta I_E + \Delta I_{BO}; \\ \Delta U_{CB} &= \Delta I_B R_{B \text{ экв}} - \Delta I_C R_{C \text{ экв}},\end{aligned}$$

где $R_{E \text{ экв}} = R_{E \text{ экв}} + h_{11bt} + (1 - h_{21bt}) R_{B \text{ экв}}$.

Решая приведенные уравнения, получаем выражения для ΔI_C и ΔU_{CB} , соответствующие формулам (1.66) и (1.67) в гл. I, но с коэффициентами нестабильности, содержащими вместо h_{21b} параметр h_{21b} . Это отличие допустимо, так как при определении коэффициентов пользовались упрощенными формулами (1.68)—(1.71), в которых влиянием параметров h_{11b} и h_{21b} (h_{21b}) пренебрегалось. Соответственно нестабильности ΔI_B и ΔU_{BE} определяются выражениями (1.43) и (1.44).

Для упрощения графического изображения анализируемых усилителей эквивалентную схему транзистора рис. 9, а можно заменить схемой рис. 3, б, где под ΔI_B и ΔU_{BE} согласно выражениям (1.43) и (1.44) будем понимать ΔI_{BO} и ΔU_{BE0} . Для транзисторов *n-p-n* проводимости эквивалентная схема отличается обратным направлением стрелок (см. рис. 10, транзистор *T2*).

Аналогично однотранзисторному каскаду, в котором эквивалентные сопротивления $R_{B \text{ экв}}$, $R_{E \text{ экв}}$ и $R_{C \text{ экв}}$ учитывают действие коллекторно-базовой обратной связи, в однотранзисторном звене усилителя с гальваническими связями транзисторов указанные сопротивления учитывают действие обратных связей через звенья других транзисторов. Следовательно, условие (1.56) остается в силе и для усилителя с гальваническими связями транзисторов, но при соответствующих значениях эквивалентных сопротивлений:

$$R_{Ei \text{ экв}} \gg h_{11bi} \max + (1 - h_{21bi} \min) R_{Bi \text{ экв}}, \quad (2.1)$$

где индекс *i* показывает принадлежность параметров и эквивалентных сопротивлений данному *i*-му транзистору.

Эквивалентные сопротивления определим из формул (1.68) и (1.69):

$$R_{Ei \text{ экв}} = \frac{1}{N_{i(t)}}; \quad (2.2)$$

$$R_{Bi \text{ экв}} = \frac{S_{i(t)} - 1}{N_{i(t)}}, \quad (2.3)$$

где $S_{i(j)}$ и $N_{i(j)}$ — коэффициенты неустойчивости i -го транзистора, учитывающие действие обратных связей.

Неустойчивости токов и напряжений гальванически связанных транзисторов в соответствии с общим выражением для изменения функций линейной цепи [39]:

$$\Delta I_{G_i} = - \sum_{j=1}^n (\Delta I_{B_j} S_{i(j)} + \Delta U_{BE_j} N_{i(j)}); \quad (2.4)$$

$$\Delta U_{GB_i} = \sum_{j=1}^n (\Delta I_{B_j} C_{i(j)} + \Delta U_{BE_j} H_{i(j)}), \quad (2.5)$$

где ΔI_{C_i} и ΔU_{CB_i} — искомые неустойчивости режима каждого i -го транзистора; ΔI_{B_j} и ΔU_{BE_j} — исходные неустойчивости каждого j -го транзистора; $S_{i(j)}$, $N_{i(j)}$, $C_{i(j)}$ и $H_{i(j)}$ — коэффициенты неустойчивости, определяющие зависимость ΔI_C и ΔU_{CB} i -го транзистора с ΔI_{B_0} и ΔU_{BE_0} j -го транзистора.

Поскольку параметры неустойчивости ΔI_{B_j} (ΔI_{B_0}) и ΔU_{BE_j} (ΔU_{BE_0}) являются параметрами транзистора и не зависят от схемы его включения, задача нахождения конкретных выражений (2.4) и (2.5) анализируемого многотранзисторного усилителя сводится к определению коэффициентов неустойчивости.

2. МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НЕУСТОЙЧИВОСТЕЙ И ПОЛНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Определение ΔI_C методом эмиттерно-базовых уравнений. На рис. 10, а показана схема усилительного каскада с двумя гальванически связанными транзисторами обоих ($p-n-p$ и $n-p-n$) типов проводимости. На примере этого усилительного каскада рассмотрим метод анализа и расчета неустойчивости режима гальванически связанных транзисторов с использованием уравнений Кирхгофа. В отличие от рассматриваемых ниже методов назовем его методом эмиттерно-базовых уравнений.

Для эквивалентной схемы усилительного каскада, на которой обозначены исходные и искомые неустойчивости токов и напряжений (рис. 10, б), запишем систему уравнений: по одному уравнению для эмиттерно-базовой цепи каждого транзистора и по одному уравнению для каждого дополнительного контура из резисторов. Принимая

во внимание, что $\Delta I_{E1} = \Delta I_{C1} + \Delta I_{B1}$ и $\Delta I_{E2} = \Delta I_{C2} + \Delta I_{B2}$, имеем:

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{C1}R_4 + \Delta I_{C2}R_4 - \Delta I_{R3}R_2 &= -\Delta I_{B1}(R_2 + R_4) - \Delta U_{BE1}; \\ -\Delta I_{C1}R_3 + \Delta I_{C2}R_5 + \Delta I_{R3}R_5 &= -\Delta I_{B2}(R_3 + R_5) - \Delta U_{BE2}; \\ \Delta I_{C2}R_5 + \Delta I_{R3}(R_1 + R_2 + R_5) &= \Delta I_{B1}R_2 - \Delta I_{B2}R_5. \end{aligned} \right\} (2.6)$$

В общем виде для любого усилителя с n транзисторами и $m - n$ дополнительными контурами система из m уравнений:

$$\sum_{j=1}^n \Delta I_{Ej} p_{ij} + \sum_{j=n+1}^m \Delta I_{Rj} p_{ij} = - \sum_{j=1}^n \Delta I_{Bj} r_{ij} - \Delta U_{BEi} k_i, (2.7)$$

где $k_i = 1$ при $i = 1, \dots, n$ и $k_i = 0$ при $i > n$; i — номер уравнения, соответствующий номеру транзистора (контура).

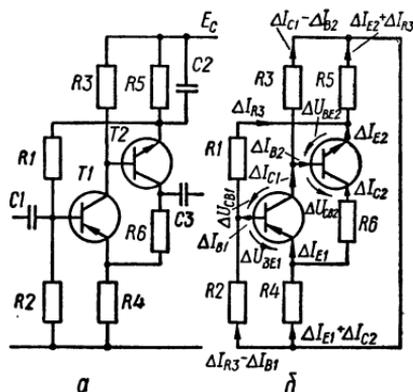


Рис. 10. Усилительный каскад с гальваническими связями транзисторов:
а — полная схема; б — эквивалентная схема для нестабильностей токов и напряжений.

Систему уравнений (2.6) представим в виде матричного уравнения:

R_4	R_4	$-R_2$
$-R_3$	R_5	R_5
	R_5	$R_1 + R_2 + R_5$

ΔI_{C1}
ΔI_{C2}
ΔI_{R3}

 $=$

ΔU_1
ΔU_2
ΔU_3

где ΔU_1 , ΔU_2 и ΔU_3 — правые части уравнений (2.6).

Решение матричного уравнения дает выражение (2.4) с коэффициентами нестабильности:

$$S_{ij} = \frac{1}{D} \sum_{i=1}^m D_{ij} u_j; (2.8)$$

$$N_{i(i)} = \frac{1}{D} D_{ji}, \quad (2.9)$$

где D , D_{li} и D_{ji} — определитель матрицы и его алгебраические дополнения; r_{ij} — коэффициенты при ΔI_{Bj} в уравнении (2.7). Выражение (2.9) может быть также получено непосредственно из формулы Крамера [42], а выражение (2.8) — после соответствующих преобразований.

Определив D , D_{li} и D_{ji} и подставив значение r_{ij} , найдем выражения для коэффициентов неустойчивости. Для усилителя по схеме рис. 10, а:

$$\left. \begin{aligned} S_{1(1)} &= \frac{1}{D} R_1 (R_2 + R_4) R_5; \\ S_{1(2)} &= -1; \\ S_{2(1)} &= \frac{1}{D} \{[(R_1 + R_2 + R_5) R_4 + (R_1 + \\ &\quad + R_5) R_2] R_3 + R_2 R_4 R_5\}; \\ S_{2(2)} &= 1; \\ N_{1(1)} &= \frac{1}{D} (R_1 + R_2) R_5; \\ N_{1(2)} &= \frac{1}{D} [(R_1 + R_2 + R_5) R_4 + R_2 R_5]; \\ N_{2(1)} &= -\frac{1}{D} (R_1 + R_2 + R_5) R_3; \\ N_{2(2)} &= \frac{1}{D} (R_1 + R_2 + R_5) R_4 \end{aligned} \right\} (2.10)$$

при $D = (R_1 + R_2) (R_3 + R_5) R_4 + (R_2 + R_4) R_3 R_5$.

Сформулируем правило определения коэффициентов неустойчивости. Составляем эквивалентную схему усилительного каскада, на которой в соответствии со схемой рис. 10, б проставляем исходные (ΔI_{Bj} и ΔU_{BEj}) и искомые (ΔI_{Cj} и ΔU_{CBj}) неустойчивости. Записываем систему основных и дополнительных уравнений, которую для удобства можно представить в матричной форме. Находим определитель системы уравнений (определитель матрицы), его алгебраические дополнения и, наконец, коэффициенты неустойчивости.

Иногда в усилительных каскадах эмиттерно-базовая цепь транзистора не образует контур с резисторами: каскад с коллекторно-эмиттерной связью двух транзисторов (см. рис. 17, в). В таких случаях для применения описанного правила в эмиттерно-базовую цепь условно может

быть включен резистор с бесконечно большим сопротивлением. После определения коэффициентов неустойчивости (в общем виде) сопротивление этого резистора исключается из выражений коэффициентов неустойчивости. Возможны также исключения из общего правила, если они приводят к упрощению расчета. Примером может быть тот же усилительный каскад с коллекторно-эмиттерной связью транзисторов, для которого можно записать:

$$\begin{aligned}\Delta I_{C2} R_{E2} &= -\Delta I_{B2} (R_{B2} + R_{E2}) - \Delta U_{BE2}; \\ \Delta I_{C1} - \Delta I_{C2} &= -\Delta I_{B1},\end{aligned}$$

где $R_{E2} = R_6$, $R_{B2} = R_3 \parallel R_4$. Согласно записанным уравнениям, коэффициенты неустойчивости $S_{1(1)} = 1$, $S_{1(2)} = S_{2(2)} = 1 + R_{B2}/R_{E2}$, $S_{2(1)} = 0$, $N_{1(1)} = N_{2(1)} = 0$, $N_{1(2)} = N_{2(2)} = 1/R_{E2}$.

Определение ΔI_G методом вносимых неустойчивостей. Неустойчивость тока транзистора можно рассматривать как сумму собственной неустойчивости, обусловленной данным транзистором, и вносимых неустойчивостей, обусловленных другими транзисторами, гальванически с ним связанными [50]:

$$\Delta I_{CI} = \Delta I_{CI \text{ соб}} + \sum \Delta I_{CI \text{ вн}} \quad (2.11)$$

Сложный многотранзисторный усилительный каскад рассматриваем состоящим из элементарных одностранзисторных звеньев, воздействующих друг на друга благодаря гальваническим связям. Каскад по схеме рис. 10, например, содержит звено на транзисторе $T1$ с эквивалентными сопротивлениями $R_{B1} = (R_1 + R_5) \parallel R_2$; $R_{E1} = R_4$; $R_{C1} = R_3$ и звено на транзисторе $T2$ с $R_{B2} = R_3$; $R_{E2} = (R_1 + R_2) \parallel R_5$; $R_{C2} = R_4 + R_6$. На транзистор $T1$ через цепь базы воздействует ΔI_{E2} , а через цепь эмиттера ΔI_{C2} . На транзистор $T2$ через цепь базы воздействует ΔI_{C1} , а через цепь эмиттера ΔI_{B1} .

Собственная неустойчивость транзистора в соответствии с выражением (1.66) для одностранзисторной цепи

$$\Delta I_{CI \text{ соб}} = -\Delta I_{Bi} S_i - \Delta U_{BEi} N_i, \quad (2.12)$$

где S_i и N_i — коэффициенты неустойчивости рассматриваемого звена.

Для упрощения анализа П-образную цепь эмиттерно-базовой связи транзисторов $T1$ и $T2$ (рис. 10, б) преобразуем в Т-образную (рис. 11, а) с эквивалентными сопро-

тивлениями $R_{1B2E} = R_2 R_5 / (R_1 + R_2 + R_5)$; $R_{1B} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2 + R_5)$; $R_{2B} = R_1 R_5 / (R_1 + R_2 + R_5)$.

При этом исключается контур, состоящий из резисторов R_1 , R_2 и R_5 . Эквивалентные сопротивления в цепях транзисторов после преобразования $R_{B1} = R_{1B2E} + R_{1B}$ и $R_{E2} = R_{1B2E} + R_{2E}$. Остальные сопротивления, как и в схеме рис. 10, б: $R_{E1} = R_{1E2C} = R_4$; $R_{C1} = R_{B2} = R_{1C2B} = R_3$; $R_{C2} = R_{1E2C} + R_{2C}$. После преобразования состав-

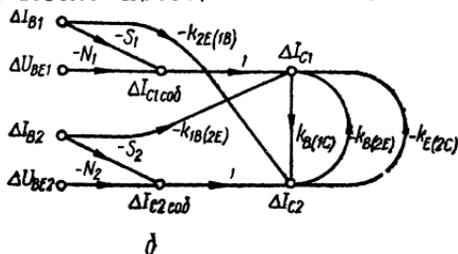
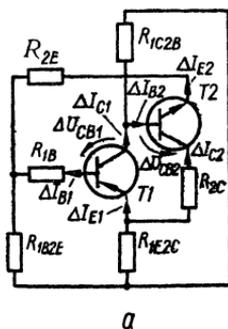


Рис. 11. Преобразованная эквивалентная схема усилительного каскада рис. 10 для нестабильностей токов и напряжений (а) и граф схемы (б).

ляем систему эмиттерно-базовых уравнений для транзисторов T_1 и T_2 и записываем их:

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{C1} &= \Delta I_{C1 \text{ соб}} - \Delta I_{E2} k_{1B(2E)} - \Delta I_{C2} k_{1E(2C)}; \\ \Delta I_{C2} &= \Delta I_{C2 \text{ соб}} + \Delta I_{C1} k_{2B(1C)} - \Delta I_{B1} k_{2E(1B)}, \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

где $k_{1B(2E)} = R_{1B2E}/R_{E1}$; $k_{1E(2C)} = R_{1E2C}/R_{E1}$; $k_{2B(1C)} = R_{1C2B}/R_{E2}$ и $k_{2E(1B)} = R_{1B2E}/R_{E2}$ — коэффициенты связи транзисторов.

Вносимая нестабильность в общем виде

$$\Delta I_{Cj \text{ вв}} = \pm \Delta I_j k_{\text{св } i(j)}, \quad (2.14)$$

где под ΔI_j понимается нестабильность ΔI_{Bj} , ΔI_{Cj} или ΔI_{Ej} ; коэффициент связи

$$k_{\text{св } i(j)} = R_{\text{св } ij}/R_{Ei}; \quad (2.15)$$

$R_{\text{св } ij}$ — эквивалентное сопротивление связи i -го транзистора с j -м (базовой или эмиттерной цепи i -го транзистора с цепью базы, коллектора или эмиттера j -го транзистора). Выбор знака в выражении (2.14) определяется тем, совпадают ли направления стрелок ΔI_{Bj} и ΔI_{Ei} с направлениями стрелок ΔI_j (знак плюс) или не совпадают (знак минус).

Для решения уравнений (2.13) их целесообразно записать таким образом, чтобы члены с искомыми нестабиль-

ностями были в левой части, а члены с исходными — в правой:

$$\begin{aligned} \Delta I_{C1} + \Delta I_{C2} (k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)}) &= \Delta I_{C1} \cos \delta - \Delta I_{B2} k_{1B(2E)}; \\ -\Delta I_{C1} k_{2B(1C)} + \Delta I_{C2} &= \Delta I_{C2} \cos \delta - \Delta I_{B1} k_{2E(1B)} \end{aligned} \quad (2.16)$$

или, раскрыв выражения $\Delta I_{C1} \cos \delta$ и $\Delta I_{C2} \cos \delta$,

$$\begin{aligned} -\Delta I_{C1} + \Delta I_{C2} (k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)}) &= -\Delta I_{B1} S_1 - \\ &\quad - \Delta I_{B2} k_{1B(2E)} - \Delta U_{BE1} N_1; \\ -\Delta I_{C1} k_{2B(1C)} + \Delta I_{C2} &= -\Delta I_{B1} k_{2E(1B)} - \Delta I_{B2} S_2 - \\ &\quad - \Delta U_{BE2} N_2. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Систему уравнений запишем в матричной форме

$$\begin{array}{|c|c|} \hline 1 & k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)} \\ \hline -k_{2B(1C)} & 1 \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline \Delta I_{C1} \\ \hline \Delta I_{C2} \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \Delta I_1 \\ \hline \Delta I_2 \\ \hline \end{array}, \quad (2.18)$$

где ΔI_1 и ΔI_2 — правые части уравнений (2.16) или (2.17).

Аналогично уравнению (2.7) систему уравнений (2.17) запишем в общем виде

$$\sum_{j=1}^n \Delta I_{Cj} k_{ij} = - \sum_{j=1}^n \Delta I_{Bj} s_{ij} - \Delta U_{BEi} N_i, \quad (2.19)$$

где $k_{ii} = 1$ и $s_{ii} = S_i$. Система уравнений (2.19) может быть получена также из системы уравнений (2.7) исключением дополнительных уравнений и соответственно членов с ΔI_{rj} в основных уравнениях, а затем делением каждого i -го уравнения на p_{ii} ($k_{ij} = p_{ij}/p_{ii}$, $k_{ii} = 1$).

Решение уравнений приводит к выражению (2.4) с коэффициентами неустойчивости:

$$S_{i(j)} = \left(\sum_{l=1}^n D_{il} s_{lj} \right) / D; \quad (2.20)$$

$$N_{i(j)} = D_{ji} N_j / D, \quad (2.21)$$

где D — определитель матрицы, являющийся возвратной разностью системы с отрицательной обратной связью; D_{ii} и D_{ji} — алгебраические дополнения.

Для усилительного каскада рис. 10, а (рис. 11, а) коэффициенты неустойчивости:

$$\left. \begin{aligned}
 S_{1(1)} &= \frac{1}{D} [S_1 - (k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)}) k_{2E(1B)}]; \\
 S_{1(2)} &= \frac{1}{D} [-S_2 (k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)}) + k_{1B(2E)}]; \\
 S_{2(1)} &= \frac{1}{D} [S_1 k_{2B(1C)} + k_{2E(1B)}]; \\
 S_{2(2)} &= \frac{1}{D} [S_2 + k_{2B(1C)} k_{1B(2E)}]; \\
 N_{1(1)} &= N_1/D; \\
 N_{1(2)} &= -\frac{N_2}{D} (k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)}); \\
 N_{2(1)} &= N_1 k_{2B(1C)}/D; \\
 N_{2(2)} &= N_2/D,
 \end{aligned} \right\} (2.22)$$

где

$$D = 1 + (k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)}) k_{2B(1C)} = 1 + \frac{R_3}{R_5} + \\
 + \left(1 + \frac{R_2}{R_4}\right) \frac{R_3}{R_1 + R_2}.$$

Полученные коэффициенты неустойчивости соответствуют выражениям (2.10).

Сформулируем правило определения коэффициентов $S_{i(j)}$ и $N_{i(j)}$. Составляем эквивалентную схему усилительного каскада с преобразованием цепей связи в Т-образные (рис. 11, а). Проставляем исходные и искомые неустойчивости. Записываем систему уравнений (2.11), которую затем преобразовываем к виду (2.19), после чего по формулам (2.20) и (2.21) определяем коэффициенты неустойчивости.

В качестве элементарного звена для анализа сложных схем принимаем однотранзисторное, содержащее в цепях базы, эмиттера и коллектора резисторы R_B , R_E и R_C и обладающее в общем случае эмиттерно-базовой связью. Поэтому коллекторно-базовую связь одного транзистора в сложной цепи нескольких транзисторов будем рассматривать, пользуясь общим правилом для двух транзисторов. При этом $\Delta I_{C1\text{вн}} = -\Delta I_{C1} k_{1B(1C)}$, где $k_{1B(1C)} = R_{1B1C}/R_{E1}$ — коэффициент коллекторно-базовой связи; R_{1B1C} — эквивалентное сопротивление связи, выражаемое формулой (1.47).

Определение ΔI_G методом ориентированных графов. Применение метода ориентированных графов [38] для решения непреобразованных уравнений (2.13) обеспечивает наглядность и простоту анализа и расчета неустойчивости режима. Граф схемы может быть построен по системе уравнений, предварительно записанной для анализируемого усилителя, или непосредственно по его схеме без записи уравнений (рис. 11, б).

Граф схемы строится следующим образом. Проставляются источники графа — исходные неустойчивости ΔI_{Bj} и ΔU_{BEj} (ΔI_{B1} , ΔU_{BE1} , ΔI_{B2} и ΔU_{BE2} для схемы рис. 11, а) и составляются подграфы для $\Delta I_{Cj \text{ соб}}$ ($\Delta I_{C1 \text{ соб}}$, $\Delta I_{C2 \text{ соб}}$) согласно выражению (2.12). Затем изображаются ветви, связывающие ΔI_{Ci} (ΔI_{C1} , ΔI_{C2}) с собственной неустойчивостью $\Delta I_{Ci \text{ соб}}$ и соответствующими неустойчивостями токов других транзисторов ΔI_{Bj} и ΔI_{Cj} (при $\Delta I_{Ej} = \Delta I_{Bj} + \Delta I_{Cj}$). Передачи ветвей связи ΔI_{Gi} с ΔI_{Bj} и ΔI_{Cj} определяются коэффициентами связи с теми знаками (плюс или минус), которые предусмотрены правилом для метода вносимых неустойчивостей.

Пользуясь формулой Мэсона, запишем выражения для ΔI_{C1} и ΔI_{G2} :

$$\Delta I_{G1} = \frac{1}{D} \{ -\Delta I_{B1} [S_1 - k_{2E(1B)} (k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)})] - \\ - \Delta U_{BE1} N_1 - \Delta I_{B2} [-S_2 (k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)}) + \\ + k_{1B(2E)}] - \Delta U_{BE2} [-N_2 (k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)})] \};$$

$$\Delta I_{G2} = \frac{1}{D} [-\Delta I_{B1} (S_1 k_{2B(1G)} + k_{2E(1B)}) - \Delta U_{BE1} N_1 k_{2B(1G)} - \\ - \Delta I_{B2} (S_2 + k_{1B(2E)} k_{2B(1G)}) - \Delta U_{BE2} N_2],$$

где $D = 1 + (k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)}) k_{2B(1G)}$ — определитель графа, соответствующий определителю матрицы в уравнении (2.18). Петли отрицательной обратной связи, выражаемые определителем, наглядно видны на графе; $-k_{2B(1G)} \times k_{1B(2E)}$ и $-k_{2B(1G)} k_{1E(2C)}$ — их петлевые коэффициенты.

Сравнивая записанные из графа выражения ΔI_{C1} и ΔI_{G2} с общим выражением (2.4), получаем для коэффициентов неустойчивости выражения (2.22).

Определение неустойчивости напряжения между коллектором и базой. Неустойчивость напряжения между коллектором и базой транзисторов ΔU_{GBi} , характеризующая наряду с неустойчивостью тока коллектора ΔI_{Ci} неустойчивость режима транзистора, определяется после

нахождения ΔI_{C1} . Определение ΔU_{CB1} сводится к составлению и решению уравнений с одним неизвестным. Определим ΔU_{CB1} на примере усилительного каскада по его эквивалентным схемам рис. 10, б и 11, а.

Нестабильность напряжения транзистора $T1$ для схемы рис. 10, б

$$\Delta U_{CB1} = (\Delta I_{B1} - \Delta I_{R3}) R_2 - (\Delta I_{G1} - \Delta I_{B2}) R_3,$$

для схемы рис. 11, а

$$\Delta U_{CB1} = \Delta I_{B1} (R_{1B} + R_{1B2E}) + \Delta I_{E2} R_{1B2E} - (\Delta I_{C1} - \Delta I_{B2}) R_{1C2B}.$$

Нестабильность напряжения транзистора $T2$ для обеих схем

$$\Delta U_{CB2} = (\Delta I_{B2} - \Delta I_{C1}) R_3 - \Delta I_{C2} (R_4 + R_6) - \Delta I_{E1} R_4,$$

где $R_3 = R_{1G2B}$; $R_4 = R_{1E2C}$ и $R_6 = R_{2C}$.

Подставляя выражения ΔI_{G1} , ΔI_{C2} , ΔI_{R3} (для схемы рис. 10, б), определяемые по формулам (2.4), (2.8) и (2.9) при $i > n$ ($j = 1, \dots, n$), получаем выражения для ΔU_{CB1} и ΔU_{CB2} , соответствующие общему выражению (2.5). Для усилительного каскада по схеме рис. 10, а коэффициенты неустойчивости согласно выражению (2.5):

$$C_{1(1)} = S_{1(1)} R_{1C2B} - S_{2(1)} R_{1B2E} + R_{1B2E} + R_{1B}; \quad C_{1(2)} = 0;$$

$$C_{2(1)} = S_{1(1)} (R_{1G2B} + R_{1E2C}) + S_{2(1)} (R_{1E2C} + R_{2C}) - R_{1E2C};$$

$$C_{2(2)} = R_{2G}; \quad H_{1(1)} = N_{1(1)} R_{1G2B} - N_{2(1)} R_{1B2E};$$

$$H_{1(2)} = N_{1(2)} R_{1C2B} - N_{2(2)} R_{1B2E};$$

$$H_{2(1)} = N_{1(1)} (R_{1C2B} + R_{1E2G}) + N_{2(1)} (R_{1E2G} + R_{2G});$$

$$H_{2(2)} = N_{1(2)} (R_{1C2B} + R_{1E2C}) + N_{2(2)} (R_{1E2G} + R_{2C}).$$

Определение полных значений тока коллектора и напряжения между коллектором и базой. Подобно формулам (1.78) и (1.79) для однотранзисторного каскада полные значения токов и напряжений для гальванически связанных транзисторов определяются по формулам:

$$I_{G1} = I_{C1 \text{ ном}} + \Delta I_{G1}; \quad (2.23)$$

$$U_{GB1} = U_{CB1 \text{ ном}} + \Delta U_{GB1}. \quad (2.24)$$

Определение составляющих ΔI_{C1} и ΔU_{CB1} рассмотрено выше, а составляющие $I_{C1 \text{ ном}}$ и $U_{GB1 \text{ ном}}$, характеризующие номинальный режим транзисторов, определяются по

схемам рис. 12. Схема рис. 12, а соответствует схеме рис. 10, б, а схема рис. 12, б — схеме рис. 11, а, однако, в отличие от схем рис. 10, б и 11, а, на схемах рис. 12 обозначены номинальные значения токов и напряжений (подобно схеме рис. 8, в для однотранзисторного каскада). Схема рис. 12, б отличается от схемы рис. 12, а (как и схема рис. 11, а от схемы рис. 10, б) преобразо-

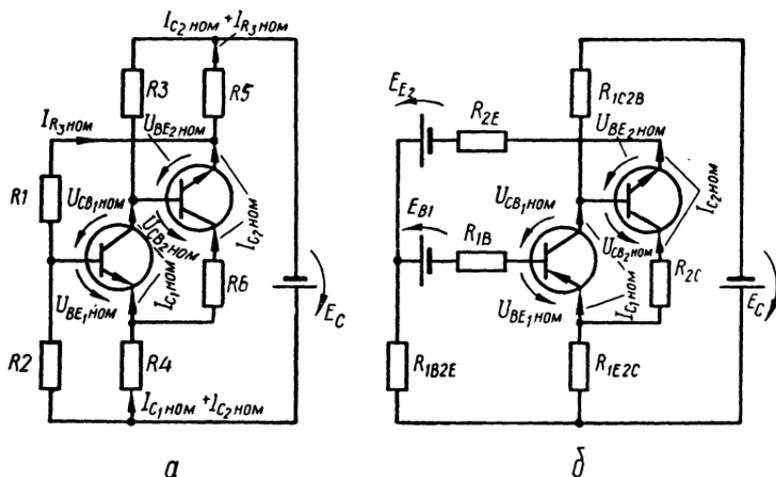


Рис. 12. Эквивалентная схема усилительного каскада рис. 10 для номинальных значений токов и напряжений:
а — непреобразованная; б — преобразованная.

ванием П-образной цепи связи транзисторов в Т-образную. При этом напряжения эквивалентных источников:

$$E_{B1} = E_C R_2 / (R_1 + R_2 + R_5);$$

$$E_{E2} = E_C (R_1 + R_2) / (R_1 + R_2 + R_5).$$

Для схемы рис. 12, б запишем систему уравнений:

$$I_{C1 \text{ ном}} + I_{C2 \text{ ном}} (k_{1B(2E)} + k_{1E(2C)}) = I_{C1 \text{ соб ном}};$$

$$-I_{C1 \text{ ном}} k_{2B(1G)} + I_{C2 \text{ ном}} = I_{C2 \text{ соб ном}},$$

где

$$I_{C1 \text{ соб ном}} = (E_{BE1} - U_{BE1 \text{ ном}}) N_1;$$

$$I_{C2 \text{ соб ном}} = (E_{BE2} - U_{BE2 \text{ ном}}) N_2;$$

$$E_{BE1} = E_{B1}; \quad E_{BE2} = E_C - E_{E2}.$$

Полученные уравнения аналогично уравнению (2.19) можно записать в общем виде:

$$\sum_{j=1}^n I_{Gj \text{ ном}} k_{ij} = (E_{BEi} - U_{BEi \text{ ном}}) N_i, \quad (2.25)$$

где k_{ij} — коэффициенты в уравнении (2.19); E_{BEi} — напряжение в цепи база — эмиттер i -го транзистора, обусловленное внешними источниками. Номинальные токи транзисторов

$$I_{Cj \text{ ном}} = \sum_{i=1}^n (E_{BEj} - U_{BEj \text{ ном}}) N_{i(j)}, \quad (2.26)$$

где $N_{i(j)}$ — коэффициент, определяемый формулой (2.9) или (2.21).

Составляя уравнения для коллекторно-базовых цепей транзисторов:

$$\begin{aligned} U_{CB1 \text{ ном}} &= E_{CB1} - I_{C1 \text{ ном}} R_{1C2B} + I_{C2 \text{ ном}} R_{1B2E}; \\ U_{CB2 \text{ ном}} &= E_{CB2} - I_{C1 \text{ ном}} (R_{1G2B} + R_{1E2C}) - \\ &\quad - I_{C2 \text{ ном}} (R_{1E2C} + R_{2C}), \end{aligned}$$

где $E_{CB1} = E_C - E_{B1}$ и $E_{CB2} = E_C$, убеждаемся, что они (как и уравнения с $I_{Cj \text{ ном}}$ по отношению к уравнениям с ΔI_{Cj}) подобны уравнениям для ΔU_{CB1} и ΔU_{CB2} . Отличаются уравнения тем, что в них отсутствуют члены с $I_{B1 \text{ ном}}$ и $I_{B2 \text{ ном}}$, которые равны нулю, и присутствуют члены E_{CB1} и E_{CB2} , обусловленные (как и E_{BE1} и E_{BE2}) внешними источниками.

В общем виде аналогично выражению (2.26)

$$U_{CBi \text{ ном}} = E_{CBi} - \sum_{j=1}^n (E_{BEj} - U_{BEj \text{ ном}}) N_{i(j)}, \quad (2.27)$$

где $N_{i(j)}$ — коэффициенты, используемые ранее в формуле (2.5).

Определяя $I_{Cj \text{ ном}}$ и $U_{CBi \text{ ном}}$ по формулам (2.26) и (2.27) и подставляя их в выражения (2.23) и (2.24) вместе с ΔI_{Cj} и ΔU_{CBi} , получаем I_{Ci} и U_{CBi} .

Определение ΔI_{Ci} и ΔU_{CBi} обобщенным матричным методом. Преобразовав эквивалентную схему транзистора (см. рис. 9, а) с источниками тока ΔI_{B0} и напряжения ΔU_{BE0} в схему рис. 13, а с источниками тока $\Delta I_{B0} - (1 - h_{21b}) \Delta U_{BE0} / h_{11b}$ и $\Delta U_{BE0} / h_{11b}$, можно применять ее в сочетании с матрицей проводимости при использовании обобщенного матричного метода. На рис. 13, б

приведен ее вариант, в котором один из источников ΔI_{BO} , а другой — трехполюсный источник, определяемый параметром нестабильности ΔU_{BE0} и параметрами h_{11b} и h_{21b} транзистора. Схемы рис. 13, а и б являются результатом преобразования источника напряжения ΔU_{BE0} в эквивалентный источник тока.

Анализируя эквивалентные схемы транзистора (рис. 13, а и б) как составной части усилительного звена (подобно

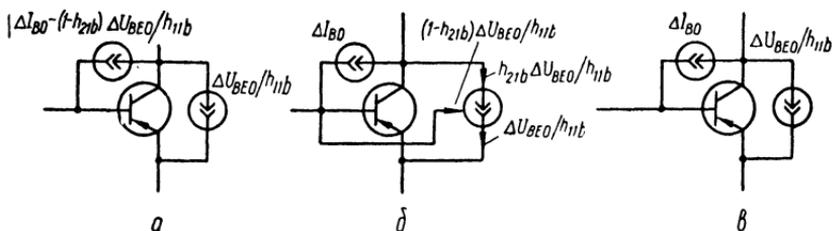


Рис. 13. Эквивалентная схема транзистора:

а, б — с преобразованием источника напряжения ΔU_{BE0} в эквивалентный источник тока; в — упрощенный вариант схемы.

рассмотрению схемы рис. 9, а в составе звена рис. 9, б), получаем:

$$\begin{aligned} \Delta I_G &= - \left[\Delta I_{BO} - (1 - h_{21b}) \frac{\Delta U_{BE0}}{h_{11b}} \right] \left(1 + \frac{h_{21b} R_{B \text{ экв}}}{R_{E \text{ экв } \Sigma}} \right) - \frac{\Delta U_{BE0}}{h_{11b}} \left(1 - \frac{h_{21b} R_{E \text{ экв}}}{R_{E \text{ экв } \Sigma}} \right) = \\ &= - \Delta I_{BO} \left(1 + \frac{h_{21b} R_{B \text{ экв}}}{R_{E \text{ экв } \Sigma}} \right) - \Delta U_{BE0} \frac{h_{21b}}{R_{E \text{ экв } \Sigma}}. \end{aligned}$$

Учитывая реальные значения параметров ΔI_{BO} , ΔU_{BE0} , h_{11b} и h_{21b} , получаем неравенство

$$\Delta I_{BO} \gg (1 - h_{21b}) \Delta U_{BE0} / h_{11b}, \quad (2.28)$$

согласно которому схемы рис. 13, а и б могут быть упрощены и приведены к схеме рис. 13, в. При этом неравенство (2.28) будет условием, при котором допустимо такое упрощение.

Применение рассмотренной выше эквивалентной схемы рис. 9, а допустимо при условии (2.28) для стабилизированных цепей, при котором $h_{21b} \rightarrow 1$ и $h_{11b} \rightarrow 0$ (по сравнению с $R_{E \text{ экв}}$) и соответственно $\Delta I_B \rightarrow \Delta I_{BO}$ и $\Delta U_{BE} \rightarrow \Delta U_{BE0}$. Такой идеализации соответствует эквивалент-

ная схема транзистора с эквивалентными источниками тока (рис. 14, а). Она состоит только из двух источников: $\Delta I_B (\Delta I_{BO})$ и $\Delta I_E (\Delta I_{EO})$. При этом

$$\Delta I_E = Q [(\Delta U_E - \Delta U_B) - \Delta U_{BE}]; \quad (2.29)$$

$$\Delta I_{EO} = Q [(\Delta U_E - \Delta U_B) - \Delta U_{BE0}], \quad (2.30)$$

где $Q \rightarrow \infty$, $(\Delta U_E - \Delta U_B) \rightarrow \Delta U_{BE}$, ΔU_E и ΔU_B — нестабильности потенциалов эмиттера и базы в схеме усилителя; ΔU_{BE} (ΔU_{BE0}) — нестабильность напряжения база — эмиттер транзистора.

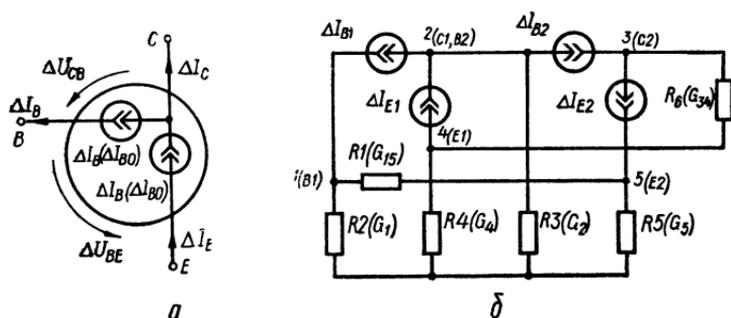


Рис. 14. Преобразованная эквивалентная схема транзистора (а) и эквивалентная схема усилительного каскада (б).

На рис. 14, а (как и на рис. 13) показана преобразованная эквивалентная схема транзистора $p-n-p$ проводимости, соответствующая уравнениям (2.29) и (2.30). В эквивалентной схеме транзистора $n-p-n$ проводимости стрелки, обозначающие токи и напряжения, будут иметь обратное направление. Для эквивалентной схемы транзистора $n-p-n$ проводимости:

$$\Delta I_E = Q [(\Delta U_B - \Delta U_E) - \Delta U_{BE}]; \quad (2.31)$$

$$\Delta I_{EO} = Q [(\Delta U_B - \Delta U_E) - \Delta U_{BE0}]. \quad (2.32)$$

На рис. 14, б изображена эквивалентная схема усилительного каскада рис. 10, а, содержащая эквивалентную схему транзистора рис. 14, а и ее вариант для транзистора $n-p-n$ проводимости. Пользуясь известным правилом записи матричного уравнения [38], получаем:

	1 (B_1)	2 ($C_1 B_2$)	3 (C_2)	4 (E_1)	5 (E_2)		
1	$G_1 + G_{15}$				$-G_{15}$	ΔU_1	ΔI_{B1}
2	Q	G_2		$-Q$		ΔU_2	$-\Delta I_{B1} - Q\Delta U_{BE1} -$ $-\Delta I_{B2}$
3		Q	G_{34}	$-G_{34}$	$-Q$	ΔU_3	$\Delta I_{B2} + Q\Delta U_{BE2}$
4	$-Q$		$-G_{34}$	$G_4 + G_{34} +$ $+Q$		ΔU_4	$Q\Delta U_{BE1}$
5	$-G_{15}$	$-Q$			$G_5 +$ $+G_{15} + Q$	ΔU_5	$-Q\Delta U_{BE2}$

В результате решения уравнения находим ΔU_1 , ΔU_2 и ΔU_3 . Затем определяем ΔU_{CB1} и ΔU_{CB2} :

$$\begin{aligned} \Delta U_{CB1} &= \Delta U_{B1} - \Delta U_{G1} = \Delta U_1 - \Delta U_2 = \frac{D_{(1+2)(1+2)}}{D} \Delta I_{B1} + \\ &+ \frac{D_{(1+2)(1+2)}}{D} Q\Delta U_{BE1} - \frac{D_{(2+3)(1+2)}}{D} \Delta I_{B2} - \\ &- \frac{D_{(5+3)(1+2)}}{D} Q\Delta U_{BE2}; \\ \Delta U_{CB2} &= \Delta U_{C2} - \Delta U_{B2} = \Delta U_3 - \Delta U_2 = \\ &= -\frac{D_{(1+2)(2+3)}}{D} \Delta I_{B1} - \frac{D_{(4+2)(2+3)}}{D} Q\Delta U_{BE1} + \\ &+ \frac{D_{(2+3)(2+3)}}{D} \Delta I_{B2} + \frac{D_{(5+3)(2+3)}}{D} Q\Delta U_{BE2}. \end{aligned}$$

Сравнивая полученные выражения с общим выражением (2.5), получаем:

$$C_{i(j)} = \pm D_{(B_j + C_i)(B_i + C_j)} / D, \quad (2.33)$$

$$H_{i(j)} = \pm D_{(E_j + C_j)(B_i + C_i)} Q / D. \quad (2.34)$$

Коэффициенты неустойчивости берутся со знаком плюс, если i -й и j -й транзисторы одного типа проводимости (p - n - p или n - p - n), и со знаком минус, если транзисторы разных типов проводимости. Очевидно, при $j = i$ ставится знак плюс. После подстановки определителя и алгебраических дополнений результирующий знак может отличаться от указанного.

Нестабильности токов коллекторов:

$$\begin{aligned} \Delta I_{C1} &= \Delta I_{E1} - \Delta I_{B1} = Q[(\Delta U_{E1} - \Delta U_{B1}) - \\ &- \Delta U_{BE1}] - \Delta I_{B1} = Q(\Delta U_4 - \Delta U_1) - Q\Delta U_{BE1} - \Delta I_{B1}; \\ \Delta I_{C2} &= \Delta I_{E2} - \Delta I_{B2} = Q[(\Delta U_{B2} - \Delta U_{E2}) - \\ &- \Delta U_{BE2}] - \Delta I_{B2} = Q(\Delta U_2 - \Delta U_5) - Q\Delta U_{BE2} - \Delta I_{B2}. \end{aligned}$$

Подставляя ΔU_1 , ΔU_2 , ΔU_4 и ΔU_5 , получаем выражения для нестабильностей токов коллектора, соответствующие общему выражению (2.4). Коэффициенты нестабильности в общем виде

$$S_{i(j)} = \gamma \pm \frac{D_{(B_j+C_j)(B_i+E_i)}}{D} Q; \quad (2.35)$$

$$N_{i(j)} = \left[\gamma \pm \frac{D_{(E_j+C_j)(B_i+E_i)}}{D} Q \right] Q. \quad (2.36)$$

При $j = i$ $\gamma = 1$, при $j \neq i$ $\gamma = 0$. Правило знака для выражений (2.35) и (2.36) то же, что и для выражений (2.33) и (2.34).

Таким образом, для нахождения коэффициентов нестабильности необходимо составить эквивалентную схему, аналогичную схеме рис. 14, б, затем по ней записать матрицу проводимостей и, пользуясь матрицей и формулами (2.33)—(2.36), определить коэффициенты нестабильности.

Поскольку $Q \rightarrow \infty$, а в формулах коэффициентов нестабильности в числителе и знаменателе содержатся члены с Q , ..., Q^n , где n — количество транзисторов, формулы целесообразно упростить, разделив числитель и знаменатель на Q^n . В результате получаем:

$$C_{i(j)} = \pm \frac{D_{(B_j+C_j)(B_i+C_i)}/Q^n}{D/Q^n}; \quad (2.37)$$

$$H_{i(j)} = \pm \frac{D_{(E_j+C_j)(B_i+C_i)}/Q^{n-1}}{D/Q^n}; \quad (2.38)$$

$$S_{i(j)} = \gamma \pm \frac{D_{(B_j+C_j)(B_i+E_i)}/Q^{n-1}}{D/Q^n}; \quad (2.39)$$

$$N_{i(j)} = \frac{[\gamma D \pm D_{(E_j+C_j)(B_i+E_i)}/Q]/Q^{n-1}}{D/Q^n}. \quad (2.40)$$

При $\gamma = 0$ формула (2.40) упрощается

$$N_{i(j)} = \pm \frac{D_{(E_j+C_j)(B_i+E_i)}/Q^{n-2}}{D/Q^n}. \quad (2.41)$$

Применение обобщенного матричного метода удобно тем, что сразу определяются все коэффициенты неустойчивости, но в большинстве случаев это ограничено необходимостью использования ЭВМ.

Оценка различных методов определения ΔI_{Ci} и $\Delta U_{C_{Bi}}$. Предложенные методы эмиттерно-базовых уравнений и вносимых неустойчивостей используют матрицы низкого порядка, определяемого в основном количеством гальванически связанных транзисторов. В этом существенное их преимущество по сравнению с применением обобщенного матричного метода. При использовании указанных методов составляются уравнения только с неизвестными ΔI_{Ci} (без $\Delta U_{C_{Bi}}$), что снижает порядок матрицы и приводит к нахождению коэффициентов неустойчивости $S_{i(j)}$ и $N_{i(j)}$ и соответственно неустойчивостей ΔI_{Ci} . Для определения неустойчивостей $\Delta U_{C_{Bi}}$ составляются и решаются уравнения с одним неизвестным.

При использовании обобщенного матричного метода по матрице и соответствующим формулам находят коэффициенты неустойчивости, определяющие как ΔI_{Ci} , так и $\Delta U_{C_{Bi}}$. Однако порядок матрицы велик. Например, при анализе усилительного каскада (см. рис. 10, а) указанным методом он равен пяти, в то время как для метода вносимых неустойчивостей равен всего лишь двум.

Применение обобщенного матричного метода удобно при использовании ЭВМ, тогда как при методах эмиттерно-базовых уравнений и вносимых неустойчивостей возможен «ручной» расчет схем на двух-трех транзисторах. Применение методов эмиттерно-базовых уравнений и вносимых неустойчивостей не исключает возможности использования ЭВМ для расчетных операций, в частности, для усилительных каскадов, содержащих четыре и более транзисторов.

Сравнивая методы эмиттерно-базовых уравнений и вносимых неустойчивостей, отметим, что первый из них более прост при составлении уравнений, так как не требует преобразования цепей связи, однако в связи с большим порядком матрицы (при наличии дополнительных уравнений, соответствующих контурам из резисторов) он

несколько сложнее при определении коэффициентов неустойчивости по формулам (2.8) и (2.9). Второй из них предпочтительнее при «ручном» расчете, так как после преобразования цепей связи порядок матрицы соответственно снижается и определение коэффициентов неустойчивости по формулам (2.20) и (2.21) упрощается. Кроме того, метод вносимых неустойчивостей по сравнению с методом эмиттерно-базовых уравнений более нагляден и удобен при качественном анализе. Качественный анализ становится более наглядным, а расчетные операции существенно упрощаются при применении метода вносимых неустойчивостей в сочетании с методом ориентированных графов. В последнем варианте метод вносимых неустойчивостей следует рассматривать в качестве основного при «ручных» расчетах, причем не только для схем на двух и трех, но и для большего количества транзисторов.

Пример 3. Рассчитаем режим работы транзисторов в усилительном каскаде (см. рис. 10, а) со следующими данными: $T1$ МП41А, $T2$ МП38А [45], $R_1 = R_2 = R_3 = 3$ кОм, $R_4 = R_5 = 1,6$ кОм, $R_6 = 0$, $E_G = 10$ В, диапазон температур от -20 до $+60^\circ\text{C}$.

Параметры неустойчивости при $I_{C1} \approx I_{C2} \approx 1$ мА. Для МП41А $h_{21e \min} = 50$ и для МП38А 45 при $I_E = 1$ мА и температуре $+20^\circ\text{C}$ $h_{21e \max} = 180$ и $I_{CBO \max} = 250$ мкА для обоих типов транзисторов при $+60^\circ\text{C}$ [45]. При -20°C $h_{21e \min} = 30$ и 27 (с учетом поправки на температуру) и $I_{CBO} \rightarrow 0$. Принимая $h_{21E} \approx h_{21e}$, получаем, согласно формуле (1.19), $\Delta I_{B1-} = 33$ мкА, $\Delta I_{B2-} = 41$ мкА (предельные значения при -20°C) и $\Delta I_{B1+} = \Delta I_{B2+} = -245$ мкА (предельные значения при $+60^\circ\text{C}$). Согласно экспериментальным данным, $U_{BE1 \text{ ном}} = U_{BE2 \text{ ном}} = 0,1$ В (при $I_E \approx 1$ мА), $\Delta U_{BE1-} = \Delta U_{BE2-} = 0,15$ В, $\Delta U_{BE1+} = \Delta U_{BE2+} = -0,1$ В (для тех же значений температуры -20°C и $+60^\circ\text{C}$).

Коэффициенты неустойчивости, согласно выражениям (2.7), $S_{1(1)} = 0,33$; $S_{1(2)} = -1$; $S_{2(1)} = 1,4$; $S_{2(2)} = 1$; $N_{1(1)} = 0,14$; $N_{1(2)} = -0,24$; $N_{2(1)} = 0,35$; $N_{2(2)} = 0,17$; $C_{1(1)} = 2,2$; $C_{1(2)} = 0$; $C_{2(1)} = 2,2$; $C_{2(2)} = 0$; $H_{1(1)} = 0,23$; $H_{1(2)} = -0,9$; $H_{2(1)} = 1,23$; $H_{2(2)} = -0,9$ ($N_{i(j)}$ — с размерностью кОм^{-1} , $C_{i(j)}$ — кОм, $S_{i(j)}$ и $H_{i(j)}$ без размерности). Проверим выполнение условия (2.1) и, следовательно, допустимость идеализации транзистора в эквивалентной схеме, которой соответствуют полученные выше значения коэффициентов неустойчивости. Эквивалентные сопротивления в цепях базы и эмиттера $T1$ и $T2$ согласно выражениям (2.2) и (2.3): $R_{B1 \text{ экв}} = -0,05$ кОм; $R_{E1 \text{ экв}} = 7,1$ кОм; $R_{B2 \text{ экв}} = 0$; $R_{E2 \text{ экв}} = 5,9$ кОм. При

$h_{11b1 \max} = 35 \text{ Ом}$, $h_{11b2 \max} = 29 \text{ Ом}$ [45], $1 - h_{21b1 \min} = 1 / (1 + h_{21e1 \min}) = 0,02$, $1 - h_{21b2 \min} = 1 / (1 + h_{21e2 \min}) = 0,02$ имеем: $35 \text{ Ом} + 0,02 (-50 \text{ Ом}) \ll 7,1 \text{ кОм}$ и $29 \text{ Ом} + 0,02 \cdot 0 \ll 5,9 \text{ кОм}$.

По данным параметров и коэффициентов неустойчивости находим неустойчивости токов и напряжений транзисторов, их номинальные и полные значения. Согласно выражениям (2.4) и (2.5): $\Delta I_{C1-} = -0,03 \dots 0,8 \text{ мА}$; $\Delta I_{C2-} = -0,17 \text{ мА}$; $\Delta U_{CB1-} = 0,11 \dots -0,135 \text{ В}$; $\Delta U_{CB2-} = 0,27 \dots -0,135 \text{ В}$ при -20°С и $\Delta I_{C1+} = 0,1 \dots -0,27 \text{ мА}$; $\Delta I_{C2+} = 0,64 \text{ мА}$; $\Delta U_{CB1+} = -0,57 \dots 0,09 \text{ В}$; $\Delta U_{CB2+} = -0,67 \dots 0,09 \text{ В}$ при $+60^\circ \text{С}$. Номинальные значения, согласно выражениям (2.31) и (2.32): $I_{C1 \text{ ном}} = 1,04 \text{ мА}$; $I_{C2 \text{ ном}} = 1 \text{ мА}$; $U_{CB1 \text{ ном}} = 3,25 \text{ В}$ и $U_{CB2 \text{ ном}} = 3,35 \text{ В}$. Полные значения, согласно выражениям (2.33) и (2.34): $I_{C1} \approx 0,8 \dots 1,15 \text{ мА}$, $I_{C2} \approx 0,8 \dots 1,65 \text{ мА}$, $U_{CB1} = 2,7 \dots 3,4 \text{ В}$ и $U_{CB2} = 2,7 \dots 3,6 \text{ В}$ (с учетом технологического разброса параметров транзисторов и в диапазоне температур от -20°С до $+60^\circ \text{С}$).

3. АНАЛИЗ И ПОСТРОЕНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ С ГАЛЬВАНИЧЕСКИМИ СВЯЗЯМИ ТРАНЗИСТОРОВ

Анализ элементарных цепей гальванически связанных транзисторов. Схемы всех шести видов цепей гальванических связей двух транзисторов показаны на рис. 15. Схемы можно рассматривать как элементарные, так как независимо от сложности усилительного каскада его можно представить состоящим из однотранзисторных звеньев с указанными цепями связи.

Неустойчивость тока коллектора транзистора $T2$ в цепи с коллекторно-базовой связью $T1$ и $T2$ (рис. 15, а)

$$\Delta I_{C2} = \Delta I_{C2 \text{ соб}} - k_{2(1)} \Delta I_{C1 \text{ соб}},$$

т. е. при $\Delta I_{C1 \text{ соб}} \approx \Delta I_{C2 \text{ соб}}$ и $k_{2(1)} = 1$ неустойчивость тока коллектора $\Delta I_{C2} \rightarrow 0$.

Неустойчивость тока коллектора транзистора $T2$ в цепи с коллекторно-эмиттерной связью $T1$ и $T2$ (рис. 15, б)

$$\Delta I_{C2} = \Delta I_{C2 \text{ соб}} + k_{2(1)} \Delta I_{C1 \text{ соб}},$$

т. е. при $\Delta I_{C1 \text{ соб}} \approx \Delta I_{C2 \text{ соб}}$ и $k_{2(1)} = 1$ неустойчивость тока $\Delta I_{C2} \rightarrow 2\Delta I_{C2 \text{ соб}}$. Неустойчивость тока коллектора транзистора $T1$ в обеих цепях (рис. 15, а и б) не зависит от транзистора $T2$:

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{C1 \text{ соб}}.$$

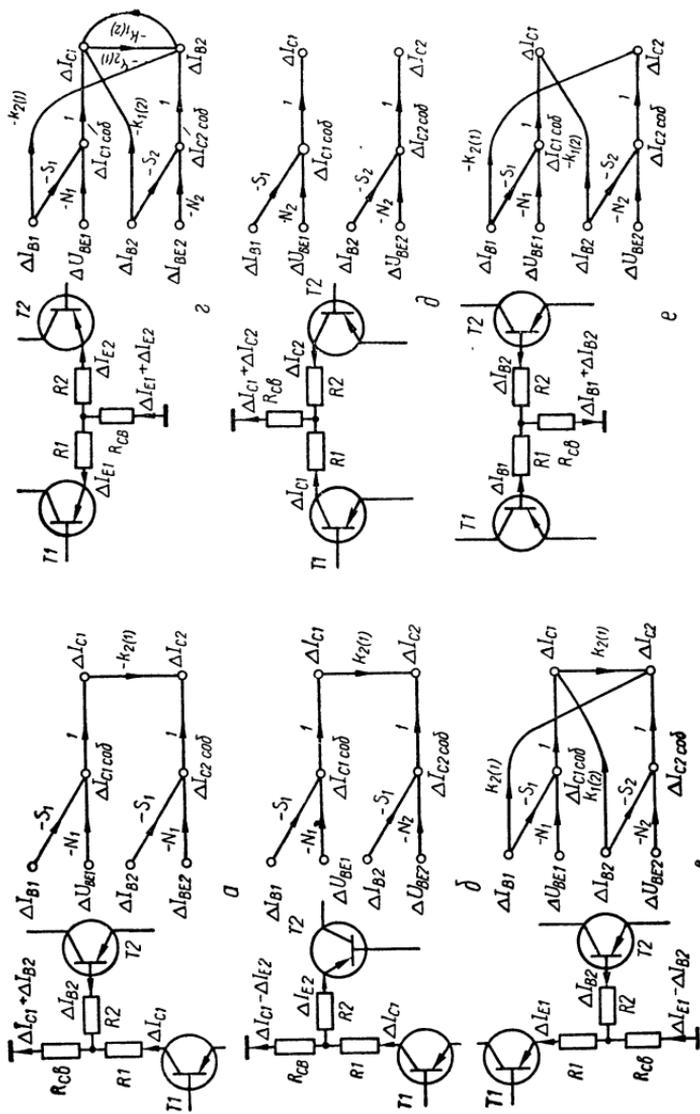


Рис. 15. Схемы элементарных цепей гальванических связей транзисторов и их графы: а — коллекторно-базовой; б — коллекторно-эмиттерной; в — коллекторно-базовой; г — коллекторно-базовой; д — коллекторно-базовой; е — эмиттерной; ж — базовой

Нестабильности токов транзисторов в цепи с эмиттерно-базовой связью транзисторов (рис. 15, в):

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{C1 \text{ соб}} + k_{1(2)} \Delta I_{B2};$$

$$\Delta I_{C2} = \Delta I_{C2 \text{ соб}} + k_{2(1)} \Delta I_{C1 \text{ соб}} + k_{2(1)} \Delta I_{B1} + k_{1(2)} k_{2(1)} \Delta I_{B2},$$

которые при $\Delta I_{B1} \approx \Delta I_{B2}$, $k_{1(2)} = k_{2(1)} = 1$

$$\Delta I_{C1} = -(S_1 - 1) \Delta I_{B1} - N_1 \Delta U_{BE1};$$

$$\Delta I_{C2} = -(S_1 - 1) \Delta I_{B1} - N_1 \Delta U_{BE1} - (S_2 - 1) \Delta I_{B2} - N_2 \Delta U_{BE2},$$

т. е. $|\Delta I_{C1}| < |\Delta I_{C1 \text{ соб}}|$ и $|\Delta I_{C2}| < 2|\Delta I_{C2 \text{ соб}}|$.

Нестабильности токов транзисторов в цепи с коллекторной связью двух транзисторов (рис. 15, д):

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{C1 \text{ соб}};$$

$$\Delta I_{C2} = \Delta I_{C2 \text{ соб}},$$

в цепи с базовой связью (рис. 15, е)

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{C1 \text{ соб}} - k_{1(2)} \Delta I_{B2};$$

$$\Delta I_{C2} = \Delta I_{C2 \text{ соб}} - k_{2(1)} \Delta I_{B1},$$

которые при $\Delta I_{B1} \approx \Delta I_{B2}$, $k_{1(2)} = k_{2(1)} = 1$

$$\Delta I_{C1} = -(S_1 + 1) \Delta I_{B1} - N_1 \Delta U_{BE1};$$

$$\Delta I_{C2} = -(S_2 + 1) \Delta I_{B2} - N_2 \Delta U_{BE2},$$

т. е. $|\Delta I_{C1}| > |\Delta I_{C1 \text{ соб}}|$ и $|\Delta I_{C2}| > |\Delta I_{C2 \text{ соб}}|$.

Особое место среди всех шести элементарных цепей связи занимает цепь с эмиттерной связью (рис. 15, з) [17]. Как видно из графа, в этой цепи оба транзистора охвачены положительной обратной связью, характеризуемой петлевым коэффициентом $k_{1(2)}k_{2(1)}$. При этом нестабильности токов коллекторов:

$$\Delta I_{C1} = \{[-\Delta I_{B1}(S_1 - k_{1(2)}k_{2(1)}) - \Delta U_{BE1}N_1] - [-\Delta I_{B2}(S_2 - 1)k_{1(2)} - \Delta U_{BE2}N_2k_{1(2)}]\}/D;$$

$$\Delta I_{C2} = \{[-\Delta I_{B2}(S_2 - k_{1(2)}k_{2(1)}) - \Delta U_{BE2}N_2] - [-\Delta I_{B1}(S_1 - 1)k_{2(1)} - \Delta U_{BE1}N_1k_{2(1)}]\}/D,$$

где $D = 1 - k_{1(2)}k_{2(1)}$ — определитель графа, являющийся возвратной разностью цепи положительной (так как $D < 1$) обратной связи.

Из полученных выражений следует, что в цепи с эмиттерной связью транзисторов происходит компенсация составляющих нестабильностей токов ΔI_{C1} и ΔI_{C2} (выражения в квадратных скобках взаимно вычитаются) и соответственно уменьшение величин ΔI_{C1} и ΔI_{C2} . В то же время нестабильности токов ΔI_{C1} и ΔI_{C2} увеличиваются из-за положительной обратной связи.

При идентичности транзисторов и симметричной цепи, что практически достигается в интегральных микросхемах типа дифференциального усилителя, т. е. при $\Delta I_{B1} = \Delta I_{B2} = \Delta I_B$,

$$\Delta U_{BE1} = \Delta U_{BE2} = \Delta U_{BE}, \quad S_1 = S_2 = S, \quad N_1 = N_2 = N, \\ k_{1(2)} = k_{2(1)} = k_{CB}$$

имеем:

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2} = -\Delta I_B \frac{S + k_{CB}}{1 + k_{CB}} - \Delta U_{BE} \frac{N}{1 + k_{CB}} = \\ = -\Delta I_B S_{\text{ЭКВ}} - \Delta U_{BE} N_{\text{ЭКВ}}, \quad (2.42)$$

где

$$S_{\text{ЭКВ}} = 1 + R_B/R_{E \text{ ЭКВ}}; \quad (2.43)$$

$$N_{\text{ЭКВ}} = 1/R_{E \text{ ЭКВ}}; \quad (2.44)$$

$$R_{E \text{ ЭКВ}} = R_E (1 + k_{CB}). \quad (2.45)$$

Таким образом, несмотря на положительную обратную связь, режим транзисторов благодаря компенсации нестабильностей аналогичен режиму при автономном включении транзистора (без связи с другими транзисторами). Однако в схеме с неидентичными транзисторами благодаря уменьшению компенсирующего действия положительная обратная связь может существенно увеличить нестабильности токов ΔI_{C1} и ΔI_{C2} .

На рис. 15 изображены схемы цепей с транзисторами *p-n-p* проводимости. В равной мере сказанное относится и к транзисторам *n-p-n* проводимости. Если один транзистор имеет проводимость типа *p-n-p*, а другой *n-p-n*, взаимное направление стрелок, характеризующих нестабильности токов, меняется на обратное, и соответственно знаки у коэффициентов связи на графиках также меняются на противоположные. В результате там, где было уменьшение нестабильности тока коллектора (например, ΔI_{C2} в цепи по схеме рис. 15, а), будет увеличение нестабильности тока, и, наоборот, там, где было увеличение

нестабильности тока коллектора (например ΔI_{G2} в цепи по схеме рис. 15, б), будет уменьшение нестабильности тока.

В цепи с эмиттерной связью двух транзисторов разного типа проводимости, в отличие от цепи с транзисторами одного типа проводимости, нестабильности суммируются. При положительной обратной связи это приводит к существенному увеличению нестабильностей:

$$\begin{aligned}\Delta I_{C1} &= \{[-\Delta I_{B1}(S_1 - k_{1(2)}k_{2(1)}) - \Delta U_{BE1}N_1] + \\ &+ [-\Delta I_{B2}(S_2 - 1)k_{1(2)} - \Delta U_{BE2}N_2k_{1(2)}]\}/D; \\ \Delta I_{C2} &= \{[-\Delta I_{B2}(S_2 - k_{1(2)}k_{2(1)}) - \Delta U_{BE2}N_2] + \\ &+ [-\Delta I_{B1}(S_1 - 1)k_{2(1)} - \Delta U_{BE1}N_1k_{2(1)}]\}/D.\end{aligned}$$

При идентичности транзисторов и симметричности цепи

$$\begin{aligned}\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2} &= -\Delta I_B \frac{S - k_{CB}}{1 - k_{CB}} - \Delta U_{BE} \frac{N}{1 - k_{CB}} = \\ &= -\Delta I_B S_{ЭКВ} - \Delta U_{BE} N_{ЭКВ},\end{aligned}$$

где коэффициенты $S_{ЭКВ}$ и $N_{ЭКВ}$ соответствуют выражениям (2.43) и (2.44), но с другим выражением для эквивалентного эмиттерного сопротивления:

$$R_{E_{ЭКВ}} = R_E (1 - k_{CB}). \quad (2.46)$$

При $k_{CB} \rightarrow 1$ нестабильности токов $\Delta I_{C1} \approx \Delta I_{C2} \rightarrow \infty$. Следует, однако, отметить, что цепь с эмиттерной связью транзисторов *p-n-p* и *n-p-n* проводимостями может быть составной частью более сложной цепи с дополнительными цепями отрицательной обратной связи, при которых обеспечивается стабилизация режима транзисторов.

Усилительный каскад со стабилизирующим транзистором. В базовой цепи основного транзистора *T1* усилительного каскада (рис. 16, а) включен дополнительный транзистор *T2* [20]. Стабильность режима транзистора *T1* из-за коллекторно-базовой связи *T2* и *T1* и отрицательной обратной связи, охватывающей оба транзистора, существенно повышается. Кроме того, повышается входное сопротивление усилителя (благодаря включению транзистора *T2* в цепь базы транзистора *T1*).

Согласно графу (рис. 16, в), при условии $R_4 = 0$ ($R_4 = R_4' + R_4''$) или $R_4 \ll R_{B2}$ ($R_{B2} \approx R_{E1}$), $\Delta I_{B1} \approx \Delta I_{B2} \times (\Delta I_B)$ и $\Delta U_{BE1} \approx \Delta U_{BE2} (\Delta U_{BE})$ получаем

$$\Delta I_{C1} \approx \Delta U_{BE} N_1 \frac{1 - R_{E2}/R_{B1}}{1 + R_{E2}/R_{B1}}. \quad (2.47)$$

Сравнивая выражение (2.47) с аналогичным для одно-транзисторного каскада, замечаем, что в нем отсутствует член с ΔI_{B1} (полная компенсация влияния ΔI_{B1} и ΔI_{B2}), а член с ΔU_{BE} значительно ослаблен из-за коэффициента при N_1 :

$$N_{1 \text{ экв}} = N_1 \frac{1 - R_{E2}/R_{B1}}{1 + R_{E2}/R_{B1}}.$$

При $R_{B1} = R_{E2}$ (условие полной компенсации влияния ΔU_{BE1} и ΔU_{BE2})

$$\Delta I_{C1} \rightarrow 0. \quad (2.47a)$$

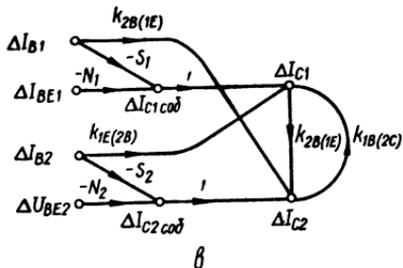
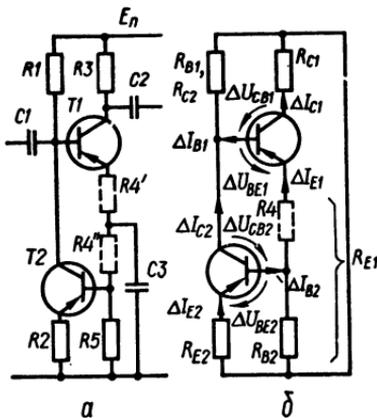


Рис. 16. Усилительный каскад со стабилизирующим транзистором:

а — полная схема; б — эквивалентная схема для нестабильностей токов и напряжений; в — граф.

При тех же условиях, что и для выражений (2.47) и (2.47a), имеем

$$\Delta I_{C2} \approx -\Delta I_B - \Delta U_{BE} \frac{2}{R_{B1} + R_{E2}}; \quad (2.48)$$

$$\Delta I_{C2} \approx -\Delta I_B - \Delta U_{BE} N_2, \quad (2.48a)$$

т. е. нестабильность ΔI_{C2} , хотя и не стремится к нулю (а это не требуется, так как транзистор $T2$ играет вспомогательную роль), но все-таки меньше, чем при обычном включении одного транзистора.

Нестабильности напряжений между выводами коллектора и базы транзисторов при $R_4 \ll R_{B2}$:

$$\Delta U_{CB1} \approx -\Delta U_{BE} \frac{2R_{B1} + (R_{B1} - R_{E2}) R_{C1}/R_{E1}}{R_{B1} + R_{E2}};$$

$$\Delta U_{CB2} \approx \Delta U_{BE},$$

а при $R_{B1} = R_{E2}$

$$\Delta U_{CB1} \approx -\Delta U_{BE}.$$

Рассчитаем нестабильности для каскада по схеме рис. 16, *a* со следующими данными: $R_1 = 6,2$ кОм, $R_2 = R_3 = R_5 = 3,3$ кОм и $R_4 = 0$ ($R_{B1} \neq R_{E2}$)

$$\begin{aligned}\Delta I_{C1} &\approx 0,1\Delta U_{BE}; \\ \Delta I_{C2} &\approx -\Delta I_B - 0,2\Delta U_{BE}; \\ \Delta U_{CB1} &\approx -1,6\Delta U_{BE}; \\ \Delta U_{CB2} &\approx \Delta U_{BE}.\end{aligned}$$

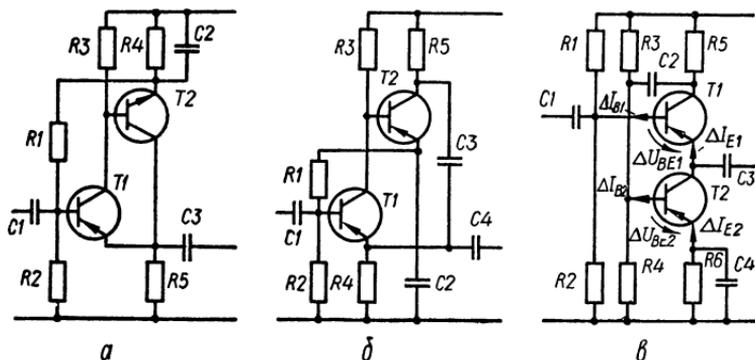


Рис. 17. Схема эмиттерного повторителя с коллекторно-базовой связью транзисторов:

a — на транзисторах с различной проводимостью; *б* — на транзисторах с одинаковой проводимостью; *в* — «с динамической нагрузкой».

Для обычного однотранзисторного каскада с теми же величинами сопротивлений:

$$\begin{aligned}\Delta I_{C1} &= -1,65\Delta I_B - 0,3\Delta U_{BE}; \\ \Delta U_{CB1} &= 7,6\Delta I_B + \Delta U_{BE}\end{aligned}$$

(коэффициенты при ΔU_{BE} в выражениях для ΔI_{C1} и ΔI_{C2} имеют размерность кОм⁻¹, а при ΔI_B в выражении для ΔU_{CB1} — размерность кОм).

Выражения (2.47)—(2.48 а) получены при условии идентичности транзисторов, которая практически может быть обеспечена технологией изготовления интегральных схем. При использовании обычных транзисторов также будет получена повышенная стабильность режима, хотя и несколько меньшая из-за технологического разброса параметров транзисторов.

Эмиттерные повторители на составных транзисторах с коллекторно-базовой связью. Эмиттерный повторитель

на составном транзисторе, состоящем из двух транзисторов, может быть выполнен по двум основным схемам: с эмиттерно-базовой связью (схема Дарлингтона) или с коллекторно-базовой и обратной коллекторно-эмиттерной связями [9]. На рис. 17 показаны схемы эмиттерных повторителей, соответствующие второй основной схеме включения транзисторов и охваченные отрицательной обратной связью (для сигнала переменного тока) по цепи: коллектор $T1$, база $T2$, коллектор $T2$, эмиттер $T1$. Повторители отличаются между собой цепями питания и смещения.

Повторитель по схеме рис. 17, а на транзисторах разной ($p-n-p$ и $n-p-n$) проводимости аналогичен усилителю по схеме рис. 10, а при $R_6 = 0$. Результаты анализа неустойчивости режима транзисторов для усилителя рис. 10, а могут быть распространены и на этот повторитель.

Повторитель по схеме рис. 17, б аналогичен известному двухтранзисторному усилительному каскаду на транзисторах одного типа проводимости и отличается от него тем, что между эмиттером $T1$ и коллектором $T2$ включен конденсатор $C3$, обеспечивающий необходимую отрицательную обратную связь для сигнала. Как и в указанном усилительном каскаде, в повторителе по схеме рис. 17, б обеспечивается отрицательная обратная связь с эмиттера $T2$ на базу $T1$ по постоянному току. Неустойчивости токов коллекторов $T1$ и $T2$:

$$\begin{aligned} \Delta I_{C1} &= -\Delta I_{B1} \frac{S_1 - k_{1B(2E)}}{1 + k_{1B(2E)}} - \Delta U_{BE1} \frac{N_1}{1 + k_{1B(2E)}} - \\ &\quad - \left[\Delta I_{B2} \frac{S_2 - 1}{1 + k_{1B(2E)}} + \Delta U_{BE2} \frac{N_2}{2} \right] k_{1B(2E)}; \\ \Delta I_{C2} &= -\Delta I_{B2} \frac{S_2 + k_{1B(2E)}}{1 + k_{1B(2E)}} - \Delta U_{BE2} \frac{N_2}{1 + k_{1B(2E)}} + \\ &\quad + \Delta I_{B1} \frac{S_1 + 1}{1 + k_{1B(2E)}} + \Delta U_{BE1} \frac{N_1}{1 + k_{1B(2E)}}, \end{aligned}$$

которые при $\Delta I_{B1} \rightarrow \Delta I_{B2}$, $\Delta U_{BE1} \rightarrow \Delta U_{BE2}$, $S_1 = S_2 = S$, $N_1 = N_2 = N$ и $k_{1B(2E)} = 1$:

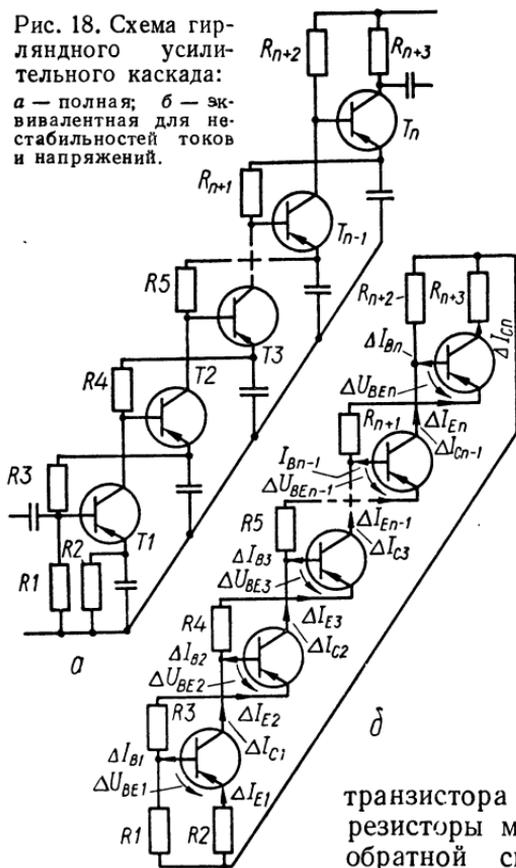
$$\Delta I_{C1} \rightarrow \Delta I_B (S - 1) - \Delta U_{BE} N, \quad \Delta I_{C2} \rightarrow 0.$$

Повторитель по схеме рис. 17, в известен под названием повторителя «с динамической нагрузкой» [43]. Анализ

нестабильности режима транзисторов в этом повторителе дан в гл. II, 2 при рассмотрении метода эмиттерно-базовых уравнений. В повторителе по схеме рис. 17, в возможен вариант общего базового делителя для обоих транзисторов.

Анализ влияния цепей питания и смещения на параметры эмиттерных повторителей по схемам рис. 17 для усиливаемого сигнала переменного тока дан в работе [9].

Рис. 18. Схема гирляндного усилительного каскада: а — полная; б — эквивалентная для неустойчивостей токов и напряжений.



Гирляндный усилительный каскад на транзисторах. Схема гирляндного усилительного каскада [22], известного также под названием усилителя со скрещенными обратными связями [28], с параллельно-последовательным питанием и общей отрицательной обратной связью по постоянному току [49], показана на рис. 18, а. Количество транзисторов в гирляндном усилителе теоретически не ограничено. Последовательно с выводом эмиттера каждого

транзистора могут быть включены резисторы местной отрицательной обратной связи по переменному току, а во входной и выходной

цепях приняты меры для повышения входного и уменьшения выходного сопротивлений [9]. При том же количестве транзисторов гирляндный усилитель содержит значительно меньшее количество элементов, чем обычные усилители [22]. Гирляндный усилитель обладает высокой стабильностью режима, обусловленной как компенсацией неустойчивостей при коллекторно-базовых связях транзисторов, так и перекрестными обратными связями.

Для гирляндного усилительного каскада при условии $\Delta I_{B1} \approx \Delta I_{B2} \approx \dots \approx \Delta I_{Bn}$, $\Delta U_{BE1} \approx \Delta U_{BE2} \approx \dots \approx \Delta U_{BE n}$ и $R_1 = R_2 = \dots = R_{n+2}$ нестабильности токов:

$$\Delta I_{C1} \approx \Delta I_{C3} \approx \dots \approx \Delta I_{C*} \approx -\frac{n+4}{n+1} \Delta I_B - \frac{n+3}{n+1} \frac{\Delta U_{BE}}{R};$$

$$\Delta I_{C2} \approx \Delta I_{C4} \approx \dots \approx \Delta I_{C**} \approx -\frac{3}{n+1} \Delta I_B - \frac{2}{n+1} \frac{\Delta U_{BE}}{R},$$

где ΔI_{C*} и ΔI_{C**} — нестабильности токов с нечетным и четным индексом соответственно; n — количество транзисторов. Если сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ значительно больше сопротивлений остальных резисторов, то

$$\Delta I_{C1} \approx \Delta I_{C3} \approx \dots \approx \Delta I_{C*} \rightarrow -\Delta I_B;$$

$$\Delta I_{C2} \approx \Delta I_{C4} \approx \dots \approx \Delta I_{C**} \rightarrow 0.$$

Нестабильности напряжений между коллектором и базой при $R_1 = R_2 = \dots = R_{n+2}$:

$$\Delta U_{CB1} \approx \Delta U_{CB3} \approx \dots \approx \Delta U_{CB*} \approx \frac{n-2}{n+1} \Delta I_B R + \frac{n-1}{n+1} \Delta U_{BE};$$

$$\Delta U_{CB2} \approx \Delta U_{CB4} \approx \dots \approx \Delta U_{CB**} \approx -\frac{3}{n+1} \Delta I_B R - \frac{2}{n+1} \Delta U_{BE}.$$

При больших значениях сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$:

$$\Delta U_{CB1} \approx \dots \approx \Delta U_{CB*} \rightarrow \Delta I_B R + \Delta U_{BE};$$

$$\Delta U_{CB2} \approx \dots \approx \Delta U_{CB**} \rightarrow 0.$$

Так, например, для каскада с пятью транзисторами, у которых $\Delta I_{B+} = -50$ мкА, $\Delta U_{BE+} = -0,1$ В, при $R_1 = R_2 = \dots = R_5 = 3$ кОм, имеем: $\Delta I_{C1} \approx \Delta I_{C3} \approx \Delta I_{C5} = 0,12$ мА, $\Delta I_{C2} \approx \Delta I_{C4} \approx 0,036$ мА, $\Delta U_{CB1} \approx \Delta U_{CB3} \approx \Delta U_{CB5} \approx -0,14$ В, $\Delta U_{CB2} \approx \Delta U_{CB4} \approx 0,11$ В. При $R_1 = R_2 \gg R_3 = R_4 = R_5$:

$$\Delta I_{C1} \approx \Delta I_{C3} \approx \Delta I_{C5} \approx 0,05 \text{ мА}, \quad \Delta I_{C2} \approx \Delta I_{C4} \approx 0,$$

$$\Delta U_{CB1} \approx \Delta U_{CB3} \approx \Delta U_{CB5} \approx 0,25 \text{ В}, \quad \Delta U_{CB2} \approx \Delta U_{CB4} \approx 0.$$

Малошумящие усилительные каскады с отрицательной обратной связью. Схема усилительного каскада, обычно используемая в качестве малошумящего в аппаратуре магнитной записи [22], показана на рис. 19. Каскады содержат три звена: два усилительных на транзисторах $T1$ и $T2$ и одно звено — повторитель на транзисторе $T3$, охваченных общей отрицательной обратной связью при помощи делителя из резисторов $R5$ и $R7$ (влиянием резистора $R8$, сопротивление которого $R_8 \gg R_5$, в усилителе по схеме рис. 19, *a* можно пренебречь). Возрастание шумов

за счет введения в цепь эмиттера резистора $R5$ незначительно при малой величине его сопротивления ($R5 \ll r_e$), а отрицательная обратная связь, обеспечивающая стабилизацию параметров и характеристик каскада, не увеличивает уровня шумов по отношению к уровню сигнала в рабочем диапазоне частот [22].

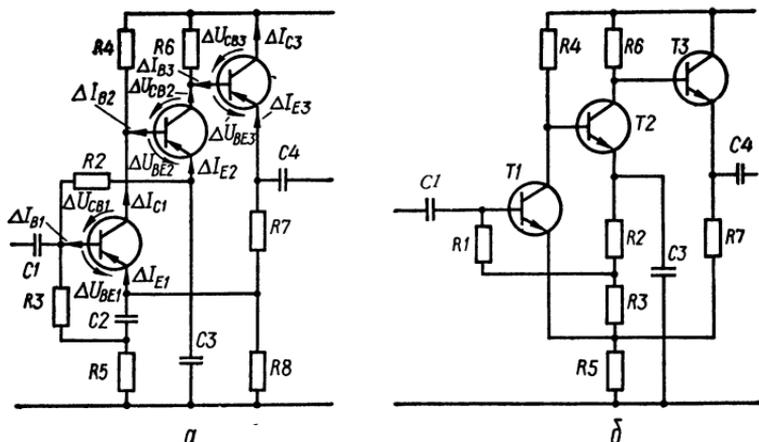


Рис. 19. Схема усилительного каскада на трех транзисторах (а) и схема упрощенного варианта каскада для кремниевых транзисторов (б).

Помимо отрицательной обратной связи для усиливаемого сигнала переменного тока, усилительные каскады по схемам рис. 19 охвачены отрицательной обратной связью по постоянному току, стабилизирующей режим транзисторов, что особенно важно для транзистора $T1$, работающего при малых значениях тока и напряжения. Схема рис. 19, а имеет две петли обратной связи по постоянному току: 1) коллектор $T1$, база $T2$, эмиттер $T2$, база $T1$; 2) коллектор $T1$, база $T2$, коллектор $T2$, база $T3$, эмиттер $T3$, эмиттер $T1$ и, кроме того, петлю положительной обратной связи, обусловленную эмиттерной связью транзисторов $T1$ и $T3$. Результирующая обратная связь при этом отрицательная.

Схема усилительного каскада по схеме рис. 19, б проще, так как не содержит конденсатора $C2$, который должен быть достаточно большой емкости. Исключение конденсатора $C2$ возможно, если в качестве $T1$ применен кремниевый транзистор, обладающий существенным падением напряжения между выводами базы и эмиттера.

Пренебрегая влиянием резистора R_5 , сопротивление которого незначительно, на режим транзисторов, отметим, что в усилителе по схеме рис. 19, б имеется только одна петля отрицательной обратной связи: коллектор $T1$, база $T2$, эмиттер $T2$, база $T1$. Стабилизация режима транзистора $T3$ обеспечивается отрицательной обратной связью при помощи резистора в цепи эмиттера. Обозначив на схеме рис. 19, а исходные и искомые нестабильности и построив граф схемы, получим коэффициенты нестабильности, которые для следующих значений сопротивлений: $R_2 = 3,3 \text{ кОм}$, $R_3 = 5,1 \text{ кОм}$, $R_4 = 15 \text{ кОм}$, $R_5 = 100 \text{ Ом}$, $R_6 = R_7 = 5,1 \text{ кОм}$, $R_8 = 1,8 \text{ кОм}$, равны: $S_{1(1)} = 0,26$, $S_{1(2)} = 1$, $S_{1(3)} = -0,1$, $S_{2(1)} = -0,97$, $S_{2(2)} = 1$, $S_{2(3)} = 0,18$, $S_{3(1)} = 1,1$, $S_{3(2)} = -1$, $S_{3(3)} = 1,6$, $N_{1(1)} = 0,08$, $N_{1(2)} = 0,06$, $N_{1(3)} = 0,02$, $N_{2(1)} = -0,14$, $N_{2(2)} = 0,02$, $N_{2(3)} = 0,035$, $N_{3(1)} = 0,08$, $N_{3(2)} = -0,03$, $N_{3(3)} = 0,125$. Коэффициенты $N_{i(j)}$ имеют размерность кОм^{-1} . Из полученных данных следует, что нестабильность режима транзистора $T1$ близка к нестабильности режима транзистора с большим сопротивлением резистора в цепи эмиттера ($S \rightarrow 1$ и $N \rightarrow 0$).

Нестабильность режима транзисторов $T1$ и $T2$ в усилителе по схеме рис. 19, б аналогична нестабильности режима транзисторов в усилителе по схеме рис. 17, б. Нестабильность тока транзистора $T3$

$$\Delta I_{C3} = \Delta I_{C3 \text{ соб}} - k_{3B(2C)} \Delta I_{C2},$$

где $S_3 = 1 + R_6/R_7$; $N_3 = 1/R_7$; $k_{3B(2C)} = R_6/R_7$.

Усилительные каскады с большим выходным сопротивлением. В ряде случаев требуется, чтобы усилитель имел большое выходное сопротивление и через нагрузку не протекала постоянная составляющая тока. Простейшая схема такого каскада на двух транзисторах $p-n-p$ и $n-p-n$ проводимостей с эмиттерной обратной отрицательной связью и коллекторным выходом изображена на рис. 20, а.

Выходное сопротивление транзистора по цепи коллектора независимо от того, в цепь эмиттера или базы включен источник сигнала, определяется формулой*

$$R_{\text{вых}} \approx r_c / (1 + mb), \quad (2.49)$$

* Предложена автором в докладе «Приведенная эквивалентная схема и выходное сопротивление транзистора с коллекторной нагрузкой» на XVIII Украинской республиканской научно-технической конференции НТОРЭС им. А. С. Попова, Киев, 1968.

где

$$m = \frac{1}{1 + (1 + b) \frac{r_e + R_e}{r_b + R_b}}; \quad (2.50)$$

r_c , r_e , r_b — сопротивления коллекторного и эмиттерного переходов и базы; b — коэффициент передачи тока из цепи базы в цепь коллектора ($b \approx h_{21e}$); R_e и R_b — внешние сопротивления в цепях эмиттера и базы. Согласно

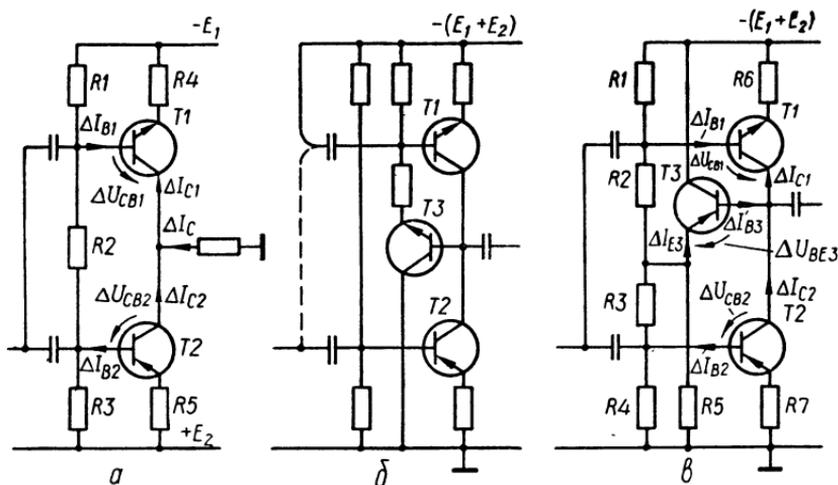


Рис. 20. Схема усилительного каскада с большим выходным сопротивлением:

a — с разностной постоянной составляющей; $b, в$ — без постоянной составляющей тока в нагрузке.

формуле (2.49), выходное сопротивление имеет максимальную величину $R_{\text{вых}} \rightarrow r_c$ при $m \ll 1/b$, т. е. при

$$r_e + R_e \gg r_b + R_b. \quad (2.51)$$

Таким образом, для получения максимального выходного сопротивления каскада $R_{\text{вых}} = r_{c1} \parallel r_{c2}$ необходимо, чтобы источник сигнала (каскад предварительного усиления) имел низкое выходное сопротивление, а сопротивление резисторов $R4$ и $R5$ (R_E) в цепях эмиттеров транзисторов $T1$ и $T2$ соответствовали условию (2.51). Выражая условие (2.51) через h -параметры, получаем:

$$R_e \gg R_b - h_{11b} + h_{12b}h_{21b}/h_{22b}. \quad (2.51a)$$

Нестабильность режима усилителя по схеме рис. 20, *а* характеризуется следующими выражениями:

$$\begin{aligned}\Delta I_{C1} &= -\Delta I_{B1}S_1 - \Delta U_{BE1}N_1 + \Delta I_{B2}S_{1(2)}; \\ \Delta I_{C2} &= -\Delta I_{B2}S_2 - \Delta U_{BE2}N_2 + \Delta I_{B1}S_{2(1)}; \\ \Delta I_H &= \Delta I_{C1} - \Delta I_{C2} = -\Delta I_{B1}(S_1 + S_{2(1)}) + \\ &+ \Delta I_{B2}(S_2 + S_{1(2)}) - \Delta U_{BE1}N_1 + \Delta U_{BE2}N_2; \\ \Delta U_{CB1} &= \Delta I_{B1}R_{B1} - \Delta I_{B2}R_{CB12} - \Delta I_H R_H; \\ \Delta U_{CB2} &= \Delta I_{B2}R_{B2} - \Delta I_{B1}R_{CB12} + \Delta I_H R_H,\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}S_{1(2)} &= k_{1B(2B)} = R_{CB12}/R_{E1}; \quad S_{2(1)} = k_{2B(1B)} = R_{CB12}/R_{E2}; \\ R_{CB12} &= R_1 R_3 / (R_1 + R_2 + R_3); \quad R_{E1} = R_4; \quad R_{E2} = R_5; \\ R_{B1} &= R_1 (R_2 + R_3) / (R_1 + R_2 + R_3); \\ R_{B2} &= R_3 (R_1 + R_2) / (R_1 + R_2 + R_3).\end{aligned}$$

Согласно полученным выражениям, в усилителе по схеме рис. 20, *а* имеет место компенсация нестабильностей, обусловленная, во-первых, базовой связью транзисторов *T1* и *T2* (компенсация влияния ΔI_{B1} и ΔI_{B2}) и, во-вторых, коллекторной связью транзисторов (компенсация ΔI_{C1} и ΔI_{C2} в общей нагрузке). При идентичности параметров транзисторов (например, транзисторов ГТ402 и ГТ404) $\Delta I_H = \Delta I_{C1} - \Delta I_{C2} \rightarrow 0$ (близко, но не равно нулю).

Если через нагрузку недопустимо протекание постоянной составляющей тока (например, через записывающую головку в аппаратуре магнитной записи) и в цепи нагрузки стоит разделительный конденсатор, усилитель по схеме рис. 20, *а* не может быть применен. В усилителе по схеме рис. 20, *б* с разделительным конденсатором на выходе [10, 19], в отличие от усилителя по схеме рис. 20, *а*, дополнительно применен «отслеживающий» транзистор *T3*, через который регулируется ток коллектора транзистора *T1* и соответственно стабилизируется потенциал коллекторов транзисторов *T1* и *T2*. Усилитель по схеме рис. 20, *в* является дальнейшим развитием усилителя по схеме рис. 20, *б* [12]. В нем обеспечивается двухтактное управление токами обоих транзисторов *T1* и *T2*. Анализ усилителя по схеме рис. 20, *б* дан в работе [19]. Для усилителя по схеме рис. 20, *в* нестабильности токов:

$$\Delta I_{C1} \approx -\Delta I_B \left(1 + \frac{R_B - R_{BB}}{R_E} \right) - \Delta U_{BE} \frac{1}{R_E} +$$

$$\begin{aligned}
 & + \Delta U_{BE3} \frac{R_{BE}}{R_E R_{E3}}; \\
 \Delta I_{C2} & \approx -\Delta I_B \left(1 + \frac{R_B - R_{BB}}{R_E} \right) - \\
 & - \Delta U_{BE} \frac{1}{R_E} - \Delta U_{BE3} \frac{R_{BE}}{R_E R_{E3}}; \\
 \Delta I_{C3} & = -\Delta I_{B3} - \Delta U_{BE3} / R_{E3}.
 \end{aligned}$$

Приведенные выражения записаны при условии идентичности транзисторов $T1$ и $T2$ ($\Delta I_B \approx \Delta I_{B1} \approx \Delta I_{B2}$, $\Delta U_{BE} \approx \Delta U_{BE1} \approx \Delta U_{BE2}$) и при $R_1 = R_4$, $R_2 = R_3$, $R_6 = R_7$.

При том же условии нестабильность напряжения между коллектором и базой транзисторов $T1$ и $T2$:

$$\begin{aligned}
 \Delta U_{CB1} & \approx \Delta I_B (R_B - R_{BB}) - \Delta U_{BE3} R_{BE} / R_{E3}; \\
 \Delta U_{CB2} & \approx \Delta I_B (R_B - R_{BB}) + \Delta U_{BE3} R_{BE} / R_{E3},
 \end{aligned}$$

где R_B и R_{E3} — эквивалентные сопротивления в цепях базы транзистора $T1$ ($T2$) и в цепи эмиттера $T3$; R_{BB} и R_{BE} — эквивалентные сопротивления связи между базами $T1$ и $T2$ и между базой $T1$ ($T2$) и эмиттером $T3$.

В усилительных каскадах по схемам рис. 20, б и в транзистор $T3$ может быть другого типа проводимости при соответствующем подключении его эмиттерной цепи и коллектора.

Глава III

СТАБИЛИЗАЦИЯ И РАСЧЕТ РЕЖИМА МИКРОСХЕМ ТИПА ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Развитие полупроводниковой техники и, в частности, техники интегральных схем привело к созданию нового типа усилительного элемента — операционного усилителя с дифференциальным входом. Операционный усилитель обладает высоким коэффициентом усиления и широкой полосой пропускания частот, начиная от нуля герц. Наличие дифференциального входа дает возможность строить каскады с несимметричным и с симметричным входами, с параллельной, последовательной и комбинированной обратными связями. Большая величина коэффи-

пциента усиления в широкой полосе пропускания частот позволяет применять отрицательные обратные связи, при которых коэффициент передачи, частотная и фазовая характеристики определяются внешними цепями и, следовательно, не зависят от нестабильности параметров операционного усилителя. Указанные параметры и характеристики легко могут быть рассчитаны и обладают высокой стабильностью, определяемой стабильностью параметров элементов цепей обратной связи. Усилительные каскады на операционных усилителях, охваченные отрицательной обратной связью, имеют малые нелинейные искажения.

1. ИСТОЧНИКИ НЕСТАБИЛЬНОСТИ И СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Общие сведения о включении операционного усилителя. Одним из первых среди операционных усилителей

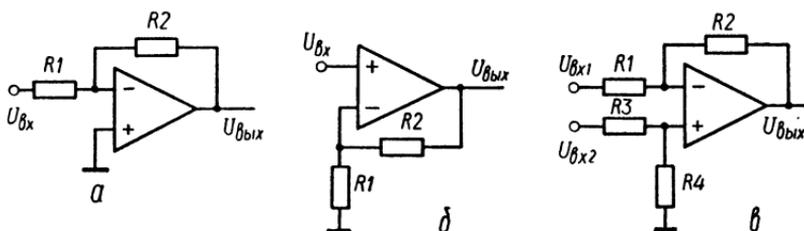


Рис. 21. Упрощенная схема усилительного каскада на операционном усилителе: а — с параллельной; б — с последовательной; в — с комбинированной обратной связью.

является усилитель К140УД1А (К140УД1Б)* [41], обладающий коэффициентом усиления по напряжению $K_{yU} = 400 \dots 4500$ (1300 ... 12 000).

Для основных схем усилительных каскадов на операционных усилителях (рис. 21) коэффициент передачи характеризуется следующими выражениями:

с параллельной отрицательной обратной связью и несимметричным входом (рис. 21, а)

$$K = U_{вых}/U_{вх} \approx -R_2/R_1; \quad (3.1)$$

* Прежнее обозначение операционных усилителей — К1УТ401А и К1УТ401Б.

с последовательной отрицательной обратной связью и несимметричным входом (рис. 21, б)

$$K = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} \approx 1 + R_2/R_1; \quad (3.2)$$

с комбинированной отрицательной обратной связью и симметричным входом (рис. 21, в)

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= U_{\text{ВЫХ}(1)}/U_{\text{ВХ}1} = -R_2/R_1; \\ K_2 &= U_{\text{ВЫХ}(2)}/U_{\text{ВХ}2} = (1 + R_2/R_1)/(1 + R_3/R_4); \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

$$-K_1 = K_2 = R_2/R_1 = R_4/R_3. \quad (3.4)$$

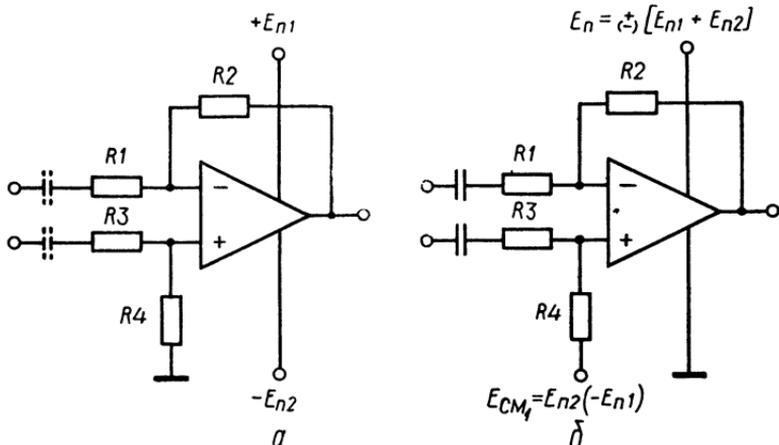


Рис. 22. Схема подключения операционного усилителя:
а — к двум источникам питания; б — к одному источнику питания.

Равенство входных сопротивлений по обоим входам в усилителе по схеме рис. 21, в обеспечивается при условии $R_1 = R_3 + 2R_4$, учитывая, что $U_{\text{ВХ}1} = -U_{\text{ВХ}2}$. Схему рис. 21, в можно рассматривать как наиболее общую, частным случаем которой являются схемы рис. 21, а и б. Для получения определенных частотных или амплитудных характеристик вместо резисторов включают соответствующие частотозависимые или нелинейные элементы.

Для обеспечения усиления сигналов не только переменного, но и постоянного токов питание операционных усилителей осуществляется от двух разнополярных источников питания: +6,3 В и -6,3 В для усилителя К140УД1А, +12,6 В и -12,6 В для усилителя К140УД1Б (рис. 22, а). Усиление сигналов переменного тока возможно при питании от одного источника с суммарным значением напряжения (например, +12,6 В или -12,6 В для К140УД1А). Во втором варианте цепь неинвертирующего (+) входа

усилителя должна быть подключена к источнику смещения $E_{см1}$ (рис. 22, б). Этим источником может быть высокоомный делитель, питаемый от общего источника питания, подобно делителю в цепи базы транзисторного усилителя (см. рис. 6, а). Для подавления помех от цепи питания выход делителя шунтируют конденсатором и к нему как источнику $E_{см1}$ подключают резистор $R4$ (рис. 22, б). Для схемы рис. 21, а делитель (с конденсатором) подключается непосредственно к неинвертирующему (+) входу усилителя, а для схемы 21, б — последовательно или параллельно (через резистор при наличии разделительного конденсатора) с источником сигнала.

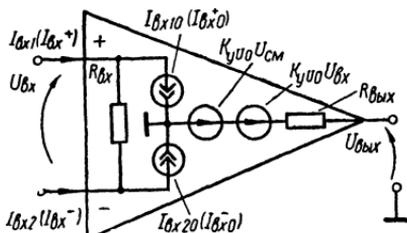


Рис. 23. Эквивалентная схема операционного усилителя с источниками нестабильности режима.

Операционные усилители К140УД1А и К140УД1Б имеют общий вывод, который можно рассматривать как вывод делителя напряжения, встроенного в схему операционного усилителя, и использовать его для этой цели (см. рис. 38, а). Операционные усилители К1УТ402А, К1УТ402Б и другие такого вывода не имеют.

После всего сказанного следует отметить, что техническими условиями на операционные усилители предусмотрено использование двух источников питания и подключение общего вывода к общей шине питания. Поэтому включение операционных усилителей по другой схеме в каждом конкретном случае должно согласовываться в установленном порядке. В частности, необходимо учитывать переходные процессы при включении и выключении источника питания.

Параметры нестабильности режима и эквивалентная схема операционного усилителя. Операционный усилитель характеризуется следующими параметрами, влияющими на его режим по постоянному току: напряжением смещения нуля $U_{см}$, входным током $I_{вх}$ неинвертирующего ($I_{вх1}$) и инвертирующего ($I_{вх2}$) входов и разностью входных токов $\Delta I_{вх}$ (рис. 23)*. Для операционных усилителей

* Обозначения параметров операционных усилителей даны в соответствии с ГОСТ 19799—74. Наряду с обозначениями $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$ в литературе встречаются $I_{вх}^{+}$ и $I_{вх}^{-}$.

К140УД1А(Б), К1УТ402А(Б) и К1УТ531А(Б) значения этих параметров приведены в табл. 2.

Таблица 2

Напряжения питания, коэффициент усиления и параметры нестабильности операционных усилителей

Параметр	К140УД1А (К1УТ401А)	К140УД1Б (К1УТ401Б)	К1УТ402А	К1УТ402Б	К1УТ531А	К1УТ531Б
E_n , В	±6,3	±12,6	±12,6	±6,3	±15	±15
K_{yU}	400— 4500	1300— 12 000	35 000— 200 000	3000— 35 000	15 000— 80 000	10 000— 100 000
U_{cm} , мВ	±10	±10	±5	±7	±7,5	±7,5
$I_{вх}$ ($I_{вх1}$, $I_{вх2}$), мкА, не более	8	12	0,7	0,7	1,5	2
$\Delta I_{вх}$, мкА	±3	±3	±0,2	±0,2	±0,5	±0,6

При коротком замыкании на входе операционного усилителя ($U_{вх} = 0$) напряжение на выходе достигло бы величины $\Delta U_{вых} = K_{yU} U_{cm}$, если бы она была небольшой. В действительности, например, при $K_{yU} \geq 4500$ и $|U_{cm}| \leq 10$ мВ для К140УД1А выходное напряжение $|\Delta U_{вых}| \rightarrow 45$ В. При этом операционный усилитель будет в режиме ограничения при меньшем напряжении (3—4 В при напряжении источников питания 6,3 В) и перестает выполнять усилительные функции. Если ко входу усилителя приложить внешнее компенсирующее напряжение $U_{вх} = -U_{cm}$, то выходное напряжение $\Delta U_{вых} = 0$.

Если в цепи неинвертирующего и инвертирующего входов включены резисторы R^+ и R^- (рис. 24, а), на них падает напряжение $I_{вх1}R^+$ и $I_{вх2}R^-$, и напряжение на входе усилителя $U_{вх} = I_{вх2}R^- - I_{вх1}R^+$. При этом

$$\Delta U_{вых} = K_{yU} U_{др}, \quad (3.5)$$

где напряжение дрейфа [5, 8]

$$U_{др} = U_{cm} + I_{вх2}R^- - I_{вх1}R^+ \quad (3.6)$$

можно рассматривать как обобщенный параметр нестабильности, зависящий от U_{cm} , $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$, а также от сопротивлений резисторов во входной цепи. При подклю-

чении источника $U_{\text{комп}} = U_{\text{др}}$ (рис. 24, б) происходит компенсация всех трех составляющих $U_{\text{др}}$, и напряжение на выходе усилителя $\Delta U_{\text{вых}} = 0$.

В усилительных каскадах компенсация $U_{\text{др}}$ достигается введением стабилизирующей отрицательной обратной связи. На рис. 24, в показано включение усилителя в режиме стабилизации, когда вместо источника $U_{\text{комп}}$ подключен выход операционного усилителя. При этом нестабильность выходного напряжения

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{др}} K_y U / (1 + K_y U k_{\text{обр}}), \quad (3.7)$$

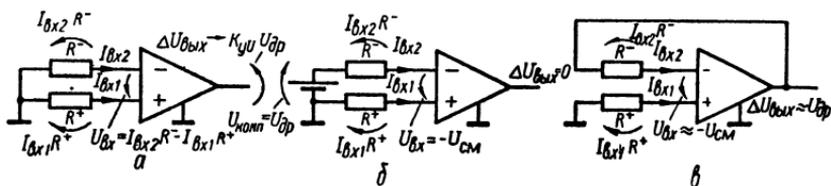


Рис. 24. Схема входной цепи операционного усилителя: а — разбалансированного; б и в — сбалансированного.

которая для $k_{\text{обр}} = 1$ и $K_y U \gg 1$

$$\Delta U_{\text{вых}} \approx U_{\text{др}}, \quad (3.8)$$

а напряжение на входе операционного усилителя

$$U_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{вых}} / K_y U - U_{\text{см}} \approx -U_{\text{см}}. \quad (3.9)$$

Так как входное сопротивление операционного усилителя имеет конечную величину, входные токи усилителя зависят от напряжения на входе:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{вх1}} &= I_{\text{вх10}} + U_{\text{вх}} / R_{\text{вх}}; \\ I_{\text{вх2}} &= I_{\text{вх20}} - U_{\text{вх}} / R_{\text{вх}}, \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

где $I_{\text{вх10}}$ и $I_{\text{вх20}}$ — токи при $U_{\text{вх}} = 0$. Для сбалансированного усилителя (рис. 24, б) при $U_{\text{вх}} = -U_{\text{см}}$

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{вх1}} |_{U_{\text{вх}} = -U_{\text{см}}} &= I_{\text{вх10}} - U_{\text{см}} / R_{\text{вх}}; \\ I_{\text{вх2}} |_{U_{\text{вх}} = -U_{\text{см}}} &= I_{\text{вх20}} + U_{\text{см}} / R_{\text{вх}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

При включении усилителя по схеме рис. 24, в, когда входное напряжение, согласно выражению (3.9), зависит от $\Delta U_{\text{вых}}$:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{вх1}} &= I_{\text{вх1}} |_{U_{\text{вх}} = -U_{\text{см}}} + \Delta U_{\text{вых}} / K_y U R_{\text{вх}}; \\ I_{\text{вх2}} &= I_{\text{вх2}} |_{U_{\text{вх}} = -U_{\text{см}}} - \Delta U_{\text{вых}} / K_y U R_{\text{вх}}. \end{aligned} \right.$$

Нестабильность выходного напряжения при включении усилителя по схеме рис. 24, в

$$\Delta U_{\text{вых}} = I_{\text{вх}2} R^- - I_{\text{вх}1} R^+ + U_{\text{см}} - \Delta U_{\text{вых}} / K_y U,$$

откуда

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{др}} \left(1 + \frac{1 + (R^- + R^+) / R_{\text{вх}}}{K_y U} \right), \quad (3.12)$$

где под $I_{\text{вх}1}$ и $I_{\text{вх}2}$ будем понимать их значения при $U_{\text{вх}} = -U_{\text{см}}$ (рис. 24, б). При условии

$$R^- + R^+ \ll R_{\text{вх}} (K_y U - 1) \approx R_{\text{вх}} K_y U, \quad (3.13)$$

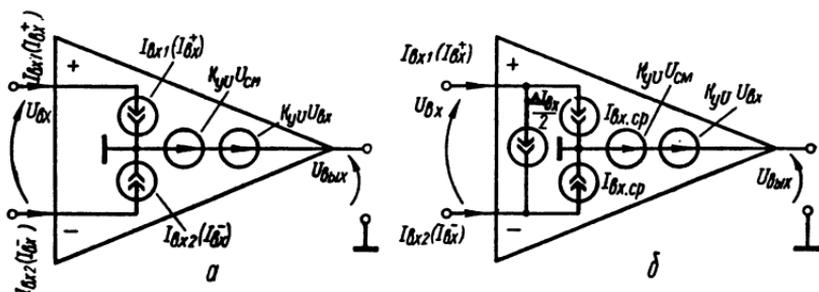


Рис. 25. Упрощенная эквивалентная схема операционного усилителя: а — с источниками $I_{\text{вх}}^-$ и $I_{\text{вх}}^+$; б — с источниками $I_{\text{вх.ср}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}/2$.

которое выполняется в стабилизированных усилительных каскадах, $\Delta U_{\text{вых}} \approx U_{\text{др}}$ и, следовательно, для схемы рис. 24, в

$$I_{\text{вх}1} \approx I_{\text{вх}1} |U_{\text{вх}} = -U_{\text{см}}; \quad I_{\text{вх}2} \approx I_{\text{вх}2} |U_{\text{вх}} = -U_{\text{см}}.$$

С учетом изложенного для анализа и расчета нестабильности режима стабилизированных операционных усилителей можно пользоваться упрощенной эквивалентной схемой рис. 25, а, в которой, в отличие от схемы рис. 23, источники $I_{\text{вх}10}$ и $I_{\text{вх}20}$ заменены источниками $I_{\text{вх}1}$ и $I_{\text{вх}2}$ (для $U_{\text{вх}} = -U_{\text{см}}$), а сопротивление $R_{\text{вх}}$ исключено. На рис. 25, б показана схема, в которой источники $I_{\text{вх}1}$ и $I_{\text{вх}2}$ заменены источниками $I_{\text{вх.ср}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}/2$:

$$I_{\text{вх.ср}} = (I_{\text{вх}1} + I_{\text{вх}2})/2; \quad \Delta I_{\text{вх}} = I_{\text{вх}2} - I_{\text{вх}1}.$$

Схемы рис. 25 проще схем рис. 23, и в них эквивалентные источники входных токов определяются величинами, которые приводятся в ТУ на операционные усили-

тели. Последнее обусловлено тем, что параметры нестабильности измеряются согласно ТУ после балансировки усилителей.

Средний входной ток (максимальное значение) может быть определен по формуле

$$I_{\text{вх. ср}} = I_{\text{вх}} - |\Delta I_{\text{вх}}|/2, \quad (3.14)$$

где под $I_{\text{вх}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}$ также понимаются максимальные значения, приводимые в ТУ. Например, для К140УД1А при $I_{\text{вх}} \leq 8$ мкА и $\Delta I_{\text{вх}} = \pm 3$ мкА средний входной ток $I_{\text{вх. ср}} \leq 6,5$ мкА. Выходное сопротивление операционного усилителя $R_{\text{вых}}$ (см. рис. 23) учитывается в выражении для коэффициента усиления:

$$K_{yU} = K_{yU0} / \left(1 + \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{обр}} \parallel R_{\text{н}}} \right),$$

где K_{yU0} — коэффициент усиления в режиме холостого хода; $R_{\text{обр}}$ и $R_{\text{н}}$ — эквивалентные сопротивления постоянному току цепей обратной связи и нагрузки. Так как коэффициент K_{yU} имеет большую величину, остается справедливым приближенное выражение (3.8), и в эквивалентные схемы рис. 25 $R_{\text{вых}}$ можно не вводить.

Подытоживая результаты рассмотрения эквивалентной схемы для стабилизированного операционного усилителя, отметим:

входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ вместе с $U_{\text{см}}$ влияют на величины $I_{\text{вх1}}$, $I_{\text{вх2}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}$;

влияние $R_{\text{вх}}$ можно предварительно учесть в значениях $I_{\text{вх1}}$, $I_{\text{вх2}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}$ без введения его в эквивалентные схемы;

влиянием $R_{\text{вых}}$ на режим усилителя можно пренебречь и соответственно не вводить его в эквивалентные схемы;

эквивалентные схемы рис. 25 просты и соответственно обеспечивают простоту расчета при использовании параметров из ТУ.

Нестабильность режима в усилительном каскаде на одном операционном усилителе. Упрощенная схема усилительного каскада на одном операционном усилителе в упрощенном виде изображена на рис. 26 (не показаны источники питания и смещения). В усилительном каскаде по схеме рис. 26 выполняются оба условия, необходимые для стабилизации режима:

неинвертирующий вход подключен к общей шине (через резистор R^+);

инвертирующий вход подключен к выходу усилителя (цепь отрицательной обратной связи).

Цепь связи инвертирующего входа с выходом усилителя показана T-образной. К ней может быть приведена любая другая цепь связи, независимо от конфигурации. В частных случаях может быть: $R^+ = 0$, $R_1^- \rightarrow \infty$, $R_2^- = 0$ и $R_3^- = 0$.

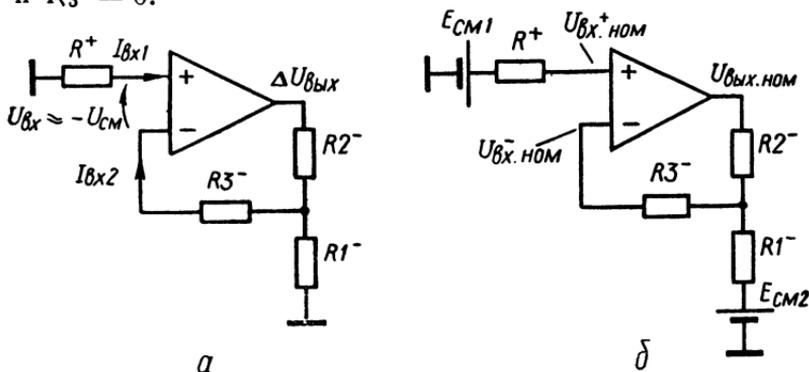


Рис. 26. Упрощенная схема усилительного каскада на операционном усилителе:

а — для нестабильностей; б — для номинальных значений токов и напряжений.

В более общем случае усилительный каскад может иметь еще две цепи связи: неинвертирующего входа с выходом (положительная обратная связь при результирующей отрицательной обратной связи) и обоих (инвертирующего и неинвертирующего) входов. Однако такие связи используются редко. Поэтому, чтобы не усложнять схемы рис. 26, эти связи при необходимости будем рассматривать, пользуясь приведенным ниже методом анализа схем с гальваническими связями операционных усилителей. Схемы рис. 26 рассматриваем как обобщенные схемы цепей постоянного тока усилительного каскада на одном операционном усилителе (без указанных двух видов связи). Коэффициент обратной связи для схемы рис. 26, а

$$k_{обр} = 1/(1 + R_2^-/R_1^-) \quad (3.15)$$

равен или меньше единицы. Соответственно нестабильность выходного напряжения

$$\Delta U_{вых} = \frac{U_{др}/k_{обр}}{1 + \frac{1 + (R^- + R^+)/R_{вх}}{K_y U k_{обр}}}, \quad (3.16)$$

где $R^- = R_1^- \parallel R_2^- + R_3^-$. При условии

$$R^- + R^+ \ll R_{вх} (K_y \nu k_{обр} - 1), \quad (3.17)$$

аналогичном условию (3.13) для схемы рис. 24, в, выражение (3.16) упрощается:

$$\Delta U_{вых} \approx U_{др} / k_{обр} = U_{др} (1 + R_2^- / R_1^-),$$

или

$$\Delta U_{вых} = m U_{др}, \quad (3.18)$$

где параметр, определяемый резистивной цепью обратной связи,

$$m \approx 1/k_{обр} = 1 + R_2^- / R_1^- \quad (3.19)$$

аналогичен коэффициентам неустойчивости режима в транзисторных усилителях.

Как следует из выражений (3.18) и (3.19), при $k_{обр} < 1$ неустойчивость выходного напряжения увеличивается. При этом параметр m характеризует увеличение неустойчивости.

Из выражения (3.18) следует, что повышение стабильности режима может быть осуществлено как уменьшением коэффициента m , так и уменьшением параметра $U_{др}$. Минимальное значение $m = 1$ обеспечивается при $R_2^- = 0$ или $R_1^- \rightarrow \infty$. Уменьшение $U_{др}$ может быть осуществлено двумя путями: уменьшением R^- и R^+ и обеспечением равенства $R^- = R^+$, при котором компенсируются влияния токов $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$. При этом напряжение дрейфа

$$U_{др} = U_{см} + \Delta I_{вх} R, \quad (3.20)$$

где $R = R^- = R^+$. Максимальное значение $U_{др}$ будет при $R^+ = 0$ (при прежнем значении R^-):

$$U_{др} = U_{см} + I_{вх} R. \quad (3.21)$$

Например, для К140УД1А с $U_{см} = \pm 10$ мВ, $I_{вх} \leq 8$ мкА и $\Delta I_{вх} = \pm 3$ мкА: при $R^- = 30$ кОм и $R^+ = 0$ $U_{др} \leq 250$ мВ; при $R^- = R^+ = 30$ кОм $U_{др} \leq 100$ мВ.

Напряжение $U_{др}$ может быть дополнительно уменьшено подбором R^+ до величины, при которой

$$U_{др} = U_{см} + I_{вх2} R^- - I_{вх1} R^+ \rightarrow 0. \quad (3.22)$$

Для общего случая, когда $R^+ \neq 0$ и $R^+ \neq R^-$, формулы (3.20) и (3.21) непригодны, а общая формула (3.6)

неудобна для определения $U_{др}$. Для этой цели ее целесообразно преобразовать:

$$U_{др} = U_{см} + I_{вх. ср} \Delta R + \Delta I_{вх} R_{ср} = \\ = U_{см} + I_{вх. ср} R_{ср} (\Delta I_{вх} / I_{вх. ср} + \Delta R / R_{ср}), \quad (3.23)^*$$

где $R_{ср} = (R^- + R^+) / 2$; $\Delta R = R^- - R^+$.

На рис. 27 показаны упрощенные схемы усилительных каскадов с параллельной и последовательной (для усиливаемого сигнала переменного тока) обратными связями. Источники питания и смещения на рис. 27 не показаны.

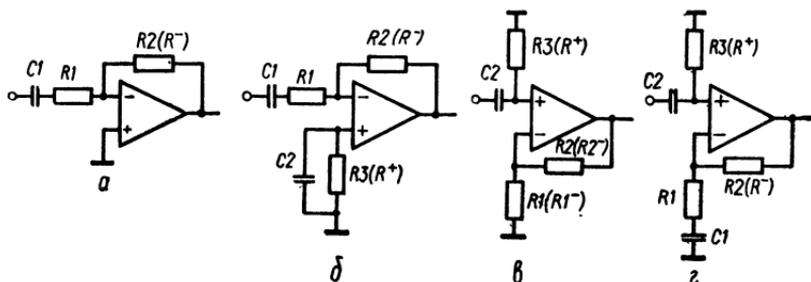


Рис. 27. Упрощенная схема усилительного каскада с отрицательной обратной связью:

а, б — с параллельной; в, г — с последовательной.

Резистор R_2 является одновременно элементом обеих цепей отрицательной обратной связи: для усиливаемого сигнала и по постоянному току. В ряде случаев элемент цепи обратной связи имеет большое сопротивление постоянному току, поэтому через него нельзя осуществить стабилизирующую режим обратную связь. В таких случаях обратная связь по постоянному току осуществляется через дополнительную цепь из R_1 (R_1''), R_2 и C_1 (C_1'') (рис. 28).

Нестабильность выходного напряжения является основной, но не единственной величиной, характеризующей нестабильность режима операционного усилителя. Помимо $\Delta U_{вых}$, необходимо учитывать нестабильности выходного тока $\Delta I_{вых}$ и синфазного входного напряжения $\Delta U_{вх1,2}$ ($\Delta U_{вх1}$ и $\Delta U_{вх2}$ — нестабильности напряжения на обоих входах, которые для стабилизированного усилителя $\Delta U_{вх1} \approx \Delta U_{вх2}$). Так, например, для схем рис. 27, а, б, г $\Delta I_{вых} \approx \Delta U_{вых} / R_H$, а для схемы рис. 27, в $\Delta I_{вых} \approx$

* Формула (3.23) в другой записи впервые была предложена инж. В. А. Ивасенко.

$\approx \Delta U_{\text{вых}} / [R_n \parallel (R_1 + R_2)]$, где R_n — сопротивление внешней нагрузки постоянному току (на схемах не показано). При наличии на выходе разделительного конденсатора $\Delta I_{\text{вых}} \approx 0$ и $\Delta I_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых}} / (R_1 + R_2)$ для указанных схем соответственно. Нестабильность синфазного входного напряжения

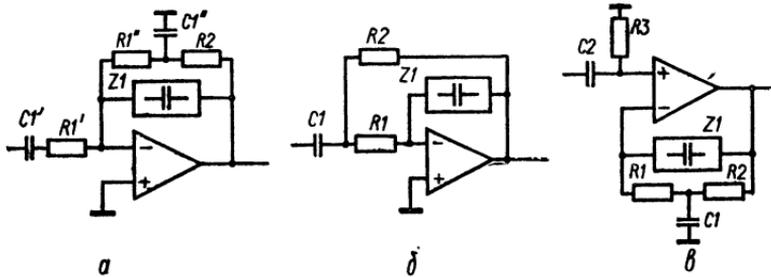


Рис. 28. Схема усилительного каскада с дополнительной цепью отрицательной обратной связи для стабилизации режима: а, б — при параллельной; в — при последовательной обратной связи для сигнала.

$\Delta U_{\text{вх1}} \approx \Delta U_{\text{вх2}} \approx 0$ для схемы рис. 27, а и $\Delta U_{\text{вх1}} \approx \Delta U_{\text{вх2}} \approx -I_{\text{вх2}} R_3$ для схемы рис. 27, б, в, г.

Измерение параметров нестабильности режима операционных усилителей. Упрощенные схемы измерения параметров нестабильности режима операционных усилителей

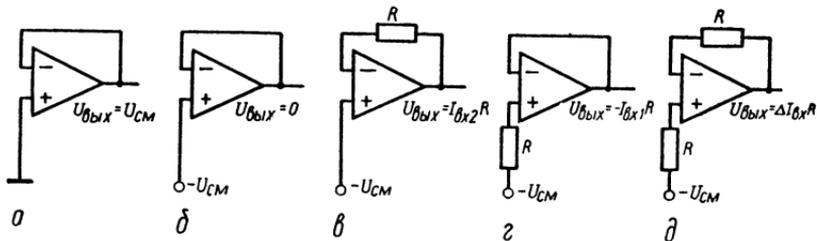


Рис. 29. Упрощенная схема измерения параметров нестабильности режима операционных усилителей: а — напряжения смещения; б — компенсации $U_{\text{см}}$ перед измерением; в — тока инвертирующего входа; г — тока неинвертирующего входа; д — разности входных токов.

$U_{\text{см}}$, $I_{\text{вх}}$ ($I_{\text{вх1}}$, $I_{\text{вх2}}$) и $\Delta I_{\text{вх}}$ показаны на рис. 29, а полная схема измерения параметров — на рис. 30 (схема рис. 30 соответствует схемам рис. 29 при определенных положениях переключателей В1 и В2, указанных в табл. 3).

Для схемы рис. 29, а при отключенном внешнем источнике смещения в соответствии с формулой (3.7) при $k_{обр} = 1$

$$U_{ввых} = U_{см} K_y u / (1 + K_y u k_{обр}) \approx U_{см}$$

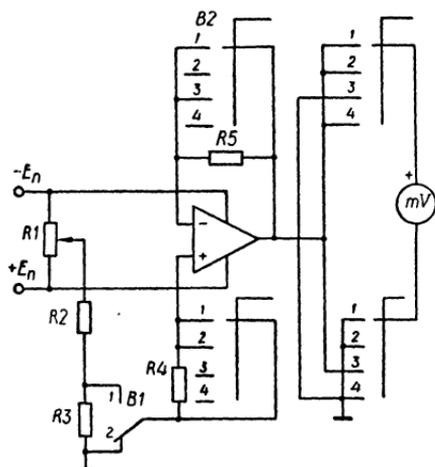


Рис. 30. Полная схема измерения параметров нестабильности режима операционных усилителей.

Таблица 3
Положение переключателей, при которых схема рис. 30 соответствует схемам рис. 29

Переключатель	Схема рис. 29				
	а	б	в	г	д
B1	2	1	1	1	1
B2	1	1	2	3	4

Измерение $I_{вх1}$, $I_{вх2}$ и $\Delta I_{вх}$ производится после предварительной балансировки усилителя согласно рис. 29, б:

для схемы рис. 29, в

$$U_{ввых} = (U_{др} - U_{см}) K_y u / (1 + K_y u k_{обр}) \approx I_{вх2} R,$$

где $U_{др} = U_{см} + I_{вх2} R$;

для схемы рис. 29, г

$$U_{ввых} = (U_{др} - U_{см}) K_y u / (1 + K_y u k_{обр}) \approx -I_{вх1} R,$$

где $U_{др} = U_{см} - I_{вх1} R$;

для схемы рис. 29, д

$$U_{ввых} = (U_{др} - U_{см}) K_y u / (1 + K_y u k_{обр}) \approx \Delta I_{вх} R,$$

где $U_{др} = U_{см} + \Delta I_{вх} R$.

Для измерения параметров операционного усилителя К140УД1А(Б) и других усилителей с $U_{см}$ до ± 10 мВ удобно использовать милливольтметр типа М900 [53] со шкалой 10—0—10 мВ, градуировка которого соответствует значениям $U_{см}$, а также $I_{вх1}$, $I_{вх2}$ и $\Delta I_{вх}$ (мкА) при $R = R_4 = R_5 = 1$ кОм (рис. 30). Для измерения малых значений токов $I_{вх1}$, $I_{вх2}$ и $\Delta I_{вх}$ сопротивление R должно быть большим, а для измерения малых значений $U_{см}$ можно использовать схему измерения с усилением [55], анало-

гичную схеме рис. 26 при $k_{обp} \ll 1$. Погрешность измерения зависит от того, насколько отличается $K_y U / (1 + K_y U k_{обp})$ от единицы и определяется величиной

$$1 - K_y U / (1 + K_y U k_{обp}) = \frac{1 + K_y U (1 - k_{обp})}{1 + K_y U k_{обp}},$$

которая при $k_{обp} = 1$ (рис. 29) минимальна и равна $1/(1 + K_y U)$. Погрешность зависит также и от $K_y U$. Чем больше $K_y U$, тем меньше погрешность измерения и тем меньшую величину $k_{обp}$ можно допустить при той же погрешности.

Полные значения токов и напряжений в цепях операционного усилителя. Полные значения токов и напряжения в цепях операционного усилителя определяются суммой номинальных значений и нестабильностей токов и напряжений:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_{\text{вых. ном}} + \Delta U_{\text{вых}}; \\ U_{\text{вх } 1,2} &= U_{\text{вх } 1,2 \text{ ном}} + \Delta U_{\text{вх } 1,2}; \\ I_{\text{вых}} &= I_{\text{вых. ном}} + \Delta I_{\text{вых}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

Под номинальными значениями $U_{\text{вых. ном}}$, $U_{\text{вх } 1 \text{ ном}}$, $U_{\text{вх } 2 \text{ ном}}$ и $I_{\text{вых. ном}}$ будем понимать те значения, которые были бы при $U_{\text{см}} = 0$, $I_{\text{вх } 1} = 0$ и $I_{\text{вх } 2} = 0$. Для обобщенной схемы рис. 26, б при $E_{\text{см } 1} = 0$ и $E_{\text{см } 2} = 0$, что соответствует, например, схемам рис. 27 и 28, номинальные значения токов и напряжений будут следующими:

$$\text{так как } I_{\text{вх } 1} = 0, \quad U_{\text{вх } 1 \text{ ном}} = 0;$$

$$\text{так как } U_{\text{см}} = 0, \quad U_{\text{вх } 2 \text{ ном}} = U_{\text{вх } 1 \text{ ном}} - U_{\text{вых. ном}} / K_y U;$$

$$\text{так как } I_{\text{вх } 2} = 0, \quad U_{\text{вх } 2 \text{ ном}} = U_{\text{вых. ном}} k_{обp},$$

откуда

$$U_{\text{вх } 1 \text{ ном}} = U_{\text{вых. ном}} (k_{обp} + 1/K_y U),$$

и следовательно,

$$U_{\text{вых. ном}} = 0, \quad U_{\text{вх } 2 \text{ ном}} = 0, \quad I_{\text{вых. ном}} = 0.$$

В ряде случаев может быть создан режим, при котором номинальные значения напряжений не равны нулю. Такой режим может быть обеспечен одним из источников смещения $E_{\text{см } 1}$ или $E_{\text{см } 2}$, включение которых показано на схеме рис. 26, б, или обоими источниками одновременно. Для схемы рис. 26, б с двумя источниками:

$$U_{\text{вх } 1 \text{ ном}} = E_{\text{см } 1}; \quad (3.25)$$

$$U_{\text{вх2 ном}} = E_{\text{см1}} - U_{\text{вых. ном}} / K_y \approx E_{\text{см1}}; \quad (3.26)$$

$$U_{\text{вх2 ном}} = E_{\text{см2}} (1 - k_{\text{обр}}) + U_{\text{вых. ном}} k_{\text{обр}},$$

откуда

$$U_{\text{вых. ном}} \approx E_{\text{см1}} / k_{\text{обр}} - E_{\text{см2}} (1/k_{\text{обр}} - 1). \quad (3.27)$$

Из полученных выражений следует, что $U_{\text{вх1 ном}}$ и $U_{\text{вх2 ном}}$ зависят от $E_{\text{см1}}$ и не зависят от $E_{\text{см2}}$, а $U_{\text{вых. ном}}$ зависит как от $E_{\text{см1}}$, так и от $E_{\text{см2}}$. При

$$E_{\text{см1}} = E_{\text{см2}} (1 - k_{\text{обр}}) \quad (3.28)$$

выходное напряжение $U_{\text{вых. ном}} = 0$.

Применение источника смещения $E_{\text{см1}} = +E_{\text{n2}} (-E_{\text{n1}})$ (см. рис. 22, б) обеспечивает необходимый режим по постоянному току при одном источнике питания. При этом $U_{\text{вых. ном}}$, $U_{\text{вх2 ном}}$ и $U_{\text{вх1 ном}}$ равны напряжению $E_{\text{см1}}$, которое является условным нулем.

Введение источника $E_{\text{см1}}$ при использовании двух источников питания (рис. 22, а) или отклонение величины напряжения $E_{\text{см1}}$ при использовании одного источника питания от величины $+E_{\text{n2}} (-E_{\text{n1}})$ приведет к соответствующему изменению $U_{\text{вых. ном}}$, $U_{\text{вх1 ном}}$ и $U_{\text{вх2 ном}}$, что может оказаться полезным при использовании полярных электролитических конденсаторов. При этом введение еще одного источника $E_{\text{см2}}$ обеспечит $U_{\text{вых. ном}} = 0$ (или равенство условному нулю для схемы рис. 22, б) при $U_{\text{вх1 ном}} \approx \approx U_{\text{вх2 ном}} = E_{\text{см1}}$. В качестве источников смещения могут быть использованы делители, подключенные к общим источникам питания.

2. РАСЧЕТ НЕСТАБИЛЬНОСТИ РЕЖИМА ГАЛЬВАНИЧЕСКИ СВЯЗАННЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Виды гальванических связей и расчет неустойчивости режима операционных усилителей. В усилительных устройствах с гальваническими связями операционных усилителей различают два вида связей (рис. 31): «выход-вход» (выход операционного усилителя $A1$ соединен с инвертирующими входами $A1$ и $A2$, а выход усилителя $A2$ — с неинвертирующим входом $A1$) и «вход-вход» (связь инвертирующих входов усилителей $A1$ и $A2$). Первый вид обеспечивает не только прямые, но и обратные, стабилизирующие режим усилителя, связи. Связи второго вида

образуются обычно при построении устройств со связями первого вида; они также влияют на режим гальванически связанных операционных усилителей.

На рис. 32 показаны схемы элементарных цепей связи операционных усилителей двух видов (в виде Т-образных

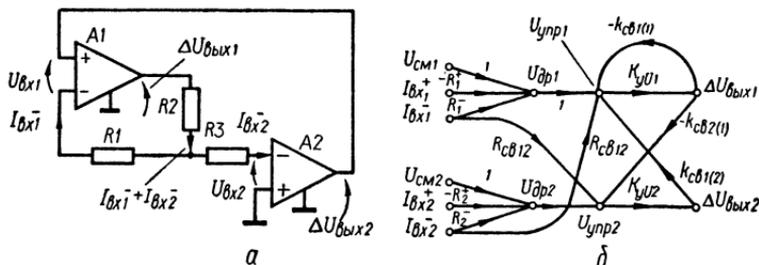


Рис. 31. Устройство с гальваническими связями операционных усилителей:

а — эквивалентная схема для нестабильностей токов и напряжений; б — граф схемы.

цепей связи). Для i -го усилителя по схеме рис. 32, а нестабильность выходного напряжения

$$\Delta U_{\text{вых } i} = K_{y \text{ } i} U_i (U_{\text{др } i} \pm k_{\text{св } i(j)} \Delta U_{\text{вых } j}),$$

где

$$k_{\text{св } i(j)} = R_{\text{св } ij} / (R_{\text{св } ij} + R_j).$$

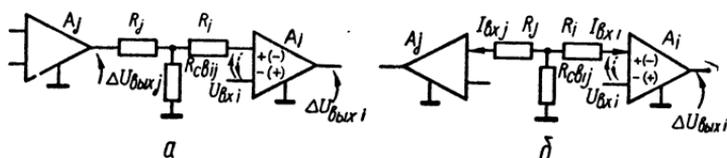


Рис. 32. Схема элементарных цепей связи операционных усилителей:

а — «выход — вход»; б — «вход — вход».

Знак перед коэффициентом связи $k_{\text{св } i(j)}$ определяется тем, с каким входом i -го усилителя — неинвертирующим (знак плюс) или инвертирующим (знак минус) — связан выход j -го усилителя, т. е. совпадают или не совпадают полярности $U_{\text{вх } i}$ и $\Delta U_{\text{вых } j}$, обозначенные на схеме рис. 32, а.

Для i -го усилителя по схеме рис. 32, б (с гальванической связью входов i - и j -го усилителей)

$$\Delta U_{\text{вых } i} = K_{y \text{ } i} U_i (U_{\text{др } i} \mp R_{\text{св } ij} I_{\text{вх } i}),$$

где знак перед $R_{св\ i\ j}$ определяется тем, какой вход i -го усилителя — неинвертирующий (знак минус) или инвертирующий (знак плюс) — связан с входом j -го усилителя, т. е. суммируется вносимая составляющая $R_{св\ i\ j} I_{вх\ j}$ с собственной $U_{др\ i}$ или вычитается. В зависимости от входа j -го усилителя $I_{вх\ j}$ может быть $I_{вх\ j}^-$ или $I_{вх\ j}^+$.*

В общем случае нестабильность выходного напряжения i -го усилителя

$$\Delta U_{вых\ i} = K_y u_i (U_{др\ i} + \sum \Delta U_{вх\ i\ вн}), \quad (3.29)$$

где суммарная вносимая составляющая состоит из одного или нескольких членов

$$\Delta U_{вх\ i\ вн} = \pm k_{св\ i(j)} \Delta U_{вых\ j}; \quad (3.30)$$

$$\Delta U_{вх\ i\ вн} = \mp R_{св\ i\ j} I_{вх\ j}. \quad (3.31)$$

Пользуясь выражениями (3.29) — (3.31), запишем систему уравнений для цепи по схеме рис. 31, а:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_{вых1} &= K_y u_1 (U_{др1} - k_{св1(1)} \Delta U_{вых1} + \\ &+ k_{св1(2)} \Delta U_{вых2} + I_{вх2}^- R_{св12}); \\ \Delta U_{вых2} &= K_y u_2 (U_{др2} - k_{св2(1)} \Delta U_{вых1} + \\ &+ I_{вх1}^- R_{св12}). \end{aligned} \right\} \quad (3.32)$$

На рис. 31, б построен ориентированный граф схемы, соответствующий записанной системе уравнений. Согласно графу:

$$\begin{aligned} \Delta U_{вых1} &= K_y u_1 [(U_{др1} + I_{вх2}^- R_{св12}) + (U_{др2} + \\ &+ I_{вх1}^- R_{св12}) K_y u_2 k_{св1(2)}] / D; \\ \Delta U_{вых2} &= K_y u_2 [(U_{др1} + I_{вх2}^- R_{св12}) K_y u_1 k_{св2(1)} + \\ &+ (U_{др2} + I_{вх1}^- R_{св12}) D_1] / D, \end{aligned}$$

где $D = 1 + K_y u_1 k_{св1(1)} + K_y u_1 k_{св2(1)} K_y u_2 k_{св1(2)}$; $D_1 = 1 + K_y u_1 k_{св1(1)}$ — определитель и алгебраическое дополнение, характеризующие обратные связи.

При больших значениях $K_y u_1 k_{св1(1)}$, $K_y u_1 k_{св2(1)}$ и

* Здесь и ниже, во избежание путаницы с порядковыми номерами операционных усилителей, входные токи обозначены, согласно сноске на стр. 65, символами $I_{вх}^+$ и $I_{вх}^-$.

$K_y U_2 k_{св1(2)}$ (например, для К140УД1А с $K_y U = 400 \dots 4500$ и $k_{св1(1)} = k_{св2(1)} = k_{св1(2)} = 1$):

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_{\text{вых1}} &\approx U_{\text{др2}} + I_{\text{вх1}}^- R_2; \\ \Delta U_{\text{вых2}} &\approx -U_{\text{др1}} + U_{\text{др2}} + (I_{\text{вх1}}^- - I_{\text{вх2}}^-) R_2. \end{aligned} \right\} (3.33)$$

Пример 4. Рассмотрим усилительное устройство по схеме рис. 31, а со следующими данными: А1 и А2 — усилители К140УД1А, $R_1 = R_3 = 30$ кОм и $R_2 = 10$ кОм. $U_{\text{др1}} = U_{\text{см1}} + I_{\text{вх1}}^- (R_1 + R_2) = -10 \dots + 330$ мВ; $U_{\text{др2}} = U_{\text{см2}} + I_{\text{вх2}}^- (R_2 + R_3) = -10 \dots + 330$ мВ; $\Delta U_{\text{вых1}} = -10 \dots + 410$ мВ, т. е. практически $\Delta U_{\text{вых1}} < 0,4$ В; $\Delta U_{\text{вых2}} = -420 \dots + 420$ мВ, т. е. практически $\Delta U_{\text{вых2}} = \pm 0,4$ В; $\Delta U_{\text{вх1}}^- \approx U_{\text{вх1}}^+ = \Delta U_{\text{вых2}} = \pm 0,4$ В; $\Delta U_{\text{вх2}}^- \approx \Delta U_{\text{вх2}}^+ = 0$; $\Delta I_{\text{вых1}} = I_{\text{вх1}}^- + I_{\text{вх2}}^+ \leq 16$ мкА, $\Delta I_{\text{вых2}} = I_{\text{вх1}}^+ \leq 8$ мкА (практически, $\Delta I_{\text{вых1}} \rightarrow 0$ и $\Delta I_{\text{вых2}} \rightarrow 0$).

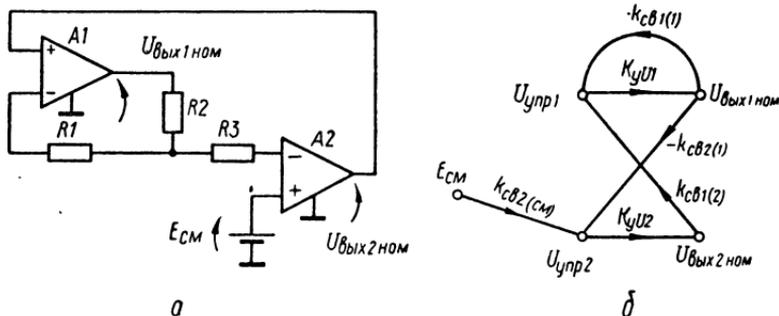


Рис. 33. Устройство с гальваническими связями операционных усилителей:

а — эквивалентная схема для номинальных значений напряжений; б — граф схемы.

Определение полных значений токов и напряжений в цепях операционных усилителей. Полные значения токов и напряжений определяются формулами (3.24). Номинальные значения, которые в сумме с нестабильностями токов и напряжений дают искомые полные, находим следующим образом.

На рис. 33, а показана схема цепей постоянного тока рассматриваемого выше (см. рис. 31, а) усилительного устройства с источником смещения $E_{\text{см}}$. Схемы, на которых показаны источники смещения, используются при определении номинальных значений токов и напряжений.

На рис. 33, б показан граф схемы рис. 33, а, соответствующий уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых1 ном}} &= K_y U_1 (-k_{\text{св1 (1)}} U_{\text{вых1 ном}} + k_{\text{св1 (2)}} U_{\text{вых2 ном}}); \\ U_{\text{вых2 ном}} &= K_y U_2 (k_{\text{св2 (см)}} E_{\text{см}} - k_{\text{св2 (1)}} U_{\text{вых1 ном}}). \end{aligned} \right\} \quad (3.34)$$

Граф рис. 33, б отличается от графа рис. 31, б сигналами источников и соответственно ветвями связей источников с $U_{\text{упр1}}$ и $U_{\text{упр2}}$. Коэффициент $k_{\text{св2 (см)}}$ и знак перед ним определяются коэффициентом передачи цепи связи источника $E_{\text{см}}$ с усилителем A_2 и тем, к какому входу — неинвертирующему (знак плюс) или инвертирующему (знак минус) — подключен источник $E_{\text{см}}$. Для схемы рис. 33, а $k_{\text{св2 (см)}} = 1$. Отметим, что для источника $E_{\text{см1}}$, включенного согласно схеме рис. 26, б, $k_{\text{св1 (см)}} = 1$, а для источника $E_{\text{см2}}$ $k_{\text{св1 (см)}} = E_{\text{см2}} (1 - k_{\text{обр}})$ со знаком минус. Согласно графу рис. 33, б имеем:

$$U_{\text{вых2 ном}} \approx U_{\text{вых1 ном}} \approx E_{\text{см}}.$$

Так как $U_{\text{вх1 ном}}^- \approx U_{\text{вх1 ном}}^+$ и $U_{\text{вх2 ном}}^- \approx U_{\text{вх2 ном}}^+$, а $U_{\text{вх1 ном}}^- = U_{\text{вх2 ном}}^-$, $U_{\text{вх2 ном}}^+ = E_{\text{см}}$, имеем

$$U_{\text{вх1 ном}}^+ \approx U_{\text{вх1 ном}}^- = U_{\text{вх2 ном}}^- \approx U_{\text{вх2 ном}}^+ = E_{\text{см}}.$$

Так как для номинального режима принято, что входные токи операционных усилителей равны нулю ($I_{\text{вх. ном}}^- = I_{\text{вх. ном}}^+ = 0$), номинальные значения выходных токов (рис. 33, а) также равны нулю: $I_{\text{вых1 ном}} = I_{\text{вх1 ном}}^- + I_{\text{вх2 ном}}^- = 0$ и $I_{\text{вых2 ном}} = I_{\text{вх1 ном}}^+ = 0$.

Пример 5. Для схемы рис. 33, а определим значения токов и напряжений при $E_{\text{см}} = 0,5$ В: $U_{\text{вых1 ном}} = U_{\text{вых2 ном}} = 0,5$ В, $U_{\text{вх1 ном}}^{-(+)} = U_{\text{вх2 ном}}^{-(+)} = 0,5$ В. С учетом нестабильностей из примера 4: $U_{\text{вых1}} = 0,5 \dots 0,9$ В, $U_{\text{вых2}} = 0,1 \dots 0,9$ В, $U_{\text{вх1}}^{-(+)} = 0,1 \dots 0,9$ В и $U_{\text{вх2}}^{-(+)} = 0,5$ В.

Упрощенный метод определения $\Delta U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вых. ном}}$. Для схемы на одном операционном усилителе (см. рис. 26, а) согласно общему выражению (3.29) запишем

$$\Delta U_{\text{вых}} = K_y U (U_{\text{др}} - k_{\text{св}} \Delta U_{\text{вых}}).$$

Выражение в скобках представляет собой сумму воздействующей ($U_{\text{др}}$) и компенсирующей ($-k_{\text{св}} \Delta U_{\text{вых}}$) составляющих. При условии стабилизации режима, т. е. при

$|\Delta U_{\text{вых}}| \ll K_{yU} |U_{\text{др}}|$, можно считать, что $k_{\text{св}} \Delta U_{\text{вых}} \rightarrow U_{\text{др}}$, т. е. выражение в скобках можно приравнять нулю: $U_{\text{др}} - k_{\text{св}} \Delta U_{\text{вых}} \approx 0$. В результате получаем выражение (3.18) с учетом (3.19):

$$\Delta U_{\text{вых}} \approx U_{\text{др}} / k_{\text{св}} = (1 + R_2^- / R_1^-) U_{\text{др}}.$$

Аналогичным образом для сложной схемы (см. рис. 31, а) из уравнений (3.32) можно записать более простые уравнения:

$$\left. \begin{aligned} k_{\text{св}1(1)} \Delta U_{\text{вых}1} - k_{\text{св}1(2)} \Delta U_{\text{вых}2} &\approx U_{\text{др}1} + I_{\text{вх}2}^- R_{\text{св}12}; \\ k_{\text{св}2(1)} \Delta U_{\text{вых}1} &\approx U_{\text{др}2} + I_{\text{вх}1}^+ R_{\text{св}12}, \end{aligned} \right\} \quad (3.35)$$

решение которых приводит к полученным ранее выражениям (3.33). При этом система уравнений (3.35) значительно проще системы (3.32). Из второго уравнения (3.35) получаем $\Delta U_{\text{вых}1}$, а затем из первого уравнения — $\Delta U_{\text{вых}2}$.

В общем виде, согласно выражению (3.29), для рассматриваемого упрощенного метода

$$U_{\text{др}i} = - \sum \Delta U_{\text{вх}i \text{ вн}}. \quad (3.36)$$

Этот же упрощенный метод, при котором выражение в скобках, характеризующее управляющее напряжение операционного усилителя, приравнивается нулю, применим и для расчета номинального режима. Например, для уравнений (3.34):

$$k_{\text{св}1(1)} U_{\text{вых}1 \text{ ном}} - k_{\text{св}1(2)} U_{\text{вых}2 \text{ ном}} = 0;$$

$$k_{\text{св}2(1)} U_{\text{вых}1 \text{ ном}} = k_{\text{св}2(\text{см})} E_{\text{см}},$$

откуда $U_{\text{вых}2 \text{ ном}} \approx U_{\text{вых}1 \text{ ном}} \approx E_{\text{см}}$.

Гальванические связи операционных усилителей и транзисторов. Часто для получения требуемых параметров применяют устройства, состоящие из гальванически связанных операционных усилителей и транзисторов. Например, для повышения мощности на выходе операционного усилителя включают эмиттерный повторитель, охватываемый общей обратной связью с усилителем. Для повышения выходного (коллекторного) сопротивления транзистора на его входе включают операционный усилитель, охватываемый общей обратной связью с эмиттерной цепью транзистора. Для получения низкого уровня шумов при большом и стабильном коэффициенте передачи в диапазоне частот включают малошумящий транзистор на входе операционного усилителя и охватывают оба элемента отрицательной

обратной связи. На последнем примере рассмотрим метод анализа и расчета неустойчивости режима гальванически связанных транзисторов и операционных усилителей (рис. 34).

Обозначив на схеме рис. 34, а, соответствующей схеме усилителя на рис. 38, а, стрелками исходные и искомые неустойчивости токов и напряжений, составляем систему уравнений:

для эмиттерно-базовой цепи транзистора

$$\Delta I_{C1} R_7 + \Delta I_{R3} R_7 = -\Delta I_{B1} (R_{B1} + R_7) - \Delta U_{BE1};$$

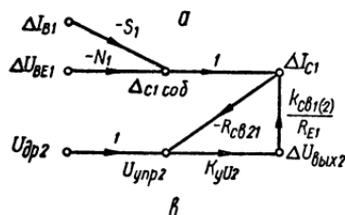
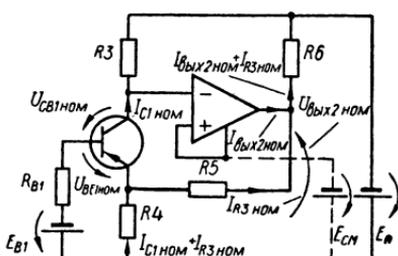
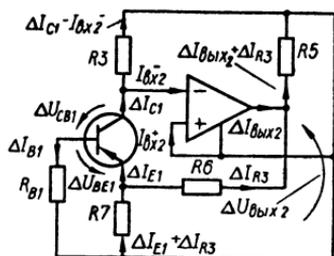


Рис. 34. Усилительный каскад с гальваническими связями транзистора и операционного усилителя: а, б — эквивалентные схемы для неустойчивостей и номинальных значений токов и напряжений; в — граф схемы.

для операционного усилителя

$$\Delta U_{\text{вых}2} = K_y U_2 (U_{\text{др}2} - \Delta I_{C1} R_3);$$

$$\Delta U_{\text{вых}2} = (\Delta I_{\text{вых}2} + \Delta I_{R3} R_5);$$

для контура из резисторов R_5 , R_6 и R_7

$$\Delta I_{C1} R_7 + \Delta I_{\text{вых}2} R_5 + \Delta I_{R3} (R_5 + R_6 + R_7) = -\Delta I_{B1} R_7.$$

Решая полученную систему уравнений, получаем ΔI_{C1} , ΔI_{R3} , $\Delta I_{\text{вых}2}$ и $\Delta U_{\text{вых}2}$. Причем предварительно, согласно выражению (3.36), упрощаем второе уравнение: $\Delta I_{C1} R_3 = U_{\text{др}2}$.

Подобным образом составляется и решается система уравнений, характеризующая номинальный режим усилительного каскада (рис. 34, б):

$$I_{G1 \text{ ном}} R_7 + I_{R3 \text{ ном}} R_7 = E_{B1} - U_{BE1 \text{ ном}},$$

$$I_{G1 \text{ ном}} R_3 = E_{\text{п}} - E_{\text{см}};$$

$$U_{\text{вых}2 \text{ ном}} = E_{\text{п}} - (I_{\text{вых}2 \text{ ном}} + I_{R3 \text{ ном}}) R_5;$$

$$I_{G1 \text{ ном}} R_7 + I_{\text{вых}2 \text{ ном}} R_5 + I_{R3 \text{ ном}} (R_5 + R_6 + R_7) = E_{\text{п}}.$$

Решая эту систему уравнений, находим $I_{C1 \text{ ном}}$, $I_{R3 \text{ ном}}$, $I_{\text{вых}2 \text{ ном}}$ и $U_{\text{вых}2 \text{ ном}}$, затем ΔU_{CB1} , $U_{CB1 \text{ ном}}$, $\Delta U_{\text{вх}2}^{+(-)}$ и $U_{\text{вх}2 \text{ ном}}^{+(-)}$ и полные значения токов и напряжений.

Рассмотренный метод составления систем уравнений аналогичен методу эмиттерно-базовых уравнений (см. гл. II). Для анализа и расчета неустойчивости режима гальванически связанных транзисторов и операционных усилителей можно использовать также метод вносимых неустойчивостей.

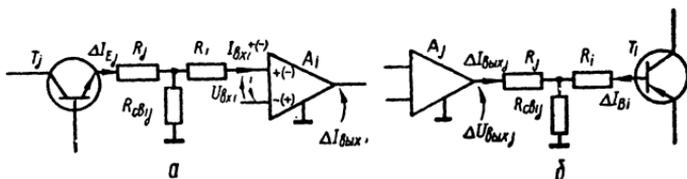


Рис. 35. Схема элементарных цепей связи операционного усилителя и транзистора:
а — «вход — эмиттер»; б — «выход — база».

При гальванической связи транзистора и операционного усилителя (рис. 35, а) на вход усилителя воздействуют неустойчивости токов базы, коллектора или эмиттера (в зависимости от того, каким выводом подключен транзистор к входу операционного усилителя). Соответственно связь i -го усилителя с j -м транзистором может характеризоваться выражением (3.29), где

$$\Delta U_{\text{вх} i \text{ вн}} = \pm R_{\text{св} ij} \Delta I_j, \quad (3.37)$$

а под ΔI_j понимается неустойчивость ΔI_{Bj} , ΔI_{Cj} или ΔI_{Ej} . Знак перед $R_{\text{св}}$ определяется тем, совпадает (знак плюс) или не совпадает (знак минус) полярность $R_{\text{св} ij} \Delta I_j$ с полярностью $U_{\text{вх} i}$.

На i -й транзистор (через цепи базы и эмиттера) воздействуют неустойчивости j -го операционного усилителя: $\Delta U_{\text{вых} j}$ — по цепям связи «выход—база» и «выход—эмиттер» и $I_{\text{вх} j}$ ($I_{\text{вх} j}^+$, $I_{\text{вх} j}^-$) — по цепям связи «вход—база» и «вход — эмиттер». Соответственно неустойчивость тока коллектора i -го транзистора

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{C1 \text{ соб}} + \sum \Delta I_{C1 \text{ вн}},$$

где

$$\Delta I_{C1 \text{ вн}} = \pm \frac{k_{\text{св } i(j)}}{R_{E1}} \Delta U_{\text{вых } j}; \quad (3.38)$$

$$\Delta I_{C1 \text{ вн}} = \pm \frac{R_{\text{св } ij}}{R_{E1}} I_{\text{вх } j}. \quad (3.39)$$

Знак в формулах определяется тем, совпадают (плюс) или не совпадают (минус) в цепях связи направления $\Delta U_{\text{вых } j}$ ($\Delta I_{\text{вых } j}$) и $I_{\text{вх } j}$ с направлениями ΔI_{B1} и ΔI_{E1} . Для схемы рис. 35, б в формуле (3.38) ставится знак минус, а для схемы рис. 35, а в формуле (3.39) — знак плюс (поскольку схема рис. 35, а предназначена также и для иллюстрации влияния транзистора на операционный усилитель, транзистор на схеме показан с индексом j , а усилитель — с индексом i).

Для схемы рис. 35, а $R_{E1} = R_j + R_{\text{св } ij}$ (без учета R_i , так как воздействующим является ток $I_{\text{вх } i}$), а для схемы рис. 35, б $R_{B1} = R_i + R_{\text{св } ij} \parallel R_j$, т. е. с учетом R_j , так как в качестве воздействующей нестабильности принято напряжение $\Delta U_{\text{вых } i}$.

Пользуясь формулами (2.8), (3.29), (3.37) — (3.39), запишем уравнения с неизвестными ΔI_{G1} и $\Delta U_{\text{вых } 2}$ для схемы рис. 34, а:

$$\Delta I_{G1} = \Delta I_{G1 \text{ соб}} + \frac{k_{\text{св } 1(2)}}{R_{E1}} \Delta U_{\text{вых } 2};$$

$$\Delta U_{\text{вых } 2} = K_y U_2 (U_{\text{др } 2} - R_{\text{св } 21} \Delta I_{G1}),$$

где $R_{E1} = R_6 \parallel R_7$; $R_{\text{св } 21} = R_3$; $k_{\text{св } 1(2)} = R_7 / (R_6 + R_7)$. Аналогично запишем уравнения и для номинального режима (рис. 34, б):

$$I_{C1 \text{ ном}} = I_{G1 \text{ ном. соб}} + \frac{k_{\text{св } 1(2)}}{R_{E1}} U_{\text{вых } 2 \text{ ном}};$$

$$U_{\text{вых } 2 \text{ ном}} = K_y U_2 (E_{\text{п}} - E_{\text{см}} - R_{\text{св } 21} I_{C1 \text{ ном}}),$$

где $I_{G1 \text{ ном. соб}} = (E_{BE1} - U_{BE1 \text{ ном}}) N_1$; $E_{BE1} = E_{B1}$;
 $N_1 = 1/R_{E1}$.

Решаются записанные уравнения методом ориентированных графов или упрощенным методом, согласно выражению (3.36). При этом выражения для $\Delta U_{\text{вых } 2}$ и $U_{\text{вых } 2 \text{ ном}}$ преобразуются:

$$R_{\text{св } 21} \Delta I_{G1} \approx U_{\text{др } 2}; \quad R_{\text{св } 21} I_{G1 \text{ ном}} \approx E_{\text{п}} - E_{\text{см}}.$$

В результате имеем:

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{G1} &= U_{др2}/R_3 \approx I_{вх2}^-; \\ I_{G1 \text{ ном}} &= (E_{\pi} - E_{см})/R_3; \\ \Delta U_{вых2} &= (\Delta I_{C1} - \Delta I_{C1 \text{ соб}}) R_6; \\ U_{вых2 \text{ ном}} &= (I_{G1 \text{ ном}} - I_{C1 \text{ ном. соб}}) R_6. \end{aligned} \right\} (3.40)$$

Находим остальные токи и напряжения, характеризующие режим транзистора и операционного усилителя:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_{GB1} &= \Delta I_{B1} R_{B1} - (\Delta I_{C1} - I_{вх2}^-) R_3 \approx \Delta I_{B1} R_{B1}; \\ \Delta U_{вх2}^- &\approx \Delta U_{вх2}^+ = 0; \\ \Delta I_{вых2} &= \frac{\Delta U_{вых2}}{(R_6 + R_7) \parallel R_5} + \frac{\Delta I_{E1}}{1 + R_6/R_7}; \\ U_{GB1 \text{ ном}} &= (E_{\pi} - E_{B1}) - I_{G1 \text{ ном}} R_3 = \\ &= E_{\pi} - E_{см} - E_{B1}; \\ U_{вх2 \text{ ном}}^- &= U_{вх2 \text{ ном}}^+ = E_{см}; \\ I_{вых2 \text{ ном}} &= E_{\pi}/R_5 + \frac{U_{вых2 \text{ ном}}}{(R_6 + R_7) \parallel R_5} + \frac{I_{C1 \text{ ном}}}{1 + R_6/R_7}. \end{aligned} \right\} (3.41)$$

Пример 6. Рассчитать значения токов и напряжений транзистора и операционного усилителя (см. рис. 34, а и 38, а) со следующими данными: $T1 - \Gamma T310Б$, $A2 - K140УД1А$, $E_{\pi} = 12,6$ В, $E_{см} = 6,3$ В (внутренний делитель $K140УД1А$), $R_1 = 20$ кОм, $R_2 = 6,8$ кОм, $R_3 = 12$ кОм, $R_5 = 8,2$ кОм, $R_6 = 3,9$ кОм, $R_7 = 2,4$ кОм. Для $\Gamma T310Б$ при $+55^{\circ}C$ $I_{\epsilon BO+} \leq 120$ мкА, $h_{21e+} \leq 200$, при $-10^{\circ}C$ $h_{21e-} \geq 30$ для $I_G \approx 0,5$ мА; $U_{BE \text{ ном}} = 0,1$ В, $\Delta U_{BE+} = -0,1$ В, $\Delta U_{BE-} = 0,1$ В. Для $K140УД1А$ $U_{см} = \pm 10$ мВ, $I_{вх} \leq 8$ мкА при температуре от -10 до $+55^{\circ}C$. Расчет ведем для диапазона температуры от -10 до $+55^{\circ}C$, соответствующих верхнему пределу температуры для $\Gamma T310Б$. Эквивалентные значения сопротивлений и напряжений в схеме: $R_{B1} \approx R_1 \parallel R_2 = 5,1$ кОм, $E_{B1} = E_{\pi} R_2 / (R_1 + R_2) = 3,2$ В при $R_4 \ll R_2$, $R_{E1} = R_6 \parallel R_7 = 1,5$ кОм. Номинальный режим, согласно формулам (3.40) и (3.41): $I_{C1 \text{ ном}} = 0,52$ мА, $U_{вых2 \text{ ном}} = -6,1$ В ($+0,2$ В относительно условного нуля $-6,3$ В) при $I_{C1 \text{ ном. соб}} = 2,1$ мА, $U_{\epsilon B1 \text{ ном}} = 3,1$ В, $I_{вых2 \text{ ном}} = 0,03$ мА.

Нестабильности токов и напряжений: $\Delta I_{C1} = 0,01$ мА ($I_{вх2}^- \leq 8$ мкА), $\Delta U_{вых2+} = -2,3$ В (при $\Delta I_{C1 \text{ соб}} = 0,6$ мА), $\Delta U_{вых2-} = 0,6$ В (при $\Delta I_{C1 \text{ соб-}} = -0,16$ мА), $\Delta U_{CB1+} = -0,6$ В (при $\Delta I_{B1+} = -0,12$ мА), $\Delta U_{CB1-} = 0,1$ В (при $\Delta I_{B1-} = 0,02$ мА), $\Delta I_{вых2+} = -0,64$ мА, $\Delta I_{вых2-} = 0,17$ мА. Полные значения токов и напряжений: $I_{C1} = 0,52 \dots 0,53$ мА $\approx \text{const}$; $U_{CB1} = 2,5 \dots 3,2$ В;

$U_{\text{вых}2} = -5,5 \dots \pm 8,4$ В, т. е. $-2,1 \dots +0,8$ В относительно условного нуля $-6,3$ В; $I_{\text{вых}2} = -0,6 \dots +0,2$ мА; $U_{\text{вх}2}^- \approx U_{\text{вх}2}^+ = -6,3$ В (относительно условного нуля равно нулю).

3. АНАЛИЗ И ПОСТРОЕНИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Применение дополнительного операционного усилителя для стабилизации режима. В ряде случаев требуется повышенная стабилизация нуля на выходе операционного усилителя, используемого для усиления сигналов переменного тока (рис. 36).

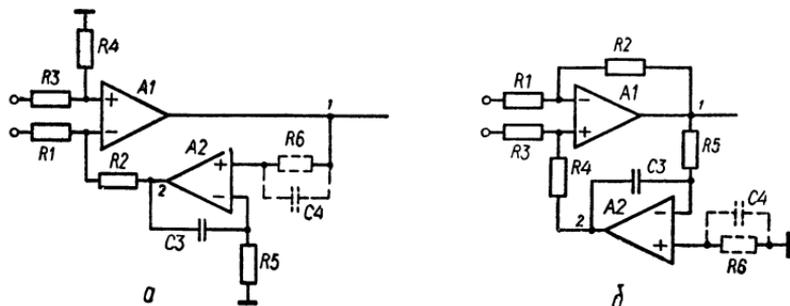


Рис. 36. Схема усилительного каскада с включением дополнительного операционного усилителя:

a — в цепь инвертирующего; *б* — в цепь неинвертирующего входов основного усилителя.

В усилительном каскаде по схеме рис. 36, *a* [16] последовательно с $R2$ включен дополнительный операционный усилитель $A2$, охваченный отрицательной обратной связью через $C3$ и $R5$ при коэффициенте передачи (для усиливаемого сигнала переменного тока), равном единице. Благодаря эквипотенциальности точек 1 и 2 (для сигнала переменного тока), параметры каскада для усиливаемого сигнала не изменились. В частности, коэффициент передачи определяется формулами (3.1) — (3.4).

В усилительном каскаде по схеме рис. 36, *б* цепи обратной связи для усиливаемого сигнала и для стабилизации режима разнесены. Для усиливаемого сигнала коэффициент передачи звена, содержащего усилитель $A2$, равен нулю. Усилитель $A2$ не только усиливает постоянное напряжение, но и инвертирует его, поэтому его выход подключен к неинвертируемому входу усилителя $A1$.

Усилительный каскад по схеме рис. 36, б обладает теми же параметрами для сигнала переменного тока, что и каскад по схеме рис. 36, а.

Рассмотрим режим усилительных каскадов по постоянному току. Для каскада по схеме рис. 36, а:

$$\begin{aligned}\Delta U_{\text{вых1}} &= K_y U_1 (U_{\text{др1}} - k_{\text{св1}(2)} \Delta U_{\text{вых2}}); \\ \Delta U_{\text{вых2}} &= K_y U_2 (U_{\text{др2}} + k_{\text{св2}(1)} \Delta U_{\text{вых1}}).\end{aligned}$$

Решая эти уравнения, получаем

$$\left. \begin{aligned}\Delta U_{\text{вых1}} &\approx -U_{\text{др2}}/k_{\text{св2}(1)} = -U_{\text{др2}}; \\ \Delta U_{\text{вых2}} &\approx U_{\text{др1}}/k_{\text{св1}(2)}.\end{aligned}\right\} \quad (3.42)$$

Для каскада по схеме рис. 36, б:

$$\begin{aligned}\Delta U_{\text{вых1}} &= K_y U_1 (U_{\text{др1}} - k_{\text{св1}(1)} \Delta U_{\text{вых1}} + k_{\text{св1}(2)} \Delta U_{\text{вых2}}); \\ \Delta U_{\text{вых2}} &= K_y U_2 (U_{\text{др2}} - k_{\text{св2}(1)} \Delta U_{\text{вых1}}),\end{aligned}$$

откуда

$$\left. \begin{aligned}\Delta U_{\text{вых1}} &\approx U_{\text{др2}}/k_{\text{св2}(1)} = U_{\text{др2}}; \\ \Delta U_{\text{вых2}} &\approx (-U_{\text{др1}} + k_{\text{св1}(1)} U_{\text{др2}})/k_{\text{св1}(2)}.\end{aligned}\right\} \quad (3.43)$$

Для уменьшения нестабильности $\Delta U_{\text{вых1}}$, определяемой величиной $U_{\text{др2}}$, включается резистор $R6$ (рис. 36, а и б) и, кроме того, оба резистора $R5$ и $R6$ берутся с малой величиной сопротивления.

Усилительный каскад с улучшенными входными и выходными параметрами. Усилительные каскады с параллельной отрицательной обратной связью имеют минимальный коэффициент передачи, равный нулю. Это преимущество можно использовать, например, при построении каскадов с частотозависимыми цепями обратной связи. В то же время такие каскады обладают низким входным сопротивлением (определяемым резистором $R1$ в каскаде по схеме рис. 21, а). Усилительный каскад с последовательной обратной связью (см. рис. 21, б) обладает большим входным сопротивлением

$$r_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} (1 + K_y U k_{\text{обр}}), \quad (3.44)$$

где $R_{\text{вх}}$ и $r_{\text{вх}}$ — входное сопротивление операционного усилителя и каскада в целом. Так, например, для усилителя К140УД1Б с $R_{\text{вх}} \geq 4$ кОм, $K_y U \geq 1300$ и цепи обратной связи с $k_{\text{обр}} = 0,1$ входное сопротивление $r_{\text{вх}} > > 500$ кОм.

Усилительный каскад по схеме рис. 37 обладает указанными обоими преимуществами и, кроме того, повышенной стабильностью режима. Коэффициент передачи каскада по основному входу (*Вход 1*) определяется формулой (3.1), а входное сопротивление — формулой (3.44) при $k_{обр} = R_1/R_2$. Рассматриваемый усилительный каскад имеет еще один вход (*Вход 2*), для которого коэффициент передачи определяется формулой (3.2), а входное сопротивление — той же формулой (3.44) при $k_{обр} = R_1/(R_1 + R_2)$.

Рис. 37. Схема усилительного каскада с последовательной отрицательной обратной связью и передаточной характеристикой усилителя с параллельной связью.

Нестабильность режима аналогична неустойчивости каскада по схеме рис. 36, б, поэтому его режим характеризуется формулами (3.43). Для обеспечения стабилизации режима входные цепи каскада (не показанные на рис. 37) должны осуществлять «привязку» инвертирующего входа *A1* и неинвертирующего входа *A2* к общей шине или источникам смещения.

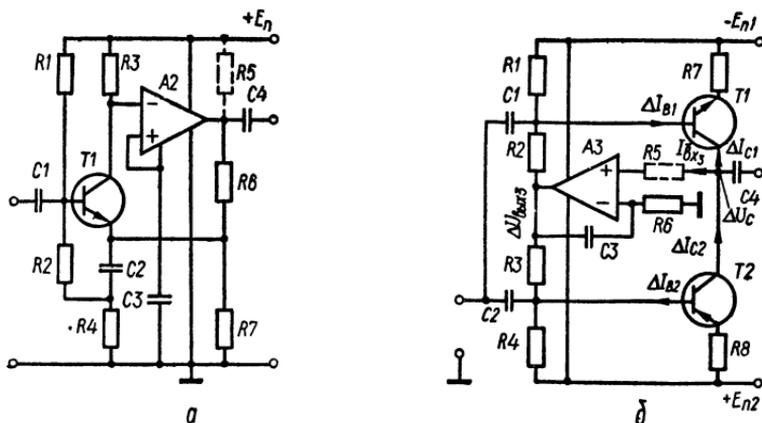


Рис. 38. Схема усилительного каскада на транзисторах и операционных усилителях:

а — аналог схемы рис. 19, а; б — аналог схемы рис. 20, в.

Использование операционных усилителей в транзисторных усилительных каскадах. На рис. 38 приведены две

схемы усилительных каскадов, являющихся улучшенными аналогами транзисторных каскадов по схемам рис. 19, а и 20, в.

В усилительном каскаде по схеме рис. 38, а на входе, аналогично каскаду по схеме рис. 19, а, включен малошумящий транзистор $T1$, а вместо двух других использован операционный усилитель $A2$. Это существенно увеличило коэффициент передачи последовательно включенных усилительных звеньев и дало возможность получить больший (при той же стабильности) или же более стабильный (при той же величине) коэффициент передачи каскада $K \approx 1 + R_6/R_4$. Кроме того, благодаря применению операционного усилителя режим транзистора $T1$ более стабилен, что важно для малошумящего транзистора, работающего при малых токах и напряжениях. На рис. 38, а показана схема операционного усилителя К140УД1А, имеющего общий вывод, к которому подключен неинвертирующий вход усилителя. Эквивалентные схемы каскада рис. 38, а аналогичны схемам рис. 34. Выше дан их анализ и расчетные формулы.

Усилительный каскад по схеме рис. 38, б отличается от каскада по схеме рис. 20, в заменой транзисторного эмиттерного повторителя на $T3$ и $R5$ операционным усилителем $A3$ и элементами $C3$, $R5$ и $R6$ [21]. Усилитель $A3$, благодаря отрицательной обратной связи через $C3$, работает в режиме повторителя для сигнала переменного тока, поэтому параметры обоих каскадов для усиливаемого сигнала (рис. 20, в и 38, б) одинаковы. В то же время цепь из элементов $A3$, $C3$ и $R6$ (рис. 38, б), как и в каскаде по схеме рис. 36, а, для постоянной составляющей обладает большим коэффициентом передачи, равным коэффициенту передачи операционного усилителя, что обеспечивает значительно более высокую стабилизацию потенциала коллекторов $T1$ и $T2$.

Составив согласно общим выражениям (2.8), (3.29), (3.37) и (3.38) систему уравнений для схемы рис. 38, б и решив ее, получим:

$$\Delta U_{\text{вых}3} \approx -0,5 (\Delta I_{C1 \text{ соб}} - \Delta I_{C2 \text{ соб}}) R_{E1, 2} / k_{CB1, 2(3)};$$

$$\Delta U_{CB1} \approx \Delta I_{B1} R_{B1} + 0,5 (\Delta I_{C1 \text{ соб}} - \Delta I_{C2 \text{ соб}}) R_{E1, 2};$$

$$\Delta U_{CB2} \approx \Delta I_{B2} R_{B2} - 0,5 (\Delta I_{C1 \text{ соб}} - \Delta I_{C2 \text{ соб}}) R_{E1, 2},$$

где $R_{B1} = R_1 \parallel R_2$; $R_{B2} = R_3 \parallel R_4$; $R_{E1} = R_7$; $R_{E2} = R_8$;

$$k_{св1(3)} = R_1/(R_1 + R_2); \cdot k_{св2(3)} = R_4/(R_3 + R_4); R_{E1, 2} = R_{E1} = R_{E2}; k_{св1, 2(3)} = k_{св1(3)} = k_{св2(3)}.$$

При идентичности транзисторов $T1$ и $T2$, т. е. при $\Delta I_{G1\text{ соб}} \approx \Delta I_{C2\text{ соб}}$:

$$\Delta I_{G1} \approx \Delta I_{G2} \rightarrow \Delta I_{G\text{ соб}}; \Delta U_{GB1} \approx \Delta U_{GB2} \rightarrow \Delta I_{BRB}; \\ \Delta U_{\text{вых3}} \rightarrow 0.$$

Нестабильность напряжения на коллекторах транзисторов $T1$ и $T2$ $\Delta U_G \approx -U'_{др3}$, где

$$U'_{др3} = U_{см3} + I_{вх3}R_6 - I_{вх3}^+R_6.$$

Для операционного усилителя К140УД1А при $R_5 = R_6 = = 3,3 \text{ кОм}$ $\Delta U_C = \pm 20 \text{ мВ}$.

Улучшение параметров эквивалентного транзистора при помощи операционного усилителя. Усилительный каскад на одном транзисторе обладает: относительно небольшим входным сопротивлением по цепи базы

$$r_{вх, c} \approx h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_e;$$

низким входным и выходным сопротивлением по цепи эмиттера

$$r_{вх b} = r_{вых c} \approx h_{11b} + (1 - h_{21b}) R_b;$$

высоким выходным сопротивлением по цепи коллектора, которое, согласно выражению (2.49),

$$r_{вых b, e} \approx 1/h_{22b} (1 + mh_{21e}). \quad (3.45)$$

Для идеализированного транзистора с $h_{11b} \rightarrow 0$, $h_{21b} \rightarrow 1$ ($h_{21e} \rightarrow \infty$), $h_{12b} \rightarrow 0$ и $h_{22b} \rightarrow 0$ значения входных и выходных сопротивлений: по цепи базы $r_{вх} \rightarrow \infty$, по цепи эмиттера $r_{вх} = r_{вых} \rightarrow 0$ и по цепи коллектора $r_{вых} \rightarrow \infty$. Кроме того, для идеализированного транзистора напряжение между выводами базы и эмиттера $U_{BE} \rightarrow 0$.

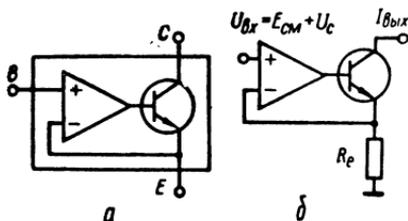


Рис. 39. Схема цепи, обладающей параметрами идеализированного транзистора (а), и схема источника тока с большим выходным сопротивлением (б).

На рис. 39, а показана схема усилительной цепи, в которой включение операционного усилителя на входе

транзистора и соединение его инвертирующего входа с эмиттером приводит к существенному улучшению указанных выше параметров. Усилительная цепь по схеме рис. 39, а эквивалентна транзистору, параметры которого близки к параметрам идеализированного транзистора.

Для эквивалентного транзистора, соответствующего схеме рис. 39, а, имеем:

по цепи базы

$$r_{вх} = R_{вх} [1 + K_y U / (1 + h_{11b} / R_e)];$$

по цепи эмиттера

$$r_{вх} = r_{вых} = \frac{h_{11b} + (1 - h_{21b}) R_{в1иx}}{1 + K_y U / (1 + R_b / R_{вх})};$$

для цепи коллектора справедливо выражение (3.45) при

$$m = \frac{1}{1 + (1 + b) [r_e + (1 + K_y U) R_e] / r_b} \approx \frac{(1 - h_{21b}) h_{12b}}{(h_{11b} + K_y U R_e) / h_{22b}};$$

напряжение между выводами базы и эмиттера

$$U_{BE экв} = U_{см} + U_{BE} / K_y U,$$

где $R_{вх}$ и $R_{вых}$ — входное и выходное сопротивления операционного усилителя; R_e и R_b — сопротивления резисторов в цепях эквивалентных выводов эмиттера и базы.

Пример 7. Для усилителя К140УД1Б $K_y U > 1300$; $R_{вх} > 4$ кОм, $R_{вых} < 700$ Ом и $U_{см} = \pm 10$ мВ, транзистора ГТЗ11Е с $h_{11b} < 30$ Ом, $h_{12b} < 1,5 \cdot 10^{-3}$, $h_{21b} > 0,94$, $h_{22b} < 2$ мкСм и $U_{BE} \approx 0,2$ В (при $I_E = 5$ мА) и сопротивлений $R_e = 100$ Ом и $R_b = 1$ кОм будем иметь: по цепи базы $r_{вх} > 4$ МОм, по цепи эмиттера $r_{вх} = r_{вых} < 0,07$ Ом, по цепи коллектора $r_{вых} \approx 1/h_{22b} > 500$ кОм при $m < 0,3 \cdot 10^{-3}$ напряжение база — эмиттер $U_{BE экв} = \pm 10$ мВ.

Таким образом, эквивалентный транзистор (рис. 39, а) благодаря большому коэффициенту усиления операционного усилителя имеет параметры, близкие к параметрам идеализированного транзистора: по цепи базы $r_{вх} \rightarrow \infty$, по цепи эмиттера $r_{вх} = r_{вых} \rightarrow 0$, по цепи коллектора $r_{вых} \rightarrow 1/h_{22b}$, напряжение база — эмиттер $U_{BE экв} \rightarrow U_{см}$.

Высокие параметры усилительной цепи рис. 39, а дают возможность, в частности, использовать ее в качестве источника тока (рис. 39, б). Для обеспечения необходимого режима работы транзистора на вход каскада, наряду с напряжением сигнала $U_{вх}$, должно быть подано напряжение смещения $E_{см}$, например, от делителя, подключенного к источникам питания операционного усилителя. Нестабильность режима усилительных элементов, согласно формулам (2.8), (3.29), (3.37) — (3.39):

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{E2} &= U_{др1}/R_E; \\ \Delta I_{C2} &= -\Delta I_{B2} + U_{др1}/R_E; \\ \Delta U_{Вых1} &= -(\Delta I_{C2\text{ соб}} + I_{Вх1}^-) R_E = (\Delta I_{B2} - \\ &\quad - I_{Вх1}^-) R_E + \Delta U_{BE2}, \end{aligned} \right\} \quad (3.46)$$

где индексы «1» и «2» обозначают параметры операционного усилителя и транзистора соответственно.

Стабилизация режима в транзисторных усилителях класса В. Стабилизация режима транзисторов, при котором должна обеспечиваться отсечка тока эмиттера, занимает особое место. Одним из наиболее распространенных усилителей с указанным режимом работы транзисторов является усилитель класса В. Его простейшая схема на двух транзисторах *p-n-p* и *n-p-n* проводимости показана на рис. 40, а. Недостатком такого включения транзисторов является то, что благодаря порогу входной характеристики транзистора $I_E = f(U_{BE})$ имеются существенные нелинейные искажения сигнала (кривая 2 на рис. 40, д для точки 2 на схеме рис. 40, а). Уменьшение их путем введения компенсирующего постоянного напряжения в базовую цепь транзисторов приводит к существенной температурной неустойчивости режима, так как указанный порог характеристики обладает температурной зависимостью. Введение отрицательной обратной связи через операционный усилитель (рис. 40, б) резко снижает уровень нелинейных искажений и даже практически сводит их к нулю. Это обуславливается усиленной отрицательной обратной связью через операционный усилитель, при которой искажения ослабляются в $(1 + K_{yU})$ раз, где K_{yU} — коэффициент усиления операционного усилителя. Для усилителя по схеме рис. 40, б характерно то, что напряжение на базах транзисторов содержит компенсирующую «ступеньку» (кривая 3 на рис. 40, д). На рис. 40, в изображена схема усилительного каскада, содержащего вы-

ходной трансформатор, включенный в коллекторную цепь транзисторов $T1$ и $T2$. Форма напряжения на выходной обмотке трансформатора соответствует кривой 1 (рис. 40. *о*). Вместо трансформатора можно использовать дроссели или резисторы, подключаемые к нагрузке через разделительные конденсаторы. При этом выходной сигнал может сниматься с обоих коллекторов на одну общую нагрузку или на две разные нагрузки (для каждого коллектора).

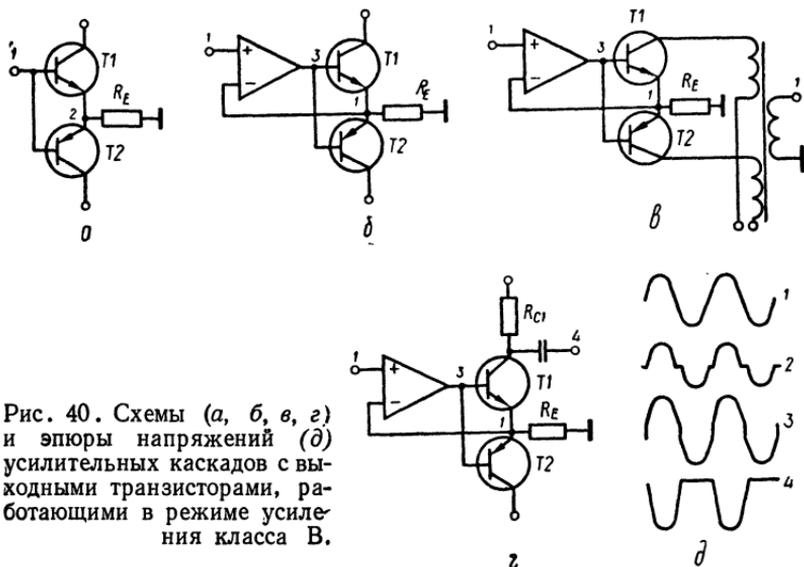


Рис. 40. Схемы (*а, б, в, г*) и эюры напряжений (*д*) усилительных каскадов с выходными транзисторами, работающими в режиме усиления класса В.

В последнем случае на нагрузках будут импульсы разных (положительной и отрицательной) попуволи. Возможно также снятие импульса с одного плеча. Тогда другой транзистор будет обеспечивать экономичный режим усилителя (рис. 40, *г*).

Если рассматривать два транзистора *p-n-p* и *n-p-n* проводимости как один эквивалентный транзистор, схему рис. 40, *б* можно представить в виде схемы рис. 39, *б*. При этом нестабильности $\Delta I_{E \text{ экв}}$ и $\Delta U_{\text{вых}}$ определяются формулами (3.46) со следующими выражениями для $\Delta I_{B \text{ экв}}$ и $\Delta U_{BE \text{ экв}}$:

$$\Delta I_{B \text{ экв}} = \Delta I_{B1} - \Delta I_{E2} \approx -I_E \frac{h_{21E1} - h_{21E2}}{h_{21E1} h_{21E2}} - (I_{CB01} - I_{CB02});$$

$$\Delta U_{BE \text{ экв}} = \Delta U_{BE1} - \Delta U_{BE2}.$$

Из приведенных выражений следует, что благодаря компенсирующему действию нестабильностей обоих транзисторов $T1$ и $T2$ нестабильность режима в усилительных каскадах по схемам рис. 40 меньше, чем в усилителе с одним транзистором (см. рис. 39). Для транзисторов с идентичными параметрами, например, ГТ402 и ГТ404, параметры нестабильности эквивалентного транзистора: $\Delta I_{B \text{ экв}} \rightarrow 0$ и $\Delta U_{BE \text{ экв}} \rightarrow 0$.

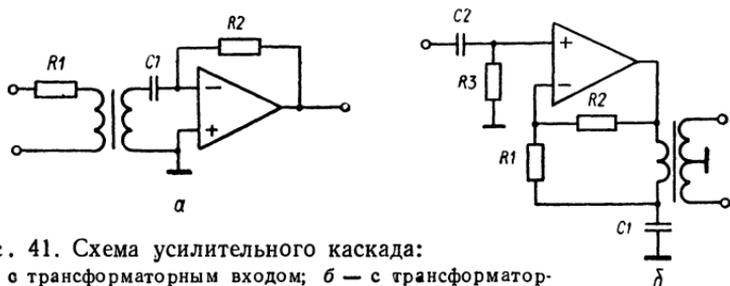


Рис. 41. Схема усилительного каскада:
 а — с трансформаторным входом; б — с трансформаторным выходом.

Усилительные каскады с трансформаторным входом и выходом. В ряде случаев необходимо, чтобы на входе или выходе усилительного каскада был включен трансформатор. Схема усилительного каскада с входным трансформатором показана на рис. 41, а. Она отличается от обычных схем тем, что трансформатор включен между резистором $R1$, определяющим вместе с $R2$ коэффициент передачи каскада, и входом операционного усилителя. При таком включении трансформатора напряжение на нем близко к нулю, и он практически не вызывает нелинейных и других искажений в усилительном каскаде.

Коэффициент передачи каскада

$$K = \pm R_2/nR_1,$$

где n — коэффициент трансформации (по напряжению), а знак определяется взаимной фазировкой обмоток трансформатора.

Для усилительного каскада с симметричным входом трансформатор может иметь двухсекционную первичную обмотку со средним выводом. При этом во второй секции включается резистор аналогично включению резистора $R1$ в первой секции. Цепи постоянного тока в рассматриваемом каскаде аналогичны цепям в каскаде по схеме рис. 27, а.

Схема усилительного каскада с трансформаторным выходом показана на рис. 41, б. Первичная обмотка трансформатора включена в цепь стабилизации режима по постоянному току. Через конденсатор $C1$ трансформатор подключен параллельно выходу усилителя, охваченного цепью отрицательной обратной связи (для усиливаемого сигнала переменного тока) из резисторов $R1$ и $R2$. Коэффициент передачи каскада определяется формулой (3.2) с дополнительным учетом коэффициента трансформации.

Цепи постоянного тока в каскаде по схеме рис. 41, б аналогичны цепям в каскаде по схеме рис. 27, г, но с тем отличием, что резистор $R2$ по постоянному току зашунтирован резистором $R1$ через первичную обмотку трансформатора.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Влияние тока утечки электролитических конденсаторов на стабильность режима усилителей *

Ток утечки электролитических конденсаторов. Существенное влияние на режим транзисторов оказывают токи утечки электролитических конденсаторов, широко применяемых в низкочастотных усилителях. Ток утечки, разброс величины и нестабильность тока достаточно велики: например, для алюминиевых конденсаторов типа К50-6 ток утечки, согласно приведенным ниже формулам (П1) и (П2), составляет: $I_Q \leq 28$ мкА при $+20^\circ\text{C}$ и $I_Q \leq 84$ мкА при $+70^\circ\text{C}$ для $C_{\text{ном}} = 50$ мкФ и $E_{\text{ном}} = 10$ В. Для сравнения отметим, что обратный ток коллекторного перехода германиевого транзистора, например, типа ГТ308В: $I_{\text{СВ0}} \leq 15$ мкА при нормальной температуре и $I_{\text{СВ0}} \leq 90$ мкА при $+60^\circ\text{C}$. Существенное влияние токи утечки оказывают и на режим операционных усилителей, входные токи которых весьма малы (для усилителя типа К140УД1А $I_{\text{вх}} \leq 8$ мкА).

Ток утечки электролитических конденсаторов определяется эмпирической формулой

$$I_Q < a C_{\text{ном}} E_{\text{ном}} + b, \quad (\text{П1})$$

где a и b — параметры, зависящие от типа конденсатора и температуры. Для конденсатора типа К50-6 при $+20^\circ\text{C}$ $a = 0,05$ мкА/(мкФ·В) и $b = 3$ мкА, а при повышенной температуре

$$I_{Q+70^\circ\text{C}} \leq 3I_{Q+20^\circ\text{C}} \quad (\text{П2})$$

т. е. $a = 0,15$ мкА/(мкФ·В), $b = 9$ мкА. Нижний предел токов утечки при $+20$ и $+70^\circ\text{C}$ не оговаривается, а для пониженной температуры -10°C не оговаривается также и верхний предел. Аналогично

* Голуб В. С. Влияние токов утечки электролитических конденсаторов на стабильность режима транзисторного усилителя. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1971, № 6.

для электролитических конденсаторов других типов оговаривается только верхний предел тока утечки для нормальной и повышенной температур.

По формулам (П1) и (П2) определяются предельные значения токов при номинальном (максимальном) напряжении. Учитывая характер зависимости токов от напряжения, можно сказать, что для конденсаторов, работающих в составе усилителя, при напряжении на конденсаторе $E_{\text{раб}} \leq E_{\text{ном}}$

$$I_Q \leq a C_{\text{ном}} E_{\text{раб}} + b.$$

Помимо зависимости от напряжения и температуры, ток утечки зависит от многих технологических факторов (чистоты материала, режима формовки оксидного слоя и т. д.) и уменьшается во времени с момента приложения напряжения. В большинстве случаев ток утечки практически стремится к нулю при пониженной температуре. Сложная зависимость тока утечки от многих факторов не позволяет характеризовать его более точными формулами. Поэтому можно считать, что для любого экземпляра конденсатора в интервале рабочих температур (от -10°C до $+70^\circ\text{C}$ для К50-6) величина тока утечки находится в пределах

$$I_Q = 0 \dots (a C_{\text{ном}} E_{\text{раб}} + b),$$

где a и b — параметры при повышенной температуре.

Представим ток утечки в виде

$$I_Q = I_{Q \text{ ном}} + \Delta I_Q.$$

Приняв $I_{Q \text{ ном}} = 0$ (аналогично $I_{B \text{ ном}} = 0$ см. гл. 1), получим

$$\Delta I_Q = 0 \dots (a C_{\text{ном}} E_{\text{раб}} + b)$$

и соответственно предельное значение

$$\Delta I_{Q \text{ max}} = a C_{\text{ном}} E_{\text{раб}} + b. \quad (\text{П3})$$

При расчете нестабильности режима усилителей следует пользоваться предельным значением $\Delta I_{Q \text{ max}}$ аналогично предельным значениям исходных нестабильностей транзистора ΔI_B и ΔV_{BE} , обозначая его для простоты ΔI_Q .

Эквивалентную схему конденсатора как источника тока утечки можно представить в виде источника ΔI_Q . Это исключает необходимость учета зависимости тока утечки от изменения напряжения в усилителе, но при подстановке в выражение (П3) максимального значения $E_{\text{раб}}$ приводит к несколько завышенным расчетным значениям искомых нестабильностей. Тем не менее такое представление целесообразно, так как при указанном завышении расчетных значений искомых нестабильностей используются данные из ТУ на конденсаторы и существенно упрощается расчет нестабильности режима усилителей.

Влияние токов утечки электролитических конденсаторов на режим транзисторного усилителя. Нестабильности токов и напряжений ΔI_C и ΔU_{CB} в транзисторных усилителях, содержащих электролитические конденсаторы,

$$\Delta I_{Ci} = \Delta I_{CiT} + \Delta I_{CiQ}; \quad \Delta U_{CBi} = \Delta U_{CBiT} + \Delta U_{CBiQ}.$$

где составляющие ΔI_{CiT} и ΔU_{CBiT} определяются формулами (2.4) и (2.5). Составляющие, обусловленные токами утечки конденсаторов,

$$\Delta I_{CjQ} = \sum_{j=1}^q \Delta I_{Qj} K_{i(j)}; \quad \Delta U_{CBiQ} = - \sum_{j=1}^q \Delta I_{Qj} L_{i(j)},$$

где q — количество конденсаторов; $K_{i(j)}$ и $L_{i(j)}$ — коэффициенты неустойчивости, характеризующие связь ΔI_{Ci} и ΔU_{CBi} с ΔI_{Qj} j -го конденсатора. Коэффициенты $K_{i(j)}$ и $L_{i(j)}$ можно определить одним из рассмотренных в гл. II методов.

При методе эмиттерно-базовых уравнений коэффициенты $K_{i(j)}$ определяются по формуле

$$K_{i(j)} = \frac{1}{D} \sum_{i=1}^m D_{ii} \rho_{ij}$$

согласно системе уравнений, записываемой для усилительного каскада аналогично уравнению (2.7):

$$\sum_{j=1}^n \Delta I_{CjQ} \rho_{ij} + \sum_{j=n+1}^m \Delta I_{rjQ} \rho_{ij} = \sum_{j=1}^q \Delta I_{Qj} \rho_{ij}.$$

При методе вносимых неустойчивостей

$$K_{i(j)} = \frac{1}{D} \sum_{i=1}^n D_{ii} K_{ij}$$

согласно системе уравнений, аналогичной (2.19):

$$\sum_{j=1}^n \Delta I_{CjQ} k_{ij} = \sum_{j=1}^q \Delta I_{Qj} K_{ij},$$

записываемой с учетом вносимых неустойчивостей

$$\Delta I_{Ci \text{ вн}} = \pm \Delta I_{Qj} k_{св i(j)},$$

где $k_{св i(j)} = \frac{R_{св ij}}{R_{Ei}}$ и $R_{св ij}$ — коэффициент и сопротивление связи i -го транзистора с j -м конденсатором, аналогично выражениям (2.14) и (2.15) см. гл. II.

Выбор знака в выражении для $\Delta I_{Ci \text{ вн}}$ зависит от направления стрелок ΔI_{B_i} и ΔI_{E_i} . Знак минус ставится, если направление стрелок ΔI_{B_i} и ΔI_{E_i} на эквивалентной схеме усилителя (например, на схеме, аналогичной рис. 11, а) совпадают с направлениями стрелок ΔI_{Q_j} , а знак плюс, — если направления не совпадают.

При использовании метода ориентированных графов последние строятся аналогично рассмотренному на рис. 11, б. Дополнительно проставляются источники графа ΔI_{Q_j} и ветви, связывающие ΔI_{C_i} с источниками ΔI_{Q_j} и характеризующие коэффициентами связи $k_{св i(j)}$ со знаком плюс или минус, выбор которого оговорен выше. Выражения для ΔI_{C_i} и соответственно для $K_{i(j)}$ записываются при помощи

формулы Мэсона (см. гл. II).

После того как определены $K_{i(j)}$ одним из трех указанных методов, составляются уравнения для ΔU_{CBiQ} с одним неизвестным и по ним находятся коэффициенты $L_{i(j)}$.

При использовании обобщенного матричного метода на эквивалентной схеме, аналогичной схеме на рис. 14, б, дополнительно проставляются источники токов ΔI_{Qj} и составляется матрица, аналогичная рассмотренной в гл. II. Коэффициенты неустойчивости:

$$K_{i(j)} = \pm \frac{D(Q_j'' + Q_j') (B_i + E_i)^Q}{D} = \pm \frac{D(Q_j'' + Q_j') (B_i + E_i)/Q^{n-1}}{D/Q^n};$$

$$L_{i(j)} = \pm \frac{D(Q_j'' + Q_j') (B_i + C_i)}{D} = \pm \frac{D(Q_j'' + Q_j') (B_i + C_i)/Q^n}{D/Q^n},$$

где Q_j' и Q_j'' — полосы источников ΔI_{Qj} , соответствующих минусовому и плюсовому выводам конденсатора.

Влияние токов утечки электролитических конденсаторов на режим операционных усилителей определяется методами, рассмотренными в гл. III. При этом в выражении (3.29) должны учитываться дополнительные составляющие, аналогичные (3.31),

$$\Delta U_{вх\ i\ вн} = \pm R_{св\ ij} \Delta I_{Qj}, \quad (П4)$$

в которых выбор знака определяется тем, совпадает (знак плюс) или не совпадает (знак минус) полярность напряжения $R_{св\ ij} \Delta I_{Qj}$ с полярностью $U_{вх}$.

Решение выражений (3.29) с учетом дополнительных составляющих (П4) осуществляется аналогично рассмотренному в гл. III. При определении $\Delta U_{вх}^+$ и $\Delta U_{вх}^-$ влияние ΔI_Q учитывается так же, как и влияние $\Delta I_{вх}^+$ и $\Delta I_{вх}^-$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Агаханян Т. М. Линейные импульсные усилители. М., «Связь», 1970. 472 с.
2. Алексенко А. Г. Основы микросхемотехники. Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры. М., «Сов. радио», 1971. 352 с.
3. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. Пер. с франц. Под общ. ред. К. С. Шифрина. Изд. 2-е, стереотип. М., «Наука», 1967. 780 с.
4. Анисимов В. И. К расчету неустойчивости (дрейфа) нулевого уровня усилителей постоянного тока. — «Автоматика и телемеханика», 1965, № 5, с. 188—205.
5. Анисимов В. И. К расчету неустойчивости режима и дрейфа нуля усилительных каскадов на транзисторах. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. 1962, вып. 8, с. 185—205.
6. Артым А. Д. Усилители с обратной связью. Анализ и синтез. Л., «Энергия», 1969. 248 с.
7. Будинский Я. Усилители низкой частоты на транзисторах. Пер. с чеш. Под ред. К. М. Брежневой. М., Связьиздат, 1963, 456 с.
8. Голуб В. С. Анализ неустойчивости режима интегральных микросхем типа операционного усилителя в усилительных устройствах. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехнич.», 1971, вып. 9, с. 47—51.
9. Голуб В. С. Анализ эмиттерных повторителей с составными транзисторами. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И. Ф. Николаевского. 1974, вып. 7, с. 113—124.
10. Голуб В. С., Базанов В. В. Усилитель с большим выходным сопротивлением. Авт. свидетельство № 230883. — «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки» 1968, № 35.
11. Голуб В. С. Вопросы стабилизации режима усилительных каскадов на транзисторах. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехнич.», 1967, вып. 21, с. 146—162.
12. Голуб В. С. Двухтактный усилитель. Авт. свидетельство № 476660. — «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1975, № 25.
13. Голуб В. С. Метод анализа и расчета неустойчивости режима сложных усилительных каскадов с гальваническими связями транзисторов. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1971, № 4, с. 439—445.

14. Голуб В. С. Метод расчета нестабильности режима гальванически связанных операционных усилителей. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1973, № 3.

15. Голуб В. С. Об определении понятий параллельной и последовательной обратных связей. — «Радиотехника и электроника», 1972, № 11.

16. Голуб В. С. Операционный интегральный усилитель. Авт. свидетельство № 362311. — «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1973, № 2.

17. Голуб В. С. Повышение стабильности режима и параметров парафазного усилительного каскада с эмиттерной связью. — «Радиотехника и электроника», 1972, № 1, с. 214—215.

18. Голуб В. С. Расчет нестабильности режима усилителей с гальваническими связями транзисторов. — «Радиотехника», 1972, № 6, с. 100—101.

19. Голуб В. С. Расчет режимной нестабильности усилительных транзисторных каскадов с высоким выходным сопротивлением. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехнич.», 1970, вып. 10, с. 32—41.

20. Голуб В. С. Усилительный каскад со стабилизирующим транзистором. — «Радиотехника и электроника», 1973, № 2, с. 415—416.

21. Голуб В. С. Широкополосный усилитель. Авт. свидетельство № 366542. — «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1973, № 7.

22. Голуб В. С., Шерemet Л. П. Усилительный тракт аппаратуры магнитной записи в диапазоне 0,3—100 кГц на гирляндных усилителях. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехнич.», 1967, вып. 18, с. 132—144.

23. Голуб В. С. Эквивалентная схема интегрального операционного усилителя для постоянного тока. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1973, № 2, с. 108—110.

24. Голуб В. С. Эквивалентная схема транзистора и определение коэффициентов нестабильности по матрице проводимости схемы усилителя. — В кн.: Автоматизация проектирования в электронике. 1972, вып. 5, с. 99—103.

25. Загорский Я. Т., Левченко Д. Г. Аналитические зависимости параметров транзисторов от температурного и электрического режимов работы в усилительных схемах. — «Радиотехника», 1967, № 10.

26. Конев Ю. И. Обобщенный аналитический метод расчета цепей смещения. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. 1961, вып. 7, с. 191—206.

27. Левин Я. М. Обобщенная схема питания транзисторного каскада по постоянному току — «Радиотехника», 1965, № 1.

28. Лурье Б. Я. Стабильность режима усилителей со скрещенными обратными связями. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И. Ф. Николаевского. 1969, вып. 4, с. 183—186.

29. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. Пер. с франц. Л., «Энергия», 1974. 216 с.

30. Мигулин И. Н., Чаповский М. З. Усилительные устройства на транзисторах. Киев, «Техніка», 1971. 324 с.

31. Мэзон С., Циммерман Г. Электронные цепи, сигналы и системы. Пер. с англ. Под ред. П. А. Ионкина. М., Изд-во иностр. лит., 1963, с. 620.

32. Нагорный Л. Я., Буйновский Ю. Ф. Об одном методе определения коэффициентов неустойчивости реостатных усилительных схем на транзисторах. — «Изв. вузов СССР Радиоэлектроника», 1967 № 7.

33. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. М., «Сов. радио», 1971. 384 с.

34. Николаенко Н. С. Проектирование транзисторных усилителей измерительных устройств. Изд. 2-е, доп. М., «Энергия», 1968. 352 с.

35. Пасынов В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д. Полупроводниковые приборы. М., «Высшая школа», 1966. 416 с.

36. Полковский И. М. Стабилизация параметров транзисторных усилителей. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Энергия», 1973. 336 с.

37. Проектирование и применение операционных усилителей. Под ред. Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. Пер. с англ. Под ред. И. Н. Теплоука. М., «Мир», 1974.

38. Сигорский В. П. Матрицы и графы в электронике. М., «Энергия», 1968. 176 с.

39. Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем. Киев, «Техніка», 1970. 396 с.

40. Спиридонов Н. С. Основы теории транзисторов. Изд. 2-е, испр. и доп. Киев, «Техніка». 360 с.

41. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Изд. 3-е, перераб. и доп. Под ред. Н. Н. Горюнова. М., «Энергия», 1972. 568 с.

42. Справочник по радиоэлектронике. Т. I. Под ред. А. А. Куликовского. М., «Энергия», 1967. 640 с.

43. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Изд. 3-е, перераб. и доп. М., «Энергия», 1973. 608 с.

44. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний. Под ред. И. Г. Бергельсона, Ю. А. Каменецкого и И. Ф. Николаевского. М., «Сов. радио», 1968.

45. Транзисторы. Справочник. Изд. 3-е. Под ред. И. Ф. Николаевского. М., «Связь», 1969. 624 с.

46. Трохименко Я. К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. М., «Сов. радио», 1972. 312 с.

47. Царьков В. А. Некоторые вопросы температурной стабилизации и расчета транзисторных схем. — «Радиотехника», 1961, № 10.

48. Царьков В. А. Общий метод анализа и расчета стабильности режима транзисторов в многотранзисторных схемах с гальванической связью. — «Радиотехника», 1967, № 7.

49. Чаповский М. З. Улучшение качественных показателей транзисторных усилителей. М., «Связь», 1968.

50. Чаповський М. З. Методи стабілізації транзисторних підсилювачів. Київ, «Техніка», 1964.

51. Ши Р. Ф. Усилители звуковой частоты на полупроводниковых триодах. Пер. с англ. Под ред. И. Г. Мамонкина. М., Изд-во иностр. лит., 1957. 268 с.

52. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. Под ред. Е. И. Гальперина. М., «Сов. радио», 1974.

53. Шкурин Г. П. Справочник по электро- и электронноизмерительным приборам. М., Воениздат, 1972. 448 с.

54. Clayton G. B. Operational amplifiers. — «Wireless World», 1969, vol. 75, N 1400, 1407.

55. Clayton G. B. Experiments with operational amplifiers. Measurement of input bias currents and offset voltage. — «Wireless World», 1972, vol. 78, N 1441.

56. Huber C. I. Circuit design: The op amp. way. — «The Electronic Engineers», 1970, vol. 29, N 2.

57. Welling B. Monolithic operational amplifiers. — «Electronics World», 1968, vol. 80, N 1.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр
Предисловие	3
Глава I. ПРИЧИНЫ НЕСТАБИЛЬНОСТИ И СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРОВ В ОДНОТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДАХ	5
1. Параметры транзистора по постоянному току и их влияние на ток коллектора	5
2. Режим работы транзистора в одностранзисторных каскадах	15
3. Обобщенные выражения для постоянных составляющих тока и напряжения транзистора	24
Глава II. СТАБИЛИЗАЦИЯ И РАСЧЕТ РЕЖИМА ГАЛЬВАНИЧЕСКИ СВЯЗАННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ	29
1. Эквивалентная схема и обобщенные выражения для нестабильностей тока и напряжения транзисторов	29
2. Методы определения нестабильностей и полных значений тока и напряжения транзисторов	31
3. Анализ и построение усилителей с гальваническими связями транзисторов	48
Глава III. СТАБИЛИЗАЦИЯ И РАСЧЕТ РЕЖИМА МИКРОСХЕМ ТИПА ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ	62
1. Источники нестабильности и стабилизация режима операционного усилителя	63
2. Расчет нестабильности режима гальванически связанных операционных усилителей	76
3. Анализ и построение усилительных устройств на операционных усилителях	86
Приложение	95
Список литературы	99

Владислав Сергеевич Голуб, канд. техн. наук

**РАСЧЕТ СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМА
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ**

Редактор издательства инж. *Н. М. Корнильева*
Обложка художника *Е. А. Филиппович*
Художественный редактор *В. С. Шапошников*
Технический редактор *Е. М. Гороховская*
Корректор *Ж. А. Горовец*

ИБ № 65

Сдано в набор 18.X. 1976 г. Подписано к печати 10. III. 1977 г. Формат бумаги 84×108^{1/32}. Бумага типографская № 3. Объем: 5,46 усл. печ. л.; 6,12 уч.-изд. л. Тираж 14 500. Зак. № 6-447. БФ 04785. Цена 32 коп.

Издательство «Техніка», 252601, Киев, 1, ГСП, Пушкинская, 28.

Харьковская книжная фабрика «Коммунист» республиканского производственного объединения «Полиграфкинг» Госкомиздата УССР. Харьков, Энгельса, 11.

32 κοπ.

