

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

УДК 621.375.4.13.2

Я. Т. ЗАГОРСКИЙ, Д. Г. ЛЕВЧЕНКО

(Новосибирск)

АНАЛИЗ ТЕМПЕРАТУРНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Рассмотрены общие вопросы анализа температурной неустойчивости усилителей, содержащих несколько транзисторов. Предложено использовать для этой цели структурные схемы, ветви которых отображают взаимосвязи между статическими и динамическими параметрами транзисторов и температурой.

Дан сравнительный анализ неустойчивости некоторых транзисторных усилителей с использованием структурных схем. Рекомендовано применять усилители с последовательным питанием транзисторов по постоянному току.

Температурная зависимость параметров транзисторов создает большие трудности при построении стабильных измерительных усилителей, предназначенных для работы в широком температурном диапазоне. Изменение температуры оказывает существенное влияние как на динамические параметры транзисторов, определяющие коэффициент усиления по переменному напряжению (в режиме «малого сигнала»), так и на статические параметры, определяющие режим транзисторов по постоянному току и напряжению [1—5].

В последнее время большое распространение получают сложные транзисторные усилители с непосредственной связью между каскадами [3, 6—8]. При анализе таких усилителей необходимо совместное рассмотрение влияния температуры как на динамические и статические параметры отдельных транзисторов, так и на режимы их питания, определяемые в значительной мере связями между транзисторами по постоянному току. При этом возникают существенные трудности из-за необходимости учета большого числа связей.

В настоящей статье предлагается для упрощения анализа температурной неустойчивости транзисторных усилителей использовать структурные схемы, излагается методика расчета, рассматриваются возможности и условия компенсации температурной погрешности коэффициента усиления по напряжению. Предлагаемый метод позволяет получить приближенные результаты анализа из-за неточности определения параметров транзисторов и неточности аппроксимации их зависимости от температуры и режима. В большинстве случаев практики эти результаты оказываются вполне достаточными.

Стабилизация коэффициента усиления и обеспечение необходимых входных сопротивлений усилителя обычно осуществляются путем введения достаточно глубоких отрицательных обратных связей по перемен-

ному напряжению. Однако введение таких связей в усилителях с большой площадью усиления* часто приводит к ряду нежелательных явлений, а именно: к ухудшению стабильности усиления на краях частотного диапазона, к увеличению изменения входных и выходных сопротивлений, наконец, к потере устойчивости усилителя при изменении его параметров в зависимости от температуры. Стабилизация режима питания транзисторов обычно осуществляется за счет введения местных отрицательных обратных связей по постоянному току и определенного выбора деталей [5, 9] или благодаря применению термовызываемых сопротивлений. Очевидно, что стабилизация режима питания, обеспечивая получение заданного максимального выходного напряжения, не исключает погрешности усиления по переменному напряжению и необходимости введения соответствующих отрицательных обратных связей. Поэтому представляет интерес компенсация температурной погрешности усиления путем соответствующего изменения в зависимости от температуры режима питания транзисторов. Во многих схемах транзисторных усилителей за счет использования некоторых зависимостей между температурой, режимами и параметрами транзисторов удается обеспечить условия компенсации без существенного усложнения схемы, т. е. осуществить как бы автокомпенсацию погрешности. При этом отпадает надобность в подборе специальных компенсирующих элементов с требуемой тепловой инерцией.

Для анализа термостабильности транзисторного усилителя и выявления условий компенсации необходимо рассмотреть основные функциональные связи, влияющие на коэффициент усиления усилителя, состоящего из n транзисторов, во всем их многообразии и единстве. Удобнее всего это сделать с помощью структурной схемы (рис. 1).

В узлах схемы расположены изменяющиеся параметры, а ветви показывают зависимости между ними. Источником является температура, действующая на динамические и статические параметры транзисторов. В качестве статических параметров, оказывающих основное воздействие на режим транзисторов, взяты обратный ток коллекторного перехода $I_{кб0}$ и напряжение $U_{сб}$ [5, 10]. Режим транзистора определяется током коллектора ($I_k \approx I_s$) и напряжением между коллектором и эмиттером ($U_{кэ} \approx U_{кб}$).

В качестве динамических параметров выбраны h -параметры** транзистора с общей базой, как наиболее изученные и наиболее стабильные для различных экземпляров транзисторов (одного типа) [5, 11]. Стоками структурной схемы являются

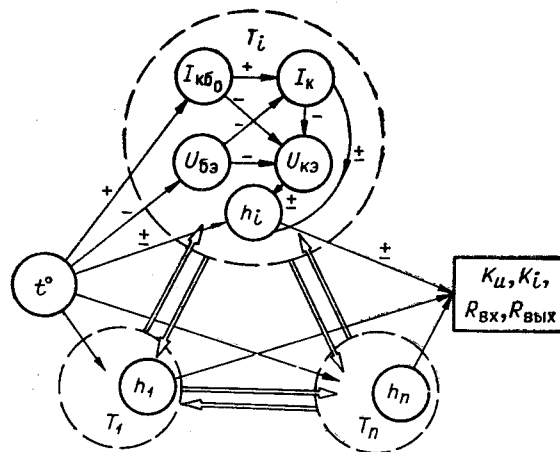


Рис. 1.

* Под площадью усиления понимается произведение коэффициента усиления на средних частотах на ширину полосы пропускания на уровне $0,707 K_{ср}$.

** Для упрощения выводов рассматриваются активные h -параметры, т. е. схема замещения на низких частотах.

параметры усилителя: коэффициенты усиления K_u, K_i , входное и выходное сопротивления $R_{вх}, R_{вых}$, определяемые h -параметрами транзисторов. На схеме полностью изображены связи для i -го транзистора T_i ; для других транзисторов связи аналогичны и поэтому не приводятся. Между транзисторами связи осуществляются через общие токи или напряжения (эти связи показаны на схеме в виде двойных линий).

Ветви структурной схемы, отображающие взаимосвязи между параметрами транзистора и температурой, в основном однонаправлены. Это справедливо для маломощных схем, в которых ток I_k и напряжение $U_{кэ}$ не влияют на температуру транзистора и слабо влияют на параметры $I_{кб0}$ и $U_{бэ}$. Не учитывается также влияние напряжения $U_{кэ}$ на ток I_k (при постоянном $U_{бэ}$) вследствие высокого выходного сопротивления транзистора. Каждой ветви приписан знак $+$ или $-$, что обозначает прямую или обратную зависимость между соответствующими параметрами*.

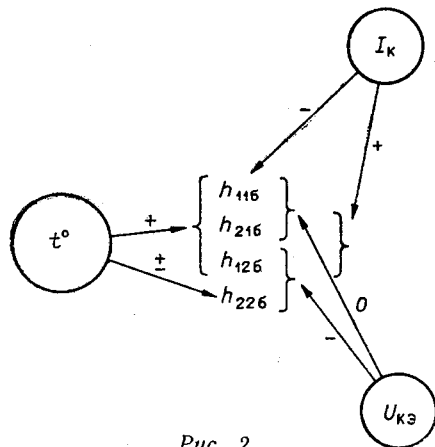


Рис. 2.

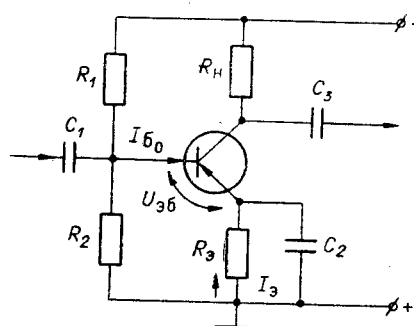


Рис. 3.

Для проведения количественного анализа все взаимосвязи должны быть представлены в аналитической форме. Зависимости статических и динамических параметров транзисторов от температуры имеются в справочной литературе [5, 11] или определяются экспериментально [10] и могут быть аппроксимированы алгебраическими выражениями. Аналогично определяются зависимости $h_i = f(U_{кэ}, I_k)$.

На рис. 2 приведена структурная схема, отображающая взаимосвязь между температурой, режимом транзистора и его динамическими h -параметрами. Поскольку зависимости обычно известны ориентировочно (с точностью до 10%), то и аппроксимацию можно производить приближенно. В большинстве случаев эти зависимости можно принять линейными; при этом выражения существенно упрощаются. Зависимости $I_k, U_{кэ} = f(I_{кб0}, U_{бэ})$ определяются принципиальной схемой усилителя.

Для конкретного усилителя в зависимости от преобладания тех или иных связей можно привести соответствующую структурную схему, которую можно использовать двояко: во-первых, определить для данного усилителя зависимость его параметров от температуры с учетом всех связей (задача анализа) и, во-вторых, пользуясь структурной схемой, выявить условия компенсации температурной погрешности и устано-

* Очевидно, что условия компенсации сохраняются только на участках монотонного изменения функции в зависимости от данного аргумента.

вить, какие связи при этом должны быть усилены, а какие — ослаблены (задача синтеза).

Рассмотрим, как решаются эти задачи для некоторых конкретных схем транзисторных усилителей.

В простейшем усилительном каскаде (рис. 3) можно осуществить температурную компенсацию погрешности коэффициента усиления путем определенного выбора элементов схемы [10]. Коэффициент усиления по напряжению такой схемы равен [5]

$$K_u = \frac{h_{216} R_H}{h_{116} + D_{h6} R_H}. \quad (1)$$

Учитывая, что $h_{216} \approx \text{const} \approx -1$ и $D_{h6} \approx h_{126}$, приближенно получаем

$$K_u \approx - \frac{R_H}{h_{116} + h_{126} R_H}. \quad (2)$$

С увеличением температуры параметры h_{116} и h_{126} растут (см. рис. 2), что приводит к уменьшению коэффициента усиления. Эта погрешность может достигать 30% и более при изменении температуры от 20 до 80°С. Параметр h_{216} изменяется очень мало при изменении температуры и тока коллектора, и его влиянием на коэффициент усиления в первом приближении можно пренебречь. Изменения тока $I_{к60}$ и напряжения U_6 с повышением температуры вызывают увеличение тока I_k и падение напряжения $U_{кэ}$ (см. рис. 1), а это приводит к уменьшению параметра h_{116} и увеличению параметра h_{126} . Очевидно, что для осуществления компенсации необходимо уменьшать зависимость $K_u = f(h_{126})$ по сравнению с зависимостью $K_u = f(h_{116})$. Это достигается, например, если сопротивление нагрузки R_H выбрать не более 1—3 ком. Тогда $h_{116} \gg h_{126} R_H$ и

$$K_u = - \frac{R_H}{h_{116}}. \quad (3)$$

Нетрудно показать, что при малом R_H для схемы рис. 3 изменения напряжения $U_{кэ}$ будут малы и ими можно пренебречь. Для осуществления компенсации в этом случае необходимо, чтобы ток I_k изменялся от температуры по определенному закону. Найдем его. Путем аппроксимации зависимостей $h_{116} = f(t^\circ, I_k)$, полученных экспериментальным способом, имеем

$$h_{116} = h_{116н} \frac{1 + a \Delta t}{1 + \delta I_k}, \quad (4)$$

где $h_{116н}$ — начальное значение параметра;
 a — температурный коэффициент, равный для большинства транзисторов $0,003 \text{ } 1^\circ\text{C}$ [11];

Δt — абсолютное изменение температуры;

δI_k — относительное изменение тока I_k .

Приравнивания $h_{116} = h_{116н}$, получаем

$$1 + a \Delta t = 1 + \delta I_k \text{ или } \delta I_k = a \Delta t, \quad (5)$$

т. е. ток I_k должен меняться линейно от температуры. Зависимость $I_{к60} = f(\Delta t)$ имеет экспоненциальный характер и не всегда может быть

использована для компенсации. Поэтому связь $I_k = f(I_{кб0})$ необходимо по возможности ослабить. Для этого надо уменьшить коэффициент неустойчивости S_I [5, 9], так как $\delta I_k = S_I \delta I_{кб0}$, где для рассматриваемой схемы (см. рис. 3)

$$S_I = \frac{R_3 + R_6}{R_3 + R_6(1 - \alpha_6)}.$$

Здесь

$$\delta I_{кб0} = \frac{\Delta I_{кб0}}{I_6};$$

I_6 — ток базы, равный

$$I_6 \approx I_{кб0} + \frac{E_{п} R_2 (1 - \alpha_6)}{(R_1 + R_2) R_3};$$

$$R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2};$$

α_6 — коэффициент передачи по постоянному току ($\alpha_6 \approx 0,93 \div 0,99$).

Очевидно, что $S_I \rightarrow S_{I_{\min}} = 1$ при $\frac{R_6}{R_3} \rightarrow 0$, т. е. необходимо соблюдение неравенства

$$R_3 \gg R_6(1 - \alpha_6). \quad (6)$$

I_k мало зависит от $I_{кб}$, если выполняется неравенство $I_6 \gg I_{кб0}$. Зависимость $\Delta U_{бэ} = f(\Delta t)$ может быть аппроксимирована линейной функцией [5]

$$\Delta U_{бэ} = \eta \Delta t, \quad (7)$$

где $\eta \approx -2,2 \cdot 10^{-3} \text{ в/}^\circ\text{С}$ для большинства германиевых транзисторов при $t = -60 \div 80^\circ\text{С}$.

Приращения тока I_k , в свою очередь, линейно зависят от $\Delta U_{бэ}$

$$\Delta I_k = S_u \Delta U_{бэ}, \text{ или } \delta I_k = S_u \frac{\Delta U_{бэ}}{I_{кн}}, \quad (8)$$

где

$$S_u = - \frac{\alpha_6}{R_3 + R_6(1 - \alpha_6)} \approx - \frac{\alpha_6}{R_3};$$

$I_{кн}$ — начальный ток коллектора.

Объединяя выражения (7) и (8), получаем

$$\delta I_k = - \frac{\alpha_6 \eta \Delta t}{R_3 I_{кн}}. \quad (9)$$

Из этого выражения следует, что зависимость δI_k от Δt линейна и коэффициент пропорциональности может меняться при выборе R_3 или $I_{кн}$. Приравнявая (5) и (9) по условию компенсации, находим R_3 (или $I_{кн}$)

$$R_3 = - \frac{\alpha_6 \eta}{I_{кн} a}. \quad (10)$$

В рассмотренном усилительном каскаде путем компенсации температурной погрешности можно обеспечить сравнительно высокую стабиль-

ность коэффициента усиления. Погрешность составляет менее 0,5—1,3% на 10°С в диапазоне температур 20—80°С. Однако этот каскад обладает двумя недостатками: малым коэффициентом усиления из-за малого $R_{\text{н}}$ ($K_{\text{н}} \approx 50 \div 80$) и малым входным сопротивлением (десятки-сотни ом), что следует из условия (6) и уравнения (10).

Попытка повышения коэффициента усиления путем увеличения сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ обычно приводит к возникновению существенной неустойчивости напряжения $U_{\text{кз}}$ транзистора, приводящей в результате к сужению температурного диапазона работы усилителя из-за ограничения уровня максимального выходного сигнала усилителя.

Значительного увеличения коэффициента усиления по переменному напряжению можно добиться путем включения в цепь коллектора транзистора T_1 динамической нагрузки [6]; в качестве последней применен транзистор T_2 (рис. 4). Коэффициент усиления такого каскада определяется по формуле (1), в которой под $R_{\text{н}}$ подразумевается параллельное включение сопротивлений $R_{\text{б}_2}$ и $R_{\text{вх}_2}$ транзистора T_2 :

$$R_{\text{н}} = \frac{R_{\text{б}_2} R_{\text{вх}_2}}{R_{\text{б}_2} + R_{\text{вх}_2}},$$

где

$$R_{\text{б}_2} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}. \quad (11)$$

Нетрудно найти формулу и для $R_{\text{вх}_2}$ с учетом R_5 [5]:

$$R_{\text{вх}_2} = \frac{1 + h'_{126} + h'_{116} G_5}{h'_{226} + D'_{h\ 6} G_5}. \quad (12)$$

Здесь и дальше параметры с одним штрихом относятся к транзистору T_1 , а с двумя — к T_2 . Учитывая, что $h'_{126} \ll 1$, $h'_{116} G_5 \ll 1$, $D'_{h\ 6} \approx h'_{126}$, запишем

$$R_{\text{вх}_2} \approx \frac{1}{h'_{226} + h'_{126} G_5}. \quad (13)$$

Тогда выражение для определения величины сопротивления нагрузки (11) с учетом выражения (13) примет вид

$$R_{\text{н}} = \frac{1}{h'_{226} + h'_{126} G_5 + G_{\text{б}_2}}. \quad (14)$$

Подставляя последнее выражение в (1) и учитывая, что для обеспечения нормального режима работы по постоянному току величина $G_{\text{б}_2}$ должна быть не менее $5 \cdot 10^{-4} - 10^{-5}$ мо (см. ниже), т. е. обычно выпол-

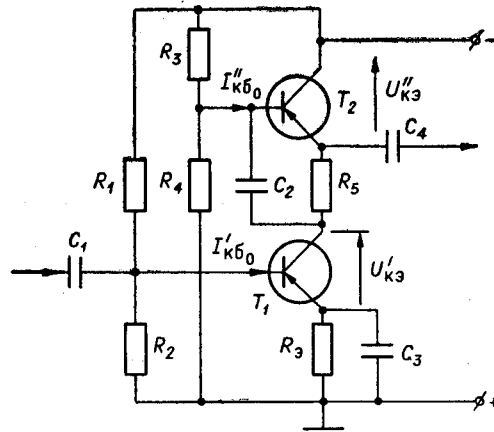


Рис. 4.

няется соотношение $G_{6_2} \gg h_{226}'' + h_{126}' G_5$, получаем

$$K_u \approx - \frac{1}{h_{116}' G_{6_2} + h_{126}'} = - \frac{R_{6_2}}{h_{116}' + h_{126}' R_{6_2}}. \quad (15)$$

Из выражения (15) следует, что коэффициент усиления каскада (см. рис. 4) не зависит от параметров верхнего транзистора T_2 , поэтому зависимость K_u только от температуры и только от режима транзистора T_1 будет примерно такой же, как и для предыдущего каскада (см. рис. 3) при большом R_n . Однако режим нижнего транзистора существенно зависит от статических параметров верхнего и наоборот, поэтому для выяснения реальной зависимости K_n от температуры необходимо обратиться к структурной схеме.

1. Поскольку транзисторы T_1 и T_2 включены последовательно, то, пренебрегая токами $I_{к60}'$ и $I_{к60}''$, можно принять, что $I_k' = I_k'' = I_3$. Нетрудно показать, что общий коллекторный ток определяется только нижним транзистором. Действительно, в цепи эмиттера верхнего транзистора T_2 включено большое динамическое (выходное) сопротивление нижнего транзистора T_1 , равное

$$R_{э_2} = \frac{h_{119}' + R_3 (1 + h_{219}') + R_{6_1}}{D_{h_э} + h_{229}' (R_3 + R_{6_1})} \approx \frac{R_3}{h_{126}' + h_{226}' (R_3 + R_{6_1})}. \quad (16)$$

Очевидно, что $R_{э_2} \gg R_3$ и составляет обычно сотни килоом; поэтому коэффициент нестабильности равен $S_I'' \approx 1$, если $R_{э_2} \gg R_{6_2}$, что обычно выполняется, а $S_u'' \approx 0$. Тогда, согласно (6), $\Delta I_k'' = S_I'' \Delta I_{к60}'' = \Delta I_{к60}'' \ll I_k''$, а согласно (8), $\Delta I_k'' = S_u'' \Delta U_{6_3}'' \approx 0$.

Другими словами, статические параметры T_2 практически не влияют на общий коллекторный ток. Последний зависит исключительно от статических параметров T_1 , и эти зависимости определяются так же, как и для предыдущего каскада (см. рис. 3).

2. Нетрудно также показать, что напряжение $U_{кэ}$ в основном определяется параметрами верхнего транзистора T_2 . Действительно, из рассмотрения зависимости $\Delta U_{кэ}' = f(\Delta I_k', \Delta I_{к60}', \Delta U_{6_3}')$ следует, что поскольку R_3 и R_5 невелики (обычно около килоома), то и падение напряжения на них при изменении I_k' , $I_{к60}'$ и U_{6_3}' невелико (доли вольта). Падение напряжения на транзисторе T_2 при изменении этих же параметров тоже невелико, поскольку входное сопротивление транзистора T_2 со стороны эмиттера, определяемое по формуле

$$R_{вх. э_2} \approx h_{1160}'' + R_{6_2} (1 - \alpha_{6_2}) \quad (17)$$

при $R_{6_2} \leq 10^5$ ом, не превышает 1—2 ком. Здесь h_{1160}'' — входное сопротивление транзистора по схеме с общей базой на постоянном токе.

Кроме того, очевидно, что $\Delta U_{э_2}' = -\Delta U_{э_2}''$, где $\Delta U_{э_2}''$ определяется изменением статических параметров верхнего транзистора, т. е. $\Delta U_{э_2}'' = f(\Delta I_{к60}'', \Delta U_{6_3}'')$. Зависимость $\Delta U_{кэ}'' = f(\Delta I_k'')$ несущественна, поскольку, как показано выше (п. 1), $\Delta I_k'' \approx \Delta I_{к60}''$, а сопротивление в цепи коллектора T_2 равно нулю. Поскольку в цепи эмиттера транзистора T_2 включено большое динамическое сопротивление, то можно принять

$$\Delta U_{кэ}'' = \Delta U_{э_2}' = \Delta U_6' + \Delta U_{6_3}', \quad (18)$$

где $\Delta U_6'$ — приращение напряжения на эмиттере;

$\Delta U_6''$ — приращение напряжения на базе, вызванное приращением тока $\Delta I_{k60}''$;

$$\Delta U_6'' = -\Delta I_{k60}'' R_{6_2}. \quad (19)$$

Выражение (19) справедливо при $B_{вх_0}'' \gg R_{6_2}$ ($R_{вх_0}''$ — входное сопротивление по постоянному току транзистора T_2), что практически имеет место.

Обычно $\Delta U_{6_3}'' \ll \Delta U_6''$, поэтому

$$\Delta U_{k_3}'' \approx \Delta U_6'' = -\Delta I_{k60}'' R_{6_2} \approx -\Delta U_{k_3}'. \quad (20)$$

Учитывая полученные результаты (см. п. 1 и 2), можно изобразить упрощенную структурную схему для каскада с динамической нагрузкой (рис. 5). На этой схеме оставлены только те связи, которые существенно влияют на коэффициент усиления каскада. Как следует из структурных схем (см. рис. 2 и 5), компенсация температурной погрешности K_u может осуществляться двумя путями: за счет изменения общего тока коллектора I_k и изменения напряжения U_{k_3} в зависимости от температуры.

В первом случае, согласно (15), необходимо уменьшить R_{6_2} до величины 1—3 *ком*; при этом, согласно (20), приращения $\Delta U_{k_3}'$ будут пренебрежимо малы. Величина коэффициента усиления и условия компенсации его неустойчивости получаются такими же, как и для схемы рис. 3, но в схеме с динамической нагрузкой стабильность максимального выходного напряжения значительно больше.

При увеличении сопротивления R_{6_2} до 50—100 *ком* достигается значительное повышение коэффициента усиления усилителя. В этом случае при работе усилителя до температуры, не превышающей 60—65°С, неустойчивость K_u будет определяться в основном температурной зависимостью параметров h_{116} и h_{126} , в сравнении с которой изменением параметров под действием неустойчивости U_{k_3}' [см. (20)] и тока коллектора $I_k = f(I_{k60})$ чаще всего можно пренебречь. Функциональная зависимость h_{126} от температуры для маломощных германиевых транзисторов, определенная экспериментально, описывается выражением

$$h_{126} = h_{126н} (1 + c \Delta t), \quad (21)$$

где $h_{126н}$ — начальное значение параметра;
 c — температурный коэффициент, равный для большинства транзисторов 0,0045 $1/^\circ\text{C}$.

Пренебрегая влиянием изменения тока коллектора $\delta I_k'$ на параметр h_{126}' [11], условие компенсации неустойчивости K_u при изменении тока I_k ,

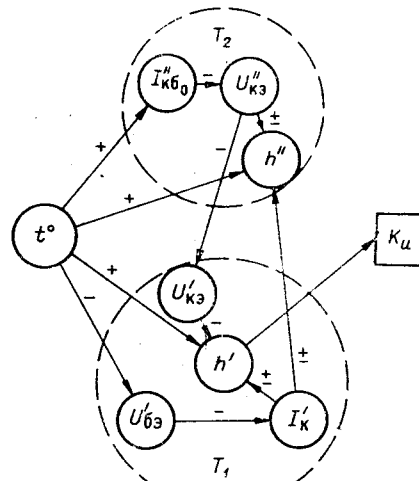


Рис. 5.

найденное способом, аналогичным для случая, когда $h'_{116} \gg h'_{126} R_{62}$, опишем выражением

$$\delta I'_k = \frac{h'_{116n} G_{62} a + h'_{126n} c}{h'_{116n} G_{62} + h'_{126n} c \Delta t} \Delta t. \quad (22)$$

Нелинейная зависимость $\delta I'_k = f(\Delta t)$ [см. (22)] вызывает определенные трудности по обеспечению требуемого изменения I'_k в широком температурном интервале. В связи с этим определенный практический интерес представляют приближенные способы компенсации нестабильности K_u путем линейного изменения тока I'_k . Количественный анализ выражения (22) и нестабильности коэффициента усиления, подтвержденный экспериментальным путем, показал, что хорошие результаты получаются при компенсации нестабильности K_u изменением тока I'_k по закону

$$\delta I'_k = \frac{(h'_{116n} a G_{62} + h'_{126n} c) (2h'_{116n} G_{62} - h'_{126n} c \Delta t_{\max})}{2h'_{116n} G_{62} (h'_{116n} G_{62} - h'_{126n} c \Delta t_{\max})} \Delta t, \quad (23)$$

где Δt_{\max} — максимальное значение рабочей температуры усилителя. Во втором случае (при компенсации температурной погрешности K_a изменением напряжения $U'_{кэ}$) необходимо увеличивать R_{62} до величины 10^5 — 10^6 ом и стабилизировать ток I'_k путем увеличения, согласно (9), произведения $R_9 I'_{кн}$. Относительное изменение $U'_{кэ}$ при этом равно

$$\delta U'_{кэ} = \frac{\Delta U'_{кэ}}{U'_{кэ}} = \frac{\Delta I'_{к60} R_{62}}{U'_{кэ}}. \quad (24)$$

Отсюда следует, что для увеличения $\delta U'_{кэ}$ необходимо увеличивать R_{62} и уменьшать начальное напряжение $U'_{кэ}$.

Аппроксимируя зависимость $h'_{126} = f(\Delta t, \delta U'_{кэ})$, получим выражение, аналогичное (4):

$$h'_{126} = h'_{126n} \frac{1 + c \Delta t}{1 + \delta U'_{кэ}}. \quad (22)$$

Условия компенсации выполняются, если обеспечивается соотношение

$$b \Delta t = \delta U'_{кэ} = \frac{\Delta I'_{к60} R_{62}}{U'_{кэ}}. \quad (23)$$

Поскольку зависимость $\Delta I'_{к60} = f(\Delta t)$ носит экспоненциальный характер, то условия компенсации не будут выполняться в широком температурном диапазоне. Другим недостатком этого способа компенсации является уменьшение напряжения на верхнем транзисторе T_2 , что приводит к уменьшению максимального выходного напряжения с ростом температуры. Действительно, согласно (20),

$$\delta U''_{кэ} = \frac{\Delta U''_{кэ}}{U''_{кэ}} = - \frac{\Delta I''_{к60} R_{62}}{U''_{кэ}}, \quad (24)$$

где $U''_{кэ}$ — начальное напряжение на транзисторе T_2 .

Экспериментальная проверка полученных результатов показала, что при осуществлении компенсации нестабильности коэффициента усиления путем изменения общего тока I_k при величине коэффициента усиления около 400—600 его нестабильность в температурном интервале от минус 5 до 70°С не превышает 3—5%.

Для увеличения входного сопротивления каскада и сохранения условий компенсации с помощью тока коллектора I_k [см. (10)] можно в цепь эмиттера нижнего транзистора T_1 включить дополнительный транзистор T_3 , зашунтировав его по переменному току емкостью. Как показано выше [см. (16)], этот транзистор будет регулировать общий ток I_k , согласно условиям компенсации (5) и (8). Поскольку его выходное сопротивление велико, то для выполнения условия (6), т. е. $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{вх}}'$, можно принять $R_{\text{вх}} = (1 \div 3) \cdot 10^4 \text{ ом}$, т. е. существенно повысить входное сопротивление усилителя по сравнению со схемой рис. 3. Для уменьшения изменений $U_{\text{кз}}$ при сохранении высокого коэффициента усиления можно применить низкоомный делитель в цепи смещения базы транзистора T_2 и ввести компенсацию по переменному напряжению C_2 (рис. 6).

Из сравнения рассмотренных схем следует, что в обоих случаях возможно осуществить компенсацию температурной нестабильности коэффициента усиления, используя для этого внутренние связи в усилительных схемах. Целесообразно использовать схемы усилителей с последовательным питанием транзисторов по постоянному току, поскольку при большой величине коэффициента усиления усилителя можно обеспечить компенсацию температурной нестабильности с высокой степенью точности. Одновременно с этим в усилителях с последовательным питанием транзисторов обеспечивается хорошая стабильность максимального выходного напряжения в широком температурном диапазоне работы усилителя. Усилители на одном транзисторе могут применяться в случае, если не требуется большого коэффициента усиления и важную роль играет простота схемы и конструкции усилителя.

При введении специального транзистора для управления током коллектора в обеих схемах, рассмотренных выше, можно существенно повысить входное сопротивление усилителей.

В заключение приведем последовательность анализа термостабильности сложных транзисторных усилителей с помощью структурных схем.

Для выбранной схемы усилителя необходимо построить полную структурную схему, согласно рис. 1. Затем с учетом принципиальной и структурной схем находятся количественные выражения, определяющие связи между статическими параметрами транзисторов и их режимами. Путем аппроксимации известных зависимостей статических и динамических параметров от температуры и режима устанавливаются соответствующие количественные соотношения. Отбрасываются несущественные связи и изображается упрощенная структурная схема.

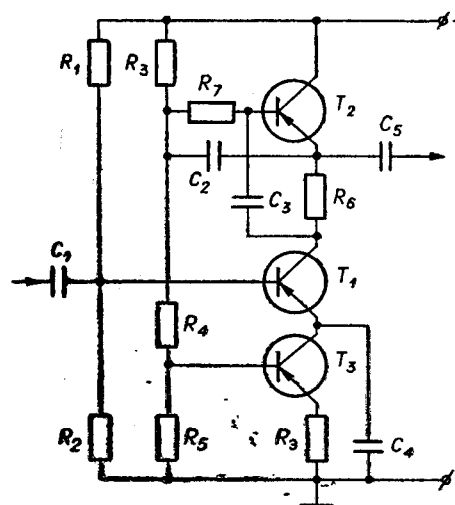


Рис. 6.

Затем одним из известных методов получить выражения, связывающие параметры усилителя, например K_u , K_i , $R_{вх}$, $R_{вых}$, с параметрами транзисторов по переменному напряжению. С помощью упрощенной структурной схемы и полученных количественных соотношений определяется зависимость параметров усилителя от температуры, а также возможность и условия компенсации температурной погрешности коэффициента усиления и элементы схемы, при которых эти условия выполняются. Находятся параметры усилителя для граничных значений температуры с учетом компенсации. При необходимости получения лучшей компенсации видоизменяется схема с целью усиления полезных связей и ослабления мешающих.

Рассмотренный в настоящей статье метод анализа может быть распространен на более сложные схемы, содержащие элементы, параметры которых изменяются известным образом. Первопричиной нестабильности параметров может быть не только температура, но и изменение питания, старение деталей и т. д.

ЛИТЕРАТУРА

1. Р. Ши. Расчет транзисторных цепей. М.—Л., «Энергия», 1964.
2. Полупроводниковые приборы в измерительной технике. Перев. с англ. Под ред. М. А. Земельмана. М.—Л., Изд-во иностр. лит., 1964.
3. Н. С. Николаенко. Проектирование транзисторных усилителей. М.—Л., «Энергия», 1965.
4. Р. П. Пановатти. Введение в полупроводниковую электронику. М.—Л., «Энергия», 1965.
5. Я. Будинский. Усилители низкой частоты на транзисторах. М., Связьиздат, 1963.
6. Я. Т. Загорский, Д. Г. Левченко, В. М. Носов. Измерительные усилители на транзисторах.—Передовой научно-технический и производственный опыт, № 4—65—783/13. М., ГОСИНТИ, 1965.
7. А. П. Ложников, Е. К. Сонин. Каскадные усилители. М.—Л., «Энергия», 1964.
8. М. З. Юдич. Схемы транзисторной электроники. М.—Л., «Энергия», 1966.
9. И. М. Полковский. Стабилизированные усилительные устройства на транзисторах. М.—Л., «Энергия», 1965.
10. Ю. Р. Носов, Б. Н. Хазанов. Температурная стабилизация усилителей напряжения на полупроводниковых триодах.—Радиотехника, 1958, № 2.
11. Транзисторы и полупроводниковые диоды.—Справочник. Под ред. И. Ф. Николаевского. М., Связьиздат, 1963.

*Поступила в редакцию
14 июня 1966 г.*

Ya. T. Zagorskiy, D. G. Levchenko
ANALYSIS OF TEMPERATURE UNSTABILITY
OF AMPLIFIER NETWORKS USING TRANSISTORS

For temperature instability to analyse, block diagrams are used, whose branches represent interrelations of static and of dynamic characteristics of transistors versus temperature. Some circuits of transistor amplifiers are analysed. It is good practice to use the amplifiers with serial connection of transistors and of d.-c. power supply.