

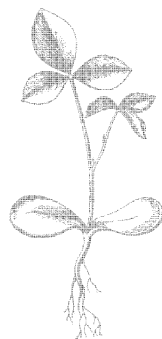
ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ КАСКАДОВ



**БИБЛИОТЕКА
ПО РАДИО
ЭЛЕКТРОНИКЕ**

ВЫПУСК 63

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ КАСКАДОВ



Scan ЮНЦ



Ленинград
„ЭНЕРГИЯ“
Ленинградское отделение 1979

ББК 32.85
О60
УДК 621.375

Авторы: В. И. Анисимов, М. В. Капитонов,
Н. Н. Прокопенко, Ю. М. Соколов

Рецензент В. С. Гутников

О60 **Операционные усилители с непосредственной связью ка-**
скадов/В. И. Анисимов, М. В. Капитонов, Н. Н. Прокопенко,
Ю. М. Соколов.— Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1979.—
151 с., ил.— (Б-ка по радиоэлектронике; Вып. 63)
В пер.: 65 к.

Книга посвящена проектированию быстродействующих операционных усилителей, находящих широкое применение при реализации различных устройств вычислительной, измерительной техники и автоматики. Приведены результаты анализа динамических свойств усилителей при линейных и нелинейных режимах их работы. Рассмотрено большое число оригинальных схем операционных усилителей и их отдельных узлов.

Книга предназначена для специалистов в области разработки и применения операционных усилителей, а также может быть полезной для преподавателей, аспирантов и студентов.

О 30404—108 213—79. 2405000000
051(01)—79

ББК 32.85
6Ф0.32

© Издательство «Энергия», 1979

ПРЕДИСЛОВИЕ

Операционные усилители (ОУ) с непосредственной связью каскадов нашли необычайно широкое применение при построении различных функциональных узлов аналоговой и аналого-цифровой техники. В большинстве случаев характеристики статической и динамической точности этих узлов находятся в сильной зависимости от технических параметров ОУ. Поэтому появление новых серийно выпускаемых ОУ сравнительно быстро находит отражение в улучшении технических характеристик разнообразной электронной аппаратуры.

Интенсивное совершенствование технологии производства линейных интегральных микросхем обусловило существенное улучшение основных параметров ОУ и резкое снижение их стоимости. Вместе с тем одним из важнейших факторов, определяющих пути и возможности улучшения технических параметров ОУ, является уровень развития их теории и схемотехники.

В книге рассмотрены сравнительно мало отраженные в литературе вопросы теории и проектирования высококачественных ОУ с непосредственной связью каскадов. Основное внимание уделено описанию результатов исследований переходных процессов ОУ в режимах «большого сигнала», т. е. в режимах динамической перегрузки некоторых каскадов усилительного тракта. Этот материал представлен как с позиций изложения методики анализа, так и с позиций схемотехники основных под-схем ОУ.

В первой главе введена математическая модель дифференциального ОУ, который представлен автономным многополюсником в смешанной системе параметров. Даны технические характеристики некоторых типов интегральных ОУ. Проведен анализ статических погрешностей инвертирующих, неинвертирующих и дифференциальных решающих усилителей (РУ) и определена совокупность наиболее критичных параметров ОУ, определяющих точность ряда функциональных узлов.

В линейном приближении рассмотрены переходные характеристики РУ. При этом основное внимание уделено исследованию переходных процессов с замедленным установлением выходного напряжения РУ. В основном материал первой главы может быть полезен для специалистов по применению интегральных ОУ.

Во второй главе изложена методика кусочно-линейного анализа переходных процессов РУ при нелинейных режимах работы усилителя. На основании подробного исследования переходных процессов одноканальных и многоканальных ОУ, работающих в режиме «большого сигнала», сформулированы принципы построения быстродействующих усилителей и требования к основным характеристикам типовых подсистем.

Третья глава включает изложение основ схемотехники высококачественных дифференциальных каскадов и описание ряда практических схем быстродействующих ОУ. Авторами введена новая разновидность входных каскадов ОУ — квазилинейные дифференциальные каскады с расширенным диапазоном активной работы. Рассмотрены особенности построения дифференциальных каскадов с большим ослаблением синфазных входных напряжений.

Книга обобщает в основном оригинальный материал, накопленный авторами в процессе исследований и разработки микроэлектронных ОУ.

Замечания и пожелания по книге просьба присылать по адресу: 191041, Ленинград, Марсово поле, д. 1. Ленинградское отделение издательства «Энергия».

РЕШАЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ В ЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

1-1. Математическая модель дифференциального операционного усилителя

Операционными усилителями (ОУ) называют усилители электрических сигналов, предназначенные для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схемах с отрицательной обратной связью. Усилители, имеющие два симметричных входа, получили название дифференциальных операционных усилителей (ДОУ).

Статические и динамические свойства ДОУ характеризуются обширной совокупностью электрических параметров и характеристик¹. В этой совокупности можно выделить несколько сходных по смысловому содержанию групп параметров. Первая группа — отражает выходное напряжение покоя и его нестабильность, приведенные ко входам ДОУ, и включает: э. д. с. смещения ($E_{см}$), средний входной ток ($I_{вх}$) и разность входных токов ($\Delta I_{вх}$), а также коэффициенты влияния на эти параметры изменений температуры, времени и нестабильности напряжений источников питания. Вторая группа — характеризует усилительные и иммитансные свойства ДОУ для дифференциального и синфазного входных напряжений в режимах «малого сигнала» и содержит: коэффициент усиления по напряжению (K_U), коэффициент ослабления синфазных входных напряжений ($K_{ос. сф}$), входные сопротивления для дифференциального и синфазного входных напряжений ($R_{вх}$, $R_{вх. сф}$), выходное сопротивление ($R_{вых}$), а также частотные и переходные характеристики ДОУ. В третью группу можно объединить параметры, отражающие поведение ДОУ в режимах «большого сигнала». К ним относятся скорость нарастания выходного напряжения ($V_{U_{вых}}$) и граничная частота ($f_{гр}$). Четвертая группа параметров характеризует шумовые свойства ДОУ и включает нормированные э. д. с. и токи шума.

Указанные параметры и характеристики могут быть положены в основу построения математических моделей ДОУ. Рассмотрим линейную математическую модель ДОУ как автономного многополюсника [4, 8], соответствующую принципам определения элек-

¹ ГОСТ 18421—73. Усилители операционные. Термины и определения. ГОСТ 19480—74. Микросхемы интегральные. Электрические параметры. Термины, определения и буквенные обозначения.

трических параметров и характеристик усилителя. При таком подходе выбранная совокупность параметров многополюсника отражает качественную сторону работы ДООУ и соответствует методике их измерения.

Для характеристики выходного напряжения покоя (сдвига нуля выходного напряжения) и его неустойчивости представим ДООУ в качестве многополюсника, который характеризуется следующей системой нелинейных уравнений (рис. 1-1):

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= f_1(U_2, U_3, I_3, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_n), \\ I_1 &= f_2(U_2, U_3, I_3, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_n), \\ I_2 &= f_3(U_2, U_3, I_3, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_n), \end{aligned} \right\} \quad (1-1)$$

где U_2, U_3, I_3 — основные переменные [5]; U_1, I_1, I_2 — второстепенные переменные; ε_k ($k = 1, \dots, n$) — переменные, соответствующие дополнительным условиям, при которых определяется взаимосвязь между основными и второстепенными переменными. (для ДООУ к этим условиям обычно относят напряжения источников питания E_1, E_2 , температуру T и время t).

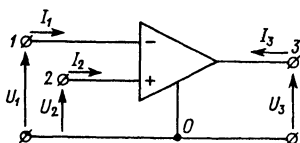


Рис. 1-1. Дифференциальный операционный усилитель

Проводя линеаризацию уравнений (1-1) в окрестности точки с координатами $U_1^0, U_2^0, U_3^0, I_1^0, I_2^0, I_3^0, \varepsilon_k^0$ ($k = 1, \dots, n$), получим

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U_1^0 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} (U_2 - U_2^0) + \frac{\partial U_1}{\partial U_3} (U_3 - U_3^0) + \\ &\quad + \frac{\partial U_1}{\partial I_3} (I_3 - I_3^0) + \sum_{k=1}^n \frac{\partial U_1}{\partial \varepsilon_k} (\varepsilon_k - \varepsilon_k^0), \\ I_1 &= I_1^0 + \frac{\partial I_1}{\partial U_2} (U_2 - U_2^0) + \frac{\partial I_1}{\partial U_3} (U_3 - U_3^0) + \\ &\quad + \frac{\partial I_1}{\partial I_3} (I_3 - I_3^0) + \sum_{k=1}^n \frac{\partial I_1}{\partial \varepsilon_k} (\varepsilon_k - \varepsilon_k^0), \\ I_2 &= I_2^0 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} (U_2 - U_2^0) + \frac{\partial I_2}{\partial U_3} (U_3 - U_3^0) + \\ &\quad + \frac{\partial I_2}{\partial I_3} (I_3 - I_3^0) + \sum_{k=1}^n \frac{\partial I_2}{\partial \varepsilon_k} (\varepsilon_k - \varepsilon_k^0). \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

Для определения параметров, отражающих выходное напряжение покоя и его неустойчивость, приведенные ко входам ДООУ, примем переменные U_2^0, U_3^0, I_3^0 равными нулю. С учетом этого усло-

вия система уравнений (1-2) может быть записана в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= a_{11}U_2 + a_{12}U_3 + a_{13}I_3 + E_{a1}, \\ I_1 &= a_{21}U_2 + a_{22}U_3 + a_{23}I_3 + J_{a1}, \\ I_2 &= a_{31}U_2 + a_{32}U_3 + a_{33}I_3 + J_{a2}, \end{aligned} \right\} \quad (1-3)$$

где a_{ij} — неавтономные параметры многополюсника, определяемые значениями частных производных по основным переменным в уравнениях (1-2); E_{a1} , J_{a1} , J_{a2} — автономные параметры многополюсника, включающие начальные уровни переменных и их результирующие изменения:

$$\left. \begin{aligned} E_{a1} &= U_1^0 + \sum_{k=1}^n \frac{\partial U_1}{\partial \varepsilon_k} \Delta \varepsilon_k, \\ J_{a1} &= I_1^0 + \sum_{k=1}^n \frac{\partial I_1}{\partial \varepsilon_k} \Delta \varepsilon_k, \\ J_{a2} &= I_2^0 + \sum_{k=1}^n \frac{\partial I_2}{\partial \varepsilon_k} \Delta \varepsilon_k. \end{aligned} \right\} \quad (1-4)$$

В соотношениях (1-4) $\Delta \varepsilon_k = \varepsilon_k - \varepsilon_k^0$ — приращения возмущающих воздействий относительно принятых уровней ε_k^0 (для ДОУ это ΔE_1 , ΔE_2 , ΔT , Δt , . . .). Из уравнений (1-3) следует, что автономные параметры определяются в следующих режимах:

$$E_{a1} = U_1|_{U_2=U_3=0, I_3=0}, \quad J_{a1} = I_1|_{U_2=U_3=0, I_3=0}, \quad J_{a2} = I_2|_{U_2=U_3=0, I_3=0}.$$

Принципы измерения э. д. с. смещения, входных токов и их нестабильностей¹ совпадают с условиями определения автономных параметров. Отличие ряда методик состоит лишь в выборе неинвертирующего входа ДОУ для балансировки схемы, т. е. для обеспечения $U_3 = 0$, $I_3 = 0$. Однако различие измеренных электрических параметров реальных схем ДОУ и введенных автономных параметров в этих случаях несущественно.

Учитывая принятые совокупность паспортных электрических параметров, характеризующих приведенные ко входам ДОУ сдвиг нуля выходного напряжения и его нестабильность, и систему обозначений (см. ГОСТ 19480—74), можно переписать выражения

¹ ГОСТ 19799—74. Микросхемы интегральные аналоговые. Методы измерения электрических параметров и определения характеристик.

для автономных параметров в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} E_{a1} &= E_{\text{см}} + \sum_{k=1}^n \frac{\partial E_{\text{см}}}{\partial \varepsilon_k} \Delta \varepsilon_k, & J_{a1} &= I_{\text{вх}1} + \sum_{k=1}^n \frac{\partial I_{\text{вх}1}}{\partial \varepsilon_k} \Delta \varepsilon_k, \\ J_{a2} &= I_{\text{вх}2} + \sum_{k=1}^n \frac{\partial I_{\text{вх}2}}{\partial \varepsilon_k} \Delta \varepsilon_k, & I_{\text{вх}1} &= I_{\text{вх}} + 0,5 \Delta^* I_{\text{вх}}, \\ I_{\text{вх}2} &= I_{\text{вх}} - 0,5 \Delta^* I_{\text{вх}}, & \Delta \varepsilon_k &= \Delta E_1, \Delta E_2, \Delta T, \Delta t, \dots, \end{aligned} \right\} \quad (1-5)$$

где $E_{\text{см}}$, $I_{\text{вх}}$, $\Delta^* I_{\text{вх}}$ — соответственно э. д. с. смещения, средний входной ток и разность входных токов; $I_{\text{вх}1}$, $I_{\text{вх}2}$ — входные токи для инвертирующего (первого) и неинвертирующего (второго) входов ДООУ.

При практическом определении параметров ДООУ вместо частных производных уравнений (1-5) используют отношения конечных приращений переменных, т. е. находят усредненные значения коэффициентов чувствительности э. д. с. смещения, среднего входного тока и разности входных токов к изменениям температуры, напряжений источников питания, времени и других возмущающих факторов:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{\text{см}}}{\partial \varepsilon_k} &\approx \frac{\Delta E_{\text{см}}}{\Delta \varepsilon_k} \bigg|_{\substack{U_2=U_3=0, I_3=0 \\ \Delta \varepsilon_j=0, j \neq k}}, \\ \frac{\partial I_{\text{вх}}}{\partial \varepsilon_k} &\approx \frac{\Delta I_{\text{вх}}}{\Delta \varepsilon_k} \bigg|_{\substack{U_2=U_3=0, I_3=0 \\ \Delta \varepsilon_j=0, j \neq k}}, \\ \frac{\partial (\Delta^* I_{\text{вх}})}{\partial \varepsilon_k} &\approx \frac{\Delta (\Delta^* I_{\text{вх}})}{\Delta \varepsilon_k} \bigg|_{\substack{U_2=U_3=0, I_3=0 \\ \Delta \varepsilon_j=0, j \neq k}}. \end{aligned}$$

Таким образом, автономные параметры многополюсника включают постоянные составляющие соответствующих величин и их результирующие приращения:

$$\left. \begin{aligned} E_{a1} &= E_{\text{см}} + e_{a1}, & J_{a1} &= I_{\text{вх}} + 0,5 \Delta^* I_{\text{вх}} + j_{a1}, \\ J_{a2} &= I_{\text{вх}} - 0,5 \Delta^* I_{\text{вх}} + j_{a2}, & e_{a1} &= \Delta_{\Sigma} E_{\text{см}}, \\ j_{a1} &= \Delta_{\Sigma} I_{\text{вх}} + 0,5 \Delta_{\Sigma} (\Delta^* I_{\text{вх}}), & j_{a2} &= \Delta_{\Sigma} I_{\text{вх}} - 0,5 \Delta_{\Sigma} (\Delta^* I_{\text{вх}}), \\ \Delta_{\Sigma} E_{\text{см}} &= \sum_{k=1}^n \frac{\partial E_{\text{см}}}{\partial \varepsilon_k} \Delta \varepsilon_k, & \Delta_{\Sigma} I_{\text{вх}} &= \sum_{k=1}^n \frac{\partial I_{\text{вх}}}{\partial \varepsilon_k} \Delta \varepsilon_k, \\ \Delta_{\Sigma} (\Delta^* I_{\text{вх}}) &= \sum_{k=1}^n \frac{\partial (\Delta^* I_{\text{вх}})}{\partial \varepsilon_k} \Delta \varepsilon_k. \end{aligned} \right\} \quad (1-6)$$

Из уравнений (1-3) следует, что рассматриваемый многополюсник можно представить совокупностью неавтономной части (НМ) или тела автономного четырехполюсника с полюсами $0, 1', 2', 3'$ и независимых автономных источников E_{a1}, J_{a1}, J_{a2} (рис. 1-2) [8].

Для того чтобы неавтономные параметры многополюсника в большей степени отражали особенности работы ДООУ и соответствовали методикам измерения его паспортных параметров, неавтономную часть многополюсника удобно охарактеризовать следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} I'_1 &= g_{11}U'_1 + g_{12}U'_2 + g_{13}I'_3, \\ I'_2 &= g_{21}U'_1 + g_{22}U'_2 + g_{23}I'_3, \\ U'_3 &= g_{31}U'_1 + g_{32}U'_2 + g_{33}I'_3. \end{aligned} \right\} \quad (1-7)$$

Влиянием передачи сигнала с выхода на входы через усилитель, как правило, пренебрегают. Поэтому в дальнейшем изложении параметры g_{13} и g_{23} предполагаются нулевыми.

Для определения взаимосвязи g -параметров многополюсника с электрическими параметрами ДООУ для дифференциального и синфазного входных сигналов систему уравнений (1-7) удобно записать в следующей форме:

$$\left. \begin{aligned} I'_1 &= 0,5(g_{11} + g_{12})(U'_1 + U'_2) + 0,5(g_{11} - g_{12}) \times (U'_1 - U'_2), \\ I'_2 &= 0,5(g_{21} + g_{22})(U'_1 + U'_2) + 0,5(g_{21} - g_{22}) \times (U'_1 - U'_2), \\ U'_3 &= 0,5(g_{31} + g_{32})(U'_1 + U'_2) + 0,5(g_{31} - g_{32}) \times (U'_1 - U'_2) + g_{33}I'_3. \end{aligned} \right\} \quad (1-8)$$

Рассмотрим воздействие на ДООУ синфазных входных напряжений $U'_1 = U'_2 = U_{\text{сф. вх}}$. Тогда из уравнений (1-8) следует, что

$$\left. \begin{aligned} g_{11} + g_{12} &= \frac{I'_1}{U_{\text{сф. вх}}} = \frac{1}{R_{\text{вх. сф1}}} = Y_{\text{вх. сф1}}, \\ g_{21} + g_{22} &= \frac{I'_2}{U_{\text{сф. вх}}} = \frac{1}{R_{\text{вх. сф2}}} = Y_{\text{вх. сф2}}, \\ g_{31} + g_{32} &= \frac{U'_3}{U_{\text{сф. вх}}} \Big|_{I'_3=0} = K_{\text{сф}}, \end{aligned} \right\} \quad (1-9)$$

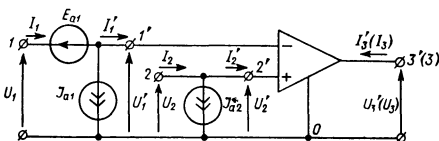


Рис. 1-2. Автономные источники и неавтономная часть ДООУ — автономного многополюсника

где $R_{\text{вх. сф } 1}$ — входное сопротивление инвертирующего входа для синфазных входных напряжений, т. е. сопротивление между первым входом и общей шиной ДООУ; $R_{\text{вх. сф } 2}$ — входное сопротивление неинвертирующего входа для синфазных входных напряжений или сопротивление между вторым входом и общей шиной; $K_{\text{сф}}$ — коэффициент передачи синфазных входных напряжений в режиме холостого хода на выходе ДООУ.

В качестве дифференциального входного сигнала $U_{\text{вх}}$ примем разность следующих входных напряжений:

$$U'_1 = 0,5U_{\text{вх}}, \quad U'_2 = -0,5U_{\text{вх}}.$$

Тогда с учетом определения входных сопротивлений $R_{\text{вх. сф } 1}$ и $R_{\text{вх. сф } 2}$ из уравнений (1-8) нетрудно показать, что

$$\left. \begin{aligned} \frac{g_{11} - g_{12}}{2} &= \frac{I'_1}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{R_{\text{вх}}} + \frac{0,5}{R_{\text{вх. сф } 1}} = Y_{\text{вх}} + 0,5Y_{\text{вх. сф } 1}, \\ \frac{g_{21} - g_{22}}{2} &= \frac{I'_2}{U_{\text{вх}}} = -(Y_{\text{вх}} + 0,5Y_{\text{вх. сф } 2}), \\ \frac{g_{31} - g_{32}}{2} &= \frac{U'_3}{U_{\text{вх}}} \bigg|_{I'_3=0} = -K_U, \end{aligned} \right\} \quad (1-10)$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление, т. е. сопротивление между входами ДООУ; K_U — коэффициент усиления по напряжению в режиме холостого хода на выходе ДООУ. Уравнения (1-9), (1-10) позволяют выразить g -параметры многополюсника через электрические параметры ДООУ. При этом необходимо учесть взаимосвязь коэффициента ослабления синфазных входных напряжений с введенными параметрами:

$$K_{\text{ос. сф}} = -K_U K_{\text{сф}}^{-1}. \quad (1-11)$$

В отличие от коэффициента усиления по напряжению K_U знак $K_{\text{сф}}$ в общем случае произволен, что соответствует положительному или отрицательному коэффициенту ослабления синфазных входных напряжений в зависимости от того, преобладает усиление ДООУ по инвертирующему или неинвертирующему входу.

Итак, после несложных преобразований из уравнений (1-9) — (1-11) имеем:

$$\left. \begin{aligned} g_{11} &= Y_{\text{вх}} + Y_{\text{вх. сф } 1}, \quad g_{22} = Y_{\text{вх}} + Y_{\text{вх. сф } 2}, \quad g_{12} = g_{21} = -Y_{\text{вх}}, \\ g_{31} &= -K_U + 0,5K_{\text{сф}} = -K_U \left(1 + \frac{1}{2K_{\text{ос. сф}}} \right), \\ g_{32} &= K_U + 0,5K_{\text{сф}} = K_U \left(1 - \frac{1}{2K_{\text{ос. сф}}} \right), \\ g_{33} &= \frac{U'_3}{I'_3} \bigg|_{U'_1=U'_2=0} = R_{\text{вых}}, \quad g_{13} = g_{23} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (1-12)$$

В отношении дифференциального входного сигнала g -параметры ДООУ — неавтономного многополюсника можно определить и другим путем. Рассмотрим передачу входного напряжения только по инвертирующему входу ДООУ, т. е. $U'_2 = 0$, $U'_1 = U_{вх}$. При этом из уравнений (1-7) следует:

$$g_{11} = \frac{I'_1}{U_{вх}} = Y_{вх} + \dot{Y}_{вх. \text{сф}1}, \quad g_{21} = \frac{I'_2}{U_{вх}} = -Y_{вх},$$

$$g_{31} = \frac{U'_3}{U_{вх}} \bigg|_{I'_3=0} = -K_{U1}, \quad (1-13)$$

где K_{U1} — коэффициент усиления по напряжению по инвертирующему входу в режиме холостого хода на выходе ДООУ. Аналогично при $U'_1 = 0$, $U'_2 = U_{вх}$ рассматривается воздействие входного напряжения только на неинвертирующий вход, и тогда

$$g_{12} = \frac{I'_1}{U_{вх}} = -Y_{вх}, \quad g_{22} = \frac{I'_2}{U_{вх}} = Y_{вх} + Y_{вх. \text{сф}2},$$

$$g_{32} = \frac{U'_3}{U_{вх}} \bigg|_{I'_3=0} = K_{U2}, \quad (1-14)$$

где K_{U2} — коэффициент усиления напряжения по неинвертирующему входу в режиме холостого хода на выходе.

В приведенных выражениях фигурируют коэффициенты усиления по напряжению, определенные в режиме холостого хода на выходе ДООУ. Как правило, эти параметры измеряются при номинальной нагрузке R_H ($K_{U \text{ ном}}$) и приводятся в паспортных данных на интегральные микросхемы. При этом можно учитывать их взаимосвязь:

$$K_U = \left(1 + \frac{R_{вых}}{R_H}\right) K_{U \text{ ном}}.$$

Однако следует иметь в виду, что реальный разброс этих параметров во много раз превосходит отличие значений коэффициентов усиления, определенных в режимах холостого хода или номинальной нагрузки.

Из выражений (1-12) — (1-14) следует, что введенные g -параметры несут существенную качественную информацию. Параметры g_{11} , g_{22} характеризуют эквивалентные входные проводимости ДООУ по инвертирующему и неинвертирующему входам. Параметры g_{21} и g_{12} соответствуют взаимной проводимости между входами усилителя. Параметры g_{31} и g_{32} отражают коэффициенты усиления напряжения ДООУ по инвертирующему и неинвертирующему входам. Их сумма характеризует передачу ДООУ синфазных входных напряжений, т. е. $g_{31} + g_{32} = K_{сф}$, а полуразность —

усредненный коэффициент усиления по напряжению ДОУ, т. е. $0,5 (g_{31} - g_{32}) = -K_U$.

Важное достоинство предложенной системы параметров связано с удобством введения допущений. Например, для идеального ДОУ с коэффициентом усиления по напряжению K_U совокупность параметров $Y_{вх}$, $Y_{вх.сф1}$, $Y_{вх.сф2}$, $R_{вых}$, $K_{ос.сф}^{-1}$ устремляется к нулю и при этом ни один из введенных g -параметров не стремится к бесконечности. Это важно как при численном (машинном) расчете цепей с ДОУ, так и при символьном анализе.

На основании уравнений (1-3), (1-6), (1-7), (1-12) можно построить эквивалентную схему ДОУ [3]. Следует отметить, что непосредственное использование для анализа электронных цепей эквивалентной схемы ДОУ нецелесообразно по двум основным причинам. Во-первых, это может привести к неоправданному увеличению числа переменных и соответствующему повышению порядка решаемой системы уравнений. Во-вторых, составление в процессе проведения анализа уравнений эквивалентной схемы ДОУ — это фактически возвращение к уравнениям, на основании которых схема замещения была построена.

Различные системы параметров, принятые для определения автономных и неавтономных параметров ДОУ — многополюсника, можно свести к одной. Как следует из рис. 1-2, токи и напряжения на полюсах 0, 1, 2, 3 и 0, 1', 2', 3' связаны следующими очевидными соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U'_1 + E_{a1}, \quad I_1 = I'_1 + J_{a1}, \quad U_2 = U'_2, \\ I_2 &= I'_2 + J_{a2}, \quad U_3 = U'_3, \quad I_3 = I'_3. \end{aligned} \right\} \quad (1-15)$$

Из уравнений (1-7) и (1-15) нетрудно показать, что ДОУ как автономный многополюсник можно характеризовать следующей системой уравнений в смешанном координатном базисе переменных:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= g_{11}U_1 + g_{12}U_2 + g_{13}U_3 + J_{a1} - g_{11}E_{a1}, \\ I_2 &= g_{21}U_1 + g_{22}U_2 + g_{23}U_3 + J_{a2} - g_{21}E_{a1}, \\ U_3 &= g_{31}U_1 + g_{32}U_2 + g_{33}U_3 - g_{31}E_{a1}. \end{aligned} \right\} \quad (1-16)$$

Уравнениям (1-16) соответствует граф компонентов [4] (рис. 1-3) в координатном базисе с минимальным числом основных переменных, характеризующих ДОУ. Заменяя этой топологической моделью ДОУ и используя общую методику топологического анализа [4], можно существенно упростить анализ электронных цепей, включающих операционные усилители.

При рассмотрении динамических характеристик схем, содержащих ДОУ, необходимо вводить соответствующие комплексные параметры, характеризующие свойства усилителя. При этом часть или все введенные неавтономные параметры становятся комплексными. Автономные параметры могут характеризовать приведенные ко входам ДОУ э. д. с. и токи шума.

Следует отметить, что ОУ с одним входом является частным случаем включения ДООУ. Для характеристики ОУ этого типа можно использовать приведенные аналитические соотношения, если исключить часть переменных, а также ряд автономных и неавтономных параметров.

В табл. 1-1 приведены электрические параметры некоторых интегральных ДООУ [6]. Усилители серии К816 выполнены по гибридно-пленочной технологии и обладают сравнительно высококачественными статическими и динамическими характеристиками. Заводы-изготовители интегральных микросхем не в состоянии обеспечить разнообразных потребителей полной номенклатурой электрических параметров и характеристик ОУ, а также статистическими данными, отражающими распределения этих параметров. Поэтому в настоящее время достаточно серьезное внимание уделяется разработке автоматизированных стенов для измерения параметров и характеристик интегральных микросхем. Потребитель, осуществляя входной контроль микросхем, получает необходимую совокупность электрических параметров и статистические законы их распределения. Одна из важнейших сторон этой проблемы состоит в выборе удобной и полной математической модели ОУ. Рассмотренная модель ДООУ обладает рядом достоинств и может использоваться при автоматизированном проектировании электронных устройств различного функционального назначения.

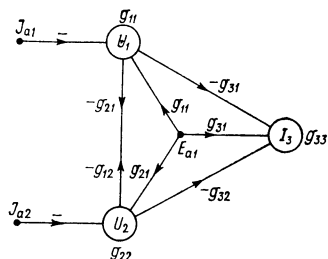


Рис. 1-3. Граф компонентов ДООУ — автономного многополюсника

1-2. Статические погрешности решающих усилителей

Непрерывное совершенствование схмотехники и технологии изготовления интегральных микросхем отмечается соответствующим улучшением электрических параметров и характеристик ОУ, а также расширением областей их использования. Существует достаточно обширное число работ отечественных и зарубежных авторов, посвященных вопросам применения ОУ и исследования погрешностей решающих усилителей (РУ) [7, 12, 14]. Поэтому имеет смысл рассмотреть лишь некоторые разновидности РУ и их статические, а в дальнейшем и динамические погрешности. Цель этого анализа состоит в выяснении совокупности наиболее критичных электрических параметров ОУ, ограничивающих точность ряда функциональных устройств.

В настоящем разделе основное внимание уделяется определению статических погрешностей РУ с резистивными цепями обратной связи, среди которых можно выделить три группы усилителей:

Технические характеристики интегральных операционных усилителей

Технический параметр	Условное обозначение	Значение параметра для различных микросхем					
		1УТ531		К816УД1		К816УД2	
		мин.	макс.	мин.	макс.	мин.	макс.
Температура, °С	T	-60	+125	-10	+70	+10	+70
Напряжение источников питания, В	E	—	±16,5	±6	±16	±12	±16
Ток потребления, мА	$I_{\text{пот}}$	—	6	—	5	—	4
Сопротивление нагрузки, кОм	$R_{\text{н}}$	2	—	2	—	2	—
Выходное напряжение, В	$U_{\text{вых}}$	±10	—	—	±11	—	±11
Входное напряжение, В	$U_{\text{вх}}$	—	±5	—	±4	—	±5
Синфазное входное напряжение, В	$U_{\text{сф. вх}}$	—	±8	—	±10	—	±5
Коэффициент усиления по напряжению	K_U	2·10 ⁴	—	10 ⁵ АВВ 4·10 ⁵ ГД	—	10 ⁵	—
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений	$K_{\text{ос. сф}}$	65	—	80	—	80	—
Входное сопротивление, кОм	$R_{\text{вх}}$	100	—	10 ³	—	10 ⁵ АВ 10 ⁵ БГ	—
Выходное сопротивление, Ом	$R_{\text{вых}}$	—	200	—	400	—	400

Продолжение табл. 1-1

Технический параметр	Условное обозначение	Значение параметра для различных микросхем					
		1УТ531		К816УД1		К816УД2	
		мин.	макс.	мин.	макс.	мин.	макс.
Э. д. с. смещения, мВ	$E_{см}$	—	±5	—	±0,5	—	±4
Входной ток, нА	$I_{вх}$	—	600	—	300	—	0,1АВ 2,5ВГ
Разность входных токов, нА	$\Delta * I_{вх}$	—	±250	—	±10	—	—
Средний температурный дрейф э. д. с. смещения, мВ/К	$\frac{\Delta E_{см}}{\Delta T}$	—	±30	—	±1АГ ±5БД	—	±20АВ ±50ВГ
Средний температурный дрейф входного тока, нА/К	$\frac{\Delta I_{вх}}{\Delta T}$	—	17	—	2	—	0,1АВ 1БГ
Средний температурный дрейф разности входных токов, нА/К	$\frac{\Delta (\Delta * I_{вх})}{\Delta T}$	—	±5	—	±0,1	—	—
Частота среза, МГц,	$f_{ср}$	—	—	3	—	3	—
Скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс	$V_{U_{вых}}$	0,06	—	3	—	3	—

Пр и м е ч а н и я: 1. Значения электрических параметров приведены для номинальных напряжений источников питания интегральных микросхем ± 15 В.

2. Буквы АВВ и т. д., входящие в таблицу, обозначают параметрическую группу микросхемы, имеющую данное значение электрического параметра. Электрические параметры, относящиеся ко всем параметрическим группам, не имеют дополнительных буквенных обозначений.

инвертирующие, неинвертирующие и дифференциальные. Одной из составляющих погрешности РУ является ошибка, обусловленная отличием реального коэффициента передачи от идеального [14]. Кроме этого, при определении статических погрешностей РУ необходимо учитывать сдвиг и дрейф выходного нуля под действием источников смещения ОУ.

Анализ обобщенной схемы РУ (рис. 1-4) связан с использованием математической модели ДОУ, рассмотренной в предыдущем разделе.

Выражение, определяющее схемную функцию передачи входного напряжения инвертирующим РУ ($E_{вх2} = 0$, $Y_{нн} = 1/R_{нн} = 1/R_{нн1} + 1/R_{нн2} = Y_{нн1} + Y_{нн2}$), может быть получено реше-

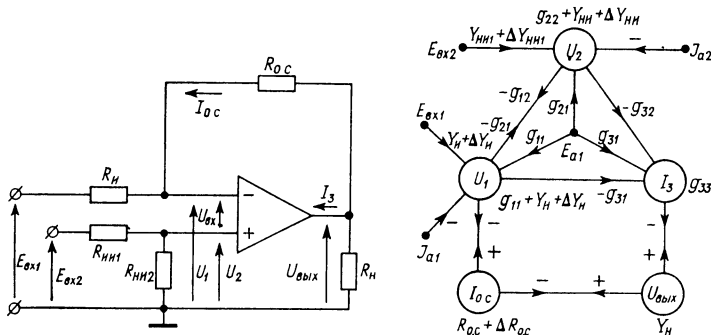


Рис. 1-4. Обобщенная схема решающего усилителя и ее сигнальный граф

нием обобщенного сигнального графа (рис. 1-4) и приведено к следующему виду:

$$K_{и} = \frac{U_{вых}}{E_{вх1}} = K_{и.ид} \frac{1 + \delta R_{0.c}}{1 + \delta R_{и}} \frac{T_U}{1 + T_U} (1 + K_{1.вых}), \quad (1-17)$$

где

$$K_{и.ид} = \frac{U_{вых.ид}}{E_{вх1}} = -\frac{R_{0.c}}{R_{и}}, \quad \delta R_{0.c} = \frac{\Delta R_{0.c}}{R_{0.c}}, \quad \delta R_{и} = \frac{\Delta R_{и}}{R_{и}},$$

$$T_U = K_{U3} K_{и} K_{0.c}, \quad K_{1.вых} = -\frac{R_{вых}}{K_{U3} R_{0.c}} \left(1 + \frac{Y_{вх}}{Y_{вх} + Y_{вх.сф2}} \right),$$

$$K_{U3} = -\frac{U_{вых.х}}{U_{вх}} = K_U \left(1 + \frac{1}{2K_{ос.сф}} \right) + \frac{K_U Y_{вх}}{K_{ос.сф} (Y_{нн} + Y_{вх.сф2})},$$

$$K_{и} = \frac{U_{вых}}{U_{вых.х}} = (1 + R_{вых} Y_{н.э})^{-1},$$

$$Y_{н.э} = Y_{и} + \frac{Y_{0.c} (Y_{и} + Y_{вх1э})}{Y_{0.c} + Y_{и} + Y_{вх1э}},$$

$$Y_{\text{вх1з}} = Y_{\text{вх. сф1}} + \frac{Y_{\text{вх}} (Y_{\text{ни}} + Y_{\text{вх. сф2}})}{Y_{\text{вх}} + Y_{\text{ни}} + Y_{\text{вх. сф2}}},$$

$$K_{0. \text{с}} = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{Y_{0. \text{с}}}{Y_{0. \text{с}} + Y_{\text{и}} + Y_{\text{вх1з}}} \frac{Y_{\text{ни}} + Y_{\text{вх. сф2}}}{Y_{\text{вх}} + Y_{\text{ни}} + Y_{\text{вх. сф2}}}.$$

В выражении (1-17) $K_{\text{и. ид}}$ — коэффициент передачи по напряжению идеального инвертирующего РУ; T_U — петлевое усиление по напряжению РУ; $\delta R_{0. \text{с}}$, $\delta R_{\text{и}}$ — относительный разброс сопротивлений резисторов $R_{0. \text{с}}$, $R_{\text{и}}$ от номинальных значений; $\Delta R_{0. \text{с}}$, $\Delta R_{\text{и}}$ — абсолютные отклонения сопротивлений резисторов от номинальных значений; $K_{1 \text{ вых}}$ — коэффициент, учитывающий прямую передачу входного напряжения по цепям обратной связи на выход; K_U — абсолютное значение эквивалентного коэффициента передачи напряжения $U_{\text{вх}}$ в режиме холостого хода на выходе; $K_{\text{н}}$ — коэффициент передачи выходного напряжения с учетом реальной нагрузки РУ; $Y_{\text{н. э}}$ — эквивалентная проводимость нагрузки; $Y_{\text{вх1з}}$ — эквивалентная входная проводимость между инвертирующим входом ДОУ и общей шиной; $K_{0. \text{с}}$ — коэффициент обратной связи выходного напряжения с дифференциальным входом ДОУ; $U_{\text{вых. ид}}$ — выходное напряжение идеального РУ; $U_{\text{вых. х}}$ — выходное напряжение РУ в режиме холостого хода на выходе; $R_{\text{ни1}}$ и $R_{\text{ни2}}$ — сопротивления резисторов, подключенных к неинвертирующему входу.

Соотношения для коэффициентов передачи, входящих в выражение (1-17), можно существенно упростить для типовых условий работы инвертирующих РУ при рассмотрении статического режима работы, а также в сравнительно низкочастотной области. Так, при выполнении условий

$$K_U \gg K_{\text{сф}} = K_U K_{0. \text{с}}^{-1}, \quad R_{0. \text{с}} \gg R_{\text{и}}, \quad R_{\text{вх. сф2}} \gg R_{\text{ни}},$$

$$R_{\text{вх. сф1}} \gg R_{\text{вх}} + R_{\text{ни}} \quad (1-18)$$

можно записать:

$$\left. \begin{aligned} T_U &\approx K_U K_{\text{н}} K_{0. \text{с}}, \quad K_{U \text{э}} \approx K_U, \quad K_{\text{н}} \approx (1 + R_{\text{вых}} Y_{\text{н}})^{-1}, \\ K_{0. \text{с}} &\approx \frac{Y_{0. \text{с}}}{Y_{0. \text{с}} + Y_{\text{и}} + Y_{\text{вх1з}}} \frac{Y_{\text{ни}}}{Y_{\text{вх}} + Y_{\text{ни}}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{ни}}} \times \\ &\quad \times \left(1 + \frac{R_{0. \text{с}}}{R_{\text{и}}} + \frac{R_{0. \text{с}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{ни}}} \right)^{-1}, \\ R_{\text{вх1з}} &\approx R_{\text{вх}} + R_{\text{ни}}, \quad K_{1 \text{ вых}} \approx - \frac{R_{\text{вых}} (R_{\text{вх}} + R_{\text{ни}})}{K_U R_{0. \text{с}} R_{\text{вх}}}. \end{aligned} \right\} \quad (1-19)$$

На основании выражений (1-17), (1-19) несложно определить относительную погрешность коэффициента передачи инвертирующего РУ, обусловленную неидеальностью электрических параметров

ров ДООУ и резисторов цепи обратной связи:

$$\delta K_{и} = \frac{K_{и} - K_{и.ид}}{K_{и.ид}} = \frac{\Delta K_{и}}{K_{и.ид}} = \frac{U_{вых} - U_{вых.ид}}{U_{вых.ид}} \approx \\ \approx \delta R_{о.с} - \delta R_{и} - \frac{1}{T_U} + K_{1вых} = \delta R_{о.с} - \delta R_{и} - \frac{1}{T_U} - \\ - \frac{R_{вых}(R_{вх} + R_{и})}{K_U R_{о.с} R_{вх}}. \quad (1-20)$$

В приведенное выражение введены лишь величины первого порядка малости.

Аналогично — решение системы алгебраических уравнений, представленных в виде обобщенного сигнального графа (рис. 1-4), позволяет получить выражение для коэффициента передачи по напряжению неинвертирующего РУ ($E_{вх1} = 0$):

$$K_{ни} = \frac{U_{вых}}{E_{вх2}} = K_{ни.ид} \frac{(1 + \delta R_{ни2}) \left(1 + \frac{R_{и} \delta R_{и} + R_{о.с} \delta R_{о.с}}{R_{и} + R_{о.с}}\right)}{(1 + \delta R_{и}) \left(1 + \frac{R_{ни1} \delta R_{ни1} + R_{ни2} \delta R_{ни2}}{R_{ни1} + R_{ни2}}\right)} \times \\ \times \frac{T_U}{1 + T_U} (1 + K_{2вых} + K_{2сф}), \quad (1-21)$$

где

$$K_{ни.ид} = \frac{U_{вых.ид}}{E_{вх2}} = \frac{R_{ни2}}{R_{ни1} + R_{ни2}} \left(1 + \frac{R_{о.с}}{R_{и}}\right), \\ \delta R_{и} = \frac{\Delta R_{и}}{R_{и}}, \quad \delta R_{о.с} = \frac{\Delta R_{о.с}}{R_{о.с}}, \quad \delta R_{ни1} = \frac{\Delta R_{ни1}}{R_{ни1}}, \quad \delta R_{ни2} = \frac{\Delta R_{ни2}}{R_{ни2}}, \\ K_{2вых} = \frac{R_{вых} R_{и}}{K_U R_{вх} (R_{о.с} + R_{и}) (1 + R_{ни} Y_{вх.сф2})} \approx \frac{R_{вых} R_{и}}{K_U R_{вх} (R_{о.с} + R_{и})}, \\ \frac{Y_{вх.сф1}}{Y_{и} + Y_{о.с}} - \frac{Y_{вх.сф2}}{Y_{ни}} - \left[1 + \left(\frac{1}{Y_{и} + Y_{о.с}} + \frac{1}{Y_{ни}}\right) Y_{вх} + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \left(\frac{Y_{вх.сф1}}{Y_{и} + Y_{о.с}} + \frac{Y_{вх.сф2}}{Y_{ни}}\right)\right] \frac{1}{K_{ос.сф}} \\ K_{2сф} = \frac{K_U}{K_U} \left(1 + \frac{Y_{вх.сф2}}{Y_{ни}}\right) \approx \frac{R_{и} R_{о.с}}{R_{и} + R_{о.с}} Y_{вх.сф1} - R_{ни} Y_{вх.сф2} - \left[1 + \left(\frac{R_{и} R_{о.с}}{R_{и} + R_{о.с}} + \right.\right. \\ \left.\left. + R_{ни}\right) Y_{вх}\right] \frac{1}{K_{ос.сф}}.$$

В выражении (1-21) $K_{ни.ид}$ — коэффициент передачи по напряжению идеального неинвертирующего РУ; $K_{2вых}$ — коэффициент, характеризующий прямое прохождение входного напряжения по цепям обратной связи на выход; $K_{2сф}$ — коэффициент, учитываю-

ший отклонение коэффициента передачи неинвертирующего РУ за счет неидеальности параметров ДООУ по отношению к синфазным входным напряжениям; $\delta R_{\text{н}}$, $\delta R_{\text{о.с.}}$, $\delta R_{\text{нн1}}$, $\delta R_{\text{нн2}}$ — относительный разброс сопротивлений резисторов от номинальных значений; $\Delta R_{\text{н}}$, $\Delta R_{\text{о.с.}}$, $\Delta R_{\text{нн1}}$, $\Delta R_{\text{нн2}}$ — абсолютный разброс сопротивлений резисторов от номинальных значений; T_U , K_{U_2} — коэффициенты, определенные в соотношениях (1-17) и (1-19). Упрощенный вид коэффициентов, входящих в выражение (1-21), соответствует выполнению условий (1-18)

Относительная погрешность коэффициента передачи по напряжению неинвертирующего РУ, обусловленная реальными параметрами ДООУ и разбросом сопротивлений резисторов, определяется следующим соотношением:

$$\begin{aligned} \delta K_{\text{нн}} &= \frac{K_{\text{нн}} + K_{\text{нн. ид}}}{K_{\text{нн. ид}}} = \frac{\Delta K_{\text{нн}}}{K_{\text{нн. ид}}} = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вых. ид}}}{U_{\text{вых. ид}}} \approx \\ &\approx \frac{R_{\text{о.с.}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{о.с.}}} (\delta R_{\text{о.с.}} - \delta R_{\text{н}}) + \frac{R_{\text{нн1}}}{R_{\text{нн1}} + R_{\text{нн2}}} (\delta R_{\text{нн2}} - \delta R_{\text{нн1}}) - \\ &- \frac{1}{T_U} + K_{2\text{вых}} + K_{2\text{сф}} = \frac{R_{\text{о.с.}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{о.с.}}} (\delta R_{\text{о.с.}} - \delta R_{\text{н}}) + \frac{R_{\text{нн1}}}{R_{\text{нн1}} + R_{\text{нн2}}} \times \\ &\times (\delta R_{\text{нн1}} - \delta R_{\text{нн2}}) - \frac{1}{T_U} + \frac{R_{\text{н}} R_{\text{о.с.}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{о.с.}}} Y_{\text{вх.сф1}} - R_{\text{нн}} Y_{\text{вх.сф2}} - \\ &- \left[1 + \left(\frac{R_{\text{н}} R_{\text{о.с.}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{о.с.}}} + R_{\text{нн}} \right) Y_{\text{вх}} \right] \frac{1}{K_{\text{ос.сф}}} + \frac{R_{\text{вых}} R_{\text{н}}}{K_{U R_{\text{вх}}} (R_{\text{о.с.}} + R_{\text{н}})}. \quad (1-22) \end{aligned}$$

Из выражений (1-20), (1-22) следует, что одна из основных составляющих погрешности коэффициентов передачи связана с глубиной обратной связи, т. е. со значением петлевого усиления. Влияние прямой передачи входного напряжения по цепям обратной связи на выход в рассматриваемых видах РУ, как правило, сказывается незначительно. При работе в неинвертирующем режиме обычно преобладающими становятся погрешности, обусловленные конечными значениями $K_{\text{ос.сф}}$, $R_{\text{вх.сф1}}$ и $R_{\text{вх.сф2}}$. Из соотношения (1-22) также видно, что для минимизации влияния входных сопротивлений для синфазных входных напряжений на погрешность неинвертирующего РУ нужно выбрать

$$R_{\text{нн}} = \frac{R_{\text{н}} R_{\text{о.с.}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{о.с.}}}. \quad (1-23)$$

Следует отметить, что использование для оценки погрешностей только средних значений входных сопротивлений для синфазных входных напряжений (см. ГОСТ 18421—73, 19799—74) во многих случаях неправомерно, так как эти сопротивления, как правило, имеют большой относительный разброс, и при сравнительно высокоомных резисторах цепи обратной связи соответствующие составляющие погрешности обладают большим весом.

Выражение для относительной погрешности коэффициента передачи дифференциального РУ ($R_{\text{и}} = R_{\text{и}1}$, $R_{\text{о.с}} = R_{\text{и}2}$) можно записать с использованием соотношений (1-20) и (1-22):

$$\delta K_{\text{д}} = \frac{K_{\text{д}} - K_{\text{д.ид}}}{K_{\text{д.ид}}} = \frac{\Delta K_{\text{д}}}{K_{\text{д.ид}}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вх.ид}}}{U_{\text{вх.ид}}} = m_{\text{вх}1} \delta K_{\text{и}} - m_{\text{вх}2} \delta K_{\text{ни}}, \quad (1-24)$$

где $K_{\text{д.ид}} = U_{\text{вх.ид}}/E_{\text{вх.д}} = -R_{\text{о.с}}/R_{\text{и}}$ — коэффициент передачи по напряжению для идеального дифференциального РУ; $E_{\text{вх.д}} = E_{\text{вх}1} - E_{\text{вх}2}$ — дифференциальное (разностное) входное напряжение; $m_{\text{вх}1} = E_{\text{вх}1}/E_{\text{вх.д}}$, $m_{\text{вх}2} = E_{\text{вх}2}/E_{\text{вх.д}}$ — относительные значения напряжений на входах дифференциального РУ.

Из выражения (1-24) следует, что в зависимости от относительных уровней входных напряжений на инвертирующем или неинвертирующем входах дифференциального РУ ($m_{\text{вх}1}$, $m_{\text{вх}2}$) преобладает соответствующая составляющая погрешности. Очевидно, соотношение (1-24) удобно для анализа погрешностей в тех случаях, когда коэффициенты $m_{\text{вх}1}$ и $m_{\text{вх}2}$ невелики, т. е. относительно мал коэффициент передачи дифференциального входного напряжения.

Если уровни синфазной и дифференциальной составляющих входных напряжений ($E_{\text{вх.д}}$, $E_{\text{вх.сф}}$) существенно отличны, выражение (1-24) удобно преобразовать к следующему виду:

$$\delta K_{\text{д}} \approx 0,5 (\delta K_{\text{и}} + \delta K_{\text{ни}}) + m_{\text{вх.сф}} (\delta K_{\text{и}} - \delta K_{\text{ни}}), \quad (1-25)$$

где

$$m_{\text{вх.сф}} = \frac{E_{\text{вх.сф}}}{E_{\text{вх.д}}}, \quad E_{\text{вх.д}} = E_{\text{вх}1} - E_{\text{вх}2}, \quad E_{\text{вх.сф}} = \frac{E_{\text{вх}1} + E_{\text{вх}2}}{2}.$$

При сравнительно больших коэффициентах передачи дифференциального РУ ($K_{\text{д}} \gg 1$) и соответственно $m_{\text{вх.сф}} \gg 1$ первое слагаемое (1-25) в основном зависит от петлевого усиления, а второе — определяется параметрами ДООУ для синфазных входных напряжений. В рассматриваемом случае петлевое усиление имеет сравнительно низкое значение ввиду снижения коэффициента обратной связи ($K_{\text{о.с}}$) при высоких значениях коэффициента передачи дифференциального РУ.

Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений дифференциального РУ можно также определить, используя выражения (1-20) и (1-22):

$$K_{\text{ос.сф д}} = \frac{1}{\delta K_{\text{и}} - \delta K_{\text{ни}}} + 0,5 \frac{\delta K_{\text{и}} + \delta K_{\text{ни}}}{\delta K_{\text{и}} - \delta K_{\text{ни}}} \approx \frac{1}{\delta K_{\text{и}} - \delta K_{\text{ни}}}. \quad (1-26)$$

С учетом введенного коэффициента ослабления (1-26) выражение для относительной погрешности дифференциального РУ (1-25)

можно записать в следующем виде:

$$\delta K_d = \frac{m_{\text{вх. сф}}}{K_{\text{ос. сф. д}}} + 0,5 (\delta K_{\text{и}} + \delta K_{\text{ни}}) \left(1 + \frac{m_{\text{вх. сф}}}{K_{\text{ос. сф. д}}} \right) \approx \\ \approx \frac{m_{\text{вх. сф}}}{K_{\text{ос. сф. д}}} + 0,5 (\delta K_{\text{и}} + \delta K_{\text{ни}}). \quad (1-27)$$

Дополнительные погрешности рассмотренных типов РУ связаны с появлением выходного напряжения покоя и его дрейфа в режиме отсутствия входных напряжений ($E_{\text{вх}1} = E_{\text{вх}2} = 0$). Нетрудно показать, что при достаточно большой глубине обратной связи ($T_U \gg 1$) сдвиг и дрейф выходного нуля связаны с автономными параметрами ДООУ следующим образом:

$$U_{0 \text{ вых}} + \Delta U_{0 \text{ вых}} \approx \left(1 + \frac{R_{\text{о. с}}}{R_{\text{и}}} \right) E_{a1} + R_{\text{о. с}} J_{a1} - \\ - \left(1 + \frac{R_{\text{о. с}}}{R_{\text{и}}} \right) R_{\text{ни}} J_{a2}, \quad (1-28)$$

где E_{a1} , J_{a1} , J_{a2} — автономные параметры, взаимосвязь которых с электрическими параметрами ДООУ отражена соотношениями (1-6).

Если выполняется условие (1-23), то выходное напряжение покоя и его нестабильность перестают зависеть от значения и дрейфа среднего входного тока:

$$U_{0 \text{ вых}} \approx \left(1 + \frac{R_{\text{о. с}}}{R_{\text{и}}} \right) E_{\text{см}} + R_{\text{о. с}} \Delta^* I_{\text{вх}}, \\ \Delta U_{0 \text{ вых}} \approx \left(1 + \frac{R_{\text{о. с}}}{R_{\text{и}}} \right) \Delta_{\Sigma} E_{\text{см}} + R_{\text{о. с}} \Delta_{\Sigma} (\Delta^* I_{\text{вх}}). \quad (1-29)$$

Условие (1-23) автоматически выполняется для дифференциального включения РУ.

Таким образом, приведенные выражения позволяют оценить статические погрешности различных разновидностей РУ с резистивными цепями обратной связи и тем самым выбрать наиболее подходящую микросхему для реализации конкретного функционального устройства. Из приведенного анализа следует вывод о необходимости совершенствования характеристик ДООУ для синфазных входных напряжений, которые ограничивают минимальный уровень статических погрешностей неинвертирующих и дифференциальных РУ.

1-3. Переходные характеристики решающих усилителей

Тенденция повышения быстродействия и динамической точности разнообразных функциональных узлов и систем, выполненных на основе ОУ, требует непрерывного улучшения динамических свойств

усилителей. Одной из основных характеристик быстродействия РУ является время установления ($t_{уст}$), которое определяется наименьшим значением времени, после истечения которого выходное напряжение РУ входит в заданную зону относительной ошибки установления ε_0 , т. е.

$$\varepsilon_0 \geq \frac{|U_{вых}(t \geq t_{уст}) - U_{вых}(\infty)|}{|U_{вых}(\infty)|} \cdot 100\%. \quad (1-30)$$

Как правило, время установления оценивается для относительных ошибок ε_0 , лежащих в пределах 5—10%. Однако сравнительно большой круг прикладных задач связан с необходимостью получения минимального времени переходного процесса РУ при весьма малых ошибках установления (0,1—0,01%). В таких случаях требуется детальное исследование переходных характеристик РУ.

При достаточном запасе устойчивости РУ существенное возрастание времени установления выходного напряжения может быть вызвано появлением в переходном процессе слабо затухающих составляющих, даже весьма малых по амплитуде. Одна из основных причин, вызывающих замедленное установление выходного напряжения, обусловлена наличием диполей с малой длиной, т. е. близко расположенных пар нуль — полюс, в передаточной функции РУ [9, 17]. Появление диполей связано с изломами (изменением наклона) асимптотических логарифмических амплитудных частотных характеристик (ЛАЧХ) петлевого усиления РУ в области низких и средних частот.

Наиболее остро эти вопросы встают при проектировании и применении транзисторных операционных усилителей. Большой разброс параметров активных элементов и их сильная температурная зависимость могут нарушать точность согласования отдельных участков ЛАЧХ коэффициента усиления по напряжению, формируемых несколькими корректирующими цепями. Аналогичные результаты могут иметь место при согласовании нескольких каналов усиления ОУ.

Поэтому при синтезе и расчете корректирующих цепей ОУ, с одной стороны, необходимо оценивать влияние рассогласования отдельных участков ЛАЧХ на увеличение времени установления, а с другой стороны, строить коррекцию усилителя таким образом, чтобы снизить до нужной амплитуды или исключить действие слабо затухающих составляющих переходной характеристики.

В предыдущем параграфе приведены точные выражения, определяющие коэффициенты передачи по напряжению РУ с резистивными цепями обратной связи. Введем в рассмотрение инерционность характеристик ОУ. На первом этапе анализа переходных процессов РУ пренебрежем влиянием коэффициентов $K_{1\text{ вых}}$, $K_{2\text{ вых}}$, $K_{2\text{ оф}}$ в выражениях (1-17) и (1-21), действие которых проявляется в основном в высокочастотной области. Тогда выходные напряжения инвертирующего и неинвертирующего РУ без учета

разброса сопротивлений резисторов определяются следующими приближенными соотношениями:

$$U_{\text{РВХ}} \approx \frac{T_U}{1 + T_U} K_{\text{н. ид}} E_{\text{ВХ1}}, \quad U_{\text{ВВХ}} \approx \frac{T_U}{1 + T_U} K_{\text{нн. ид}} E_{\text{ВХ2}}, \quad (1-31)$$

где $K_{\text{н. ид}} = -R_{\text{о. с}}/R_{\text{н}}$, $K_{\text{нн. ид}} = (1 + R_{\text{о. с}}/R_{\text{н}}) R_{\text{нн 2}}/(R_{\text{нн 1}} + R_{\text{нн 2}})$ — коэффициенты передачи по напряжению идеальных РУ; T_U — петлевое усиление по напряжению.

Если ввести эквивалентное входное воздействие $U_{\text{ВХ. э}}$, равное выходному напряжению идеального РУ, то для этого сигнала РУ может рассматриваться как простая воспроизводящая система или система с единичной обратной связью [14]:

$$U_{\text{ВВХ}} \approx \frac{T_U}{1 + T_U} U_{\text{ВХ. э}} = W_U U_{\text{ВХ. э}}, \quad (1-32)$$

где W_U — передаточная функция РУ для эквивалентного входного воздействия $U_{\text{ВХ. э}}$; $U_{\text{ВХ. э}} = K_{\text{н. ид}} E_{\text{ВХ 1}}$ — напряжение для инвертирующего РУ; $U_{\text{ВХ. э}} = K_{\text{нн. ид}} E_{\text{ВХ 2}}$ — напряжение для неинвертирующего РУ.

Основными характеристиками, по которым можно судить о степени устойчивости РУ и его динамических возможностях, являются передаточная функция петлевого усиления

$$T_U(s) = T_U \frac{A^*(s)}{B^*(s)} = T_U \frac{1 + a_1^*s + a_2^*s^2 + \dots + a_m^*s^m}{1 + b_1^*s + b_2^*s^2 + \dots + b_n^*s^n}, \quad n > m \quad (1-33)$$

и передаточная функция РУ для эквивалентного входного сигнала

$$\begin{aligned} W_U(s) &= \frac{T_U(s)}{1 + T_U(s)} = \frac{T_U A^*(s)}{B^*(s) + T_U A^*(s)} = W_U \frac{A(s)}{B(s)} = \\ &= W_U \frac{1 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m}{1 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n}, \quad (1-34) \end{aligned}$$

где T_U , W_U — характеристики РУ на постоянном токе ($\omega = 0$) s — комплексная переменная; $A(s) = A^*(s)$, $B(s) = [B^*(s) + T_U A^*(s)]/(1 + T_U)$.

В качестве типового входного сигнала, по которому можно судить о собственном изменении выходного напряжения РУ, выбирается скачкообразное воздействие. Так как при рассмотрении быстродействия РУ с резистивными цепями обратной связи коэффициенты передачи идеальных РУ безынерционны, то введенное эквивалентное входное напряжение $U_{\text{ВХ. э}}$ в некотором масштабе соответствует импульсу прямоугольной формы, подаваемому на вход РУ.

Для получения минимального времени переходного процесса РУ при скачкообразном входном воздействии передаточная функ-

ция петлевого усиления выбирается соответствующей функции апериодического звена первого порядка [17]:

$$T_U(s) = \frac{T_U}{1 + \tau_{1s}}. \quad (1-35)$$

В этом случае передаточная функция РУ

$$W_U(s) = \frac{W_U}{1 + \tau_{cp}^* s}, \quad (1-36)$$

где τ_{cp}^* — постоянная времени, соответствующая частоте среза ω_{cp}^* ЛАЧХ петлевого усиления РУ, имеет единственный полюс $s_1 = -1/\tau_{cp}^* = -\omega_{cp}^*$. Относительное время установления

$$\frac{t_{уст}}{\tau_{cp}^*} = \ln \frac{100}{\varepsilon_0} \quad (1-37)$$

для зон ошибки ε_0 , лежащей в пределах 10—0,01 %, имеет следующие значения:

$\varepsilon_0, \%$	10	5	1	0,1	0,01
$t_{уст}/\tau_{cp}^*$	2,3	3	4,6	6,9	9,2

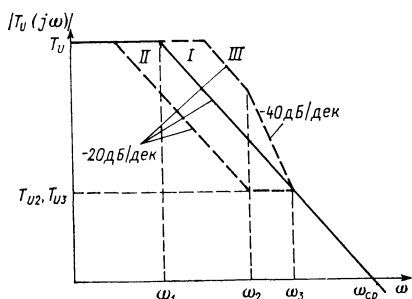


Рис. 1-5. Асимптотические ЛАЧХ частотной передаточной функции петлевого усиления решающего усилителя

асимптотические ЛАЧХ могут иметь изломы в области средних и низких частот. Типовые варианты таких характеристик также показаны на рис. 1-5 (кривые II и III).

Известно [9], что для одноконтурной замкнутой системы нули передаточной функции петлевого усиления, обуславливающие изломы асимптотической ЛАЧХ $T_U(j\omega)$, близки к полюсам передаточной функции замкнутого усилителя $W_U(s)$. Модули этих полюсов сдвинуты от точек излома ЛАЧХ $T_U(j\omega)$, соответствующих нулям, в сторону асимптот с нечетным наклоном — $n \cdot 20 \text{ дБ/дек}$, где $n = 1, 3, \dots$

Для ЛАЧХ петлевого усиления II типа (рис. 1-5) модуль полюса $|s_{1.2}|$ для $W_U(s)$ лежит левее модуля соответствующего нуля $|s_{1.2}^*| = \omega_2$, а для ЛАЧХ $T_U(j\omega)$ III типа $|s_{1.3}|$ несколько превышает величину $|s_{1.3}^*| = \omega_3$. Очевидно, что передаточные функции РУ $W_U(s)$ в рассматриваемых случаях включают диполь. Вторые полюсы передаточных функций РУ II и III типов близки по модулю к частоте среза ЛАЧХ петлевого усиления: $|s_{2.2}| \approx |s_{2.3}| \approx \omega_{cp}^*$.

Таким образом, при скачкообразном входном воздействии $U_{\text{вх.э}}(t) = U_{\text{вх.э}} 1(t)$ переходный процесс на выходе РУ включает медленно и быстро затухающие составляющие:

$$U_{\text{вых}}(t) = W_U U_{\text{вх.э}} (1 + A_{\text{м-к}} e^{s^{1-k}t} + A_{\text{б-к}} e^{s^{2-k}t}); \quad k = 2, 3. \quad (1-38)$$

Если значение $A_{\text{м-к}}$ слабо затухающей составляющей переходной характеристики превышает зону ошибки установления, то при оценке времени установления можно пренебречь быстрыми составляющими переходного процесса. Тогда относительная переходная ошибка может рассматриваться в следующем виде:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta U_{\text{вых}}(t)}{U_{\text{вых}}(\infty)} &= \frac{U_{\text{вых}}(t) - U_{\text{вых}}(\infty)}{U_{\text{вых}}(\infty)} = \\ &= \frac{U_{\text{вых}}(t) - W_U U_{\text{вх.э}}}{W_U U_{\text{вх.э}}} \approx A_{\text{м-к}} e^{s^{1-k}t}. \end{aligned} \quad (1-39)$$

Как показано в работе [11], $A_{\text{м}}$ — значение слабо затухающей составляющей переходной ошибки — может быть достаточно точно определено без отыскания полюсов на основании известных передаточных функций $T_U(s)$ (1-33) или $W_U(s)$ (1-34) и значения s^* :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta U_{\text{вых}}(t)}{U_{\text{вых}}(\infty)} &\approx A_{\text{м}} e^{s^*t} = - \frac{A^{(1)}(s^*) B(s^*)}{s^* [B^{(1)}(s^*)]^2} e^{s^*t} \approx \\ &\approx - \frac{B^*(s^*)}{T_U s^* [A^*(s^*)]^{(1)}} e^{s^*t}, \end{aligned} \quad (1-40)$$

где $A^{(1)}(s^*) = [A^*(s^*)]^{(1)}$, $B^{(1)}(s^*)$ — значения первых производных $A(s)$, $B(s)$ для $s = s^*$. При выводе выражения (1-40) предполагается, что значение петлевого усиления на постоянном токе T_U много больше единицы, т. е. $W_U \approx 1$.

Рассмотрим переходную характеристику РУ для передаточной функции петлевого усиления II типа:

$$T_U(s) = \frac{T_U(1 + \tau_2 s)}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_3 s)}, \quad (1-41)$$

где $\tau_1 = a T_U \tau_{\text{ср}}^*$, $\tau_2 = a T_{U2} \tau_{\text{ср}}^*$, $\tau_3 = T_{U2} \tau_{\text{ср}}^*$, $\tau_{\text{ср}}^* = 1/\omega_{\text{ср}}^*$, $a = \omega_3/\omega_2 = \tau_2/\tau_3$ — относительная ширина участка с нулевым наклоном, обусловленного изломами асимптотической ЛАЧХ $T_U(j\omega)$; T_{U2} — высота излома, равная модулю асимптотической ЛАЧХ $T_U(j\omega)$ на частоте ω_2 .

Постоянные времени, входящие в выражение (1-41), определены через характерные точки асимптотической ЛАЧХ $T_U(j\omega)$, т. е. через высоту излома (T_{U2}), относительную ширину участка измененного наклона (a) и частоту среза ($\omega_{\text{ср}}^*$). Это позволяет в дальнейшем связать качество переходного процесса с особенностями ЛАЧХ петлевого усиления.

Приближенные выражения для относительной переходной ошибки

$$\frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}(t)}{U_{\text{ВЫХ}}(\infty)} \approx -\frac{1}{T_{U2}} \left(1 - \frac{1}{a}\right) \exp\left(-\frac{t}{aT_{U2}\tau_{\text{ср}}^*}\right) \quad (1-42)$$

и относительного времени установления

$$\frac{t_{\text{уст}}}{\tau_{\text{ср}}^*} \approx aT_{U2} \ln \left[\frac{100}{\varepsilon_0 T_{U2}} \left(1 - \frac{1}{a}\right) \right] \quad (1-43)$$

можно получить из соотношений (1-39), (1-40) при $s^* = s_{1,2}^* = -1/\tau_2 = -1/(aT_{U2}\tau_{\text{ср}}^*)$.

Аналогичным путем можно показать, что для передаточной функции петлевого усиления III типа

$$T_U(s) = \frac{T_U(1 + \tau_3 s)}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}, \quad (1-44)$$

где $\tau_1 = T_U \tau_{\text{ср}}^*/a$, $\tau_2 = aT_{U3} \tau_{\text{ср}}^*$, $\tau_3 = T_{U3} \tau_{\text{ср}}^*$, $a = \omega_3/\omega_2 = \tau_2/\tau_3$; T_{U3} — высота излома, равная модулю асимптотической ЛАЧХ $T_U(j\omega)$ на частоте ω_3 ; переходная ошибка и относительное время установления определяются следующими приближенными соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}(t)}{U_{\text{ВЫХ}}(\infty)} &\approx \frac{1}{T_{U3}} \left(1 - \frac{1}{a}\right) \exp\left(-\frac{t}{T_{U3} \tau_{\text{ср}}^*}\right), \\ \frac{t_{\text{уст}}}{\tau_{\text{ср}}^*} &\approx T_{U3} \ln \left[\frac{100}{\varepsilon_0 T_{U3}} \left(1 - \frac{1}{a}\right) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (1-45)$$

Выражения (1-43), (1-45) справедливы при $T_{Uk} < 100/\varepsilon_0$. В противном случае слабо затухающие составляющие лежат внутри зоны ошибки установления, и время установления переходного процесса определяется быстрыми составляющими, т. е. соответствует соотношению (1-37). Как показали расчеты на ЦВМ, погрешность в определении времени установления по выражениям (1-43), (1-45) при сравнительно малых $T_{Uk} = 5 \div 100$ не превышает 10—20%, а при $T_{Uk} > 100$ погрешность становится меньшей 2—3%.

Из рассмотрения приведенных на рис. 1-6, 1-7 кривых следует, что время установления РУ может возрастать на несколько порядков по сравнению с тем временем, когда передаточная функция петлевого усиления соответствует функции аperiодического звена первого порядка. Время установления переходного процесса в существенной степени зависит от зоны относительной ошибки установления, так как значение слабо затухающей составляющей при $t = 0$ соизмеримо с абсолютным значением этой зоны. Поэтому для переходных характеристик с замедленным установлением выходного напряжения время установления, определенное для 10%-или 5%-ных зон относительной ошибки, может не отражать существа переходного процесса ввиду того, что малые по значению

медленно затухающие составляющие, как правило, лежат внутри этих зон.

Для приведенных зон ошибки ($\varepsilon_0 = 0,1 \div 5\%$) характерен максимум относительного времени установления в зависимости от высоты излома асимптотической ЛАЧХ петлевого усиления. Это объясняется тем, что по мере возрастания T_{Uk} уменьшаются степень затухания (нуль и полюс приближаются к началу координат плоскости особых точек $W_U(s)$), а также значение медленно затухающей составляющей (сокращается расстояние между нулем и полюсом, т. е. уменьшается длина диполя).

На основании соотношений (1-43), (1-45) нетрудно показать,

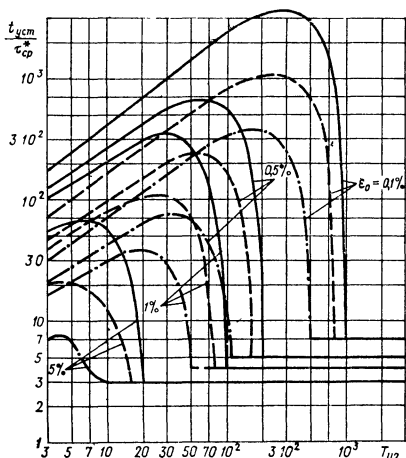


Рис. 1-6. Зависимость относительного времени установления от модуля петлевого усиления на частоте излома ЛАЧХ II типа (сплошные линии соответствуют относительной ширине участка измененного наклона $a = 10$; штриховые — $a = 4$; пунктирные — $a = 2$)

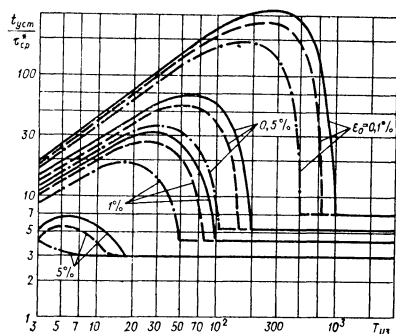


Рис. 1-7. Зависимость относительного времени установления от модуля петлевого усиления на частоте излома ЛАЧХ III типа (сплошные линии соответствуют относительной ширине участка измененного наклона $a = 10$; штриховые — $a = 4$; пунктирные — $a = 2$)

что максимальное значение относительного времени установления ($t_{уст \max} / \tau_{cp}^*$) и значение T'_{Uk} , при котором наблюдается экстремум $t_{уст}$, определяются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \frac{t_{уст \max}}{\tau_{cp}^*} &\approx \frac{100(a-1)}{\varepsilon_0 e} \quad \text{для } T_U(s) \text{ II типа,} \\ \frac{t_{уст \max}}{\tau_{cp}^*} &\approx \frac{100}{\varepsilon_0 e} \left(1 - \frac{1}{a}\right) \quad \text{для } T_U(s) \text{ III типа,} \\ T'_{U2} &\approx T'_{U3} \approx \frac{100}{\varepsilon_0 e} \left(1 - \frac{1}{a}\right), \end{aligned} \right\} \quad (1-46)$$

где e — основание натурального логарифма.

Полученные выражения позволяют также оценить условия, при которых влиянием диполя на переходную характеристику можно пренебречь. Для этого необходимо, чтобы слабо затухающая составляющая переходного процесса лежала внутри зоны ошибки установления:

$$|A_{m-k}| = \frac{1}{T_{Uk}} \left(1 - \frac{1}{a}\right) \leq \frac{\varepsilon_0}{100}; \quad k = 2, 3. \quad (1-47)$$

Например, для $\varepsilon_0 = 0,1\%$ и $T_{U2} = T_{U3} = 10^2$ относительная ширина участка, обусловленного изломами асимптотической ЛАЧХ петлевого усиления, не должна превышать следующего значения:

$$a \leq \left(1 - \frac{\varepsilon_0 T_{Uk}}{100}\right)^{-1} \approx 1,1.$$

Если заданы $\varepsilon_0 = 0,1\%$ и $a \approx 2$, то высоту соответствующего излома, при которой исключается влияние диполя, можно определить из следующего неравенства:

$$T_{U2} = T_{U3} \geq \frac{100}{\varepsilon_0} \left(1 - \frac{1}{a}\right) \approx 500.$$

Появление слабо затухающих составляющих в переходной ха-

рактеристике РУ возможно также при использовании многоканального ОУ. Особое внимание в этом случае следует обращать на условия согласования дополнительных каналов усиления с основным. Наиболее критичным случаем в такой структуре является наличие провалов в результирующей ЛАЧХ частотной передаточной функции петлевого усиления на частотах сопряжения каналов усиления.

Рассмотрим переходные характеристики двухканального усилителя (рис. 1-8), у которого передаточная функция петлевого усиления основного канала равна:

$$T_{U0}(s) = \frac{1}{\tau_{cp}^* (1 + \tau_b s)}, \quad (1-48)$$

а для дополнительного параллельного канала определяется выражением:

$$T_{Ud}(s) = \frac{T_{Ud}}{1 + \tau_{ds} s}. \quad (1-49)$$

В выражениях (1-48), (1-49) τ_b — малая постоянная времени основного канала, $\tau_{cp}^* \approx \tau_d / (1 + T_{Ud})$.

Постоянные времени разделительных емкостей дополнительного канала, если они имеются, предполагаются достаточно большими по сравнению с τ_d и при этом их действием можно пренебречь. Для упрощения выкладок

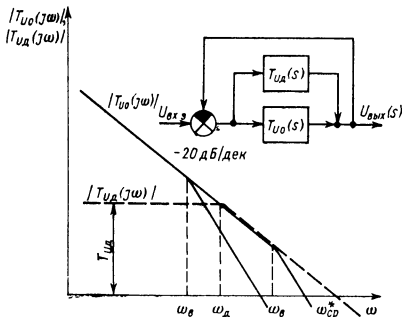


Рис. 1-8. Асимптотические ЛАЧХ петлевого усиления основного и дополнительного каналов

в процессе анализа считаем петлевое усиление по основному каналу на постоянном токе бесконечно большим.

Передаточная функция РУ для двухканального усилителя может быть представлена в виде следующего выражения:

$$W_U(s) = \frac{T_{U0}(s) + T_{Uд}(s)}{1 + T_{U0}(s) + T_{Uд}(s)} = \frac{T_{Uд}(s)}{1 + T_{Uд}(s)} + \frac{T_{U0}}{(1 + T_{Uд}(s))(1 + T_{U0}(s) + T_{Uд}(s))} = \frac{T_{Uд}}{(1 + T_{Uд})(1 + \tau_{cp}^*s)} + \frac{(1 + \tau_{дс})^2}{(1 + T_{Uд})(1 + \tau_{cp}^*s) \{a_d \tau_{д}^2 \tau_{cp}^* s^3 + [(T_{Uд} + 1)a_d + 1] \tau_{д} \tau_{cp}^* s^2 + 2\tau_{дс} + 1\}}, \quad (1-50)$$

где $a_d = \tau_b / \tau_{д}$.

При $T_{Uд} \gg 1$ ($\tau_{д} \gg \tau_{cp}^*$) выражение (1-50) можно упростить:

$$W_U(s) \approx \frac{T_{Uд}}{(1 + T_{Uд})(1 + \tau_{cp}^*s)} + \frac{(1 + \tau_{дс})^2}{(1 + T_{Uд})(1 + \tau_{cp}^*s)^2 (a_d \tau_{д}^2 s^2 + 2\tau_{дс} + 1)}. \quad (1-51)$$

Из уравнений (1-51) следует, что если $a_d = 1$, то передаточная функция РУ близка к функции апериодического звена первого порядка с постоянной времени τ_{cp}^* . Следовательно, в этом случае время установления для ступенчатого входного воздействия определяется выражением (1-37).

Если $a_d \rightarrow 0$, т. е. $\tau_b \ll \tau_{д}$, то появляется замедленное вхождение выходного напряжения РУ в малые зоны ошибки установления:

$$\frac{t_{уст}}{\tau_{cp}^*} \approx 2T_{Uд} \ln \frac{25}{\varepsilon_0 T_{Uд}}, \quad T_{Uд} < \frac{25}{\varepsilon_0}. \quad (1-52)$$

При $a_d > 1$, когда $\tau_b > \tau_{д}$ результирующая ЛАЧХ петлевого усиления имеет провал на частотах сопряжения каналов, возрастающий при увеличении a_d . Это может произойти в результате разброса или изменения постоянных времени τ_b и $\tau_{д}$.

В данном случае ($a_d > 1$) передаточная функция РУ содержит пару комплексных сопряженных полюсов: $s_1 = -\delta_k + j\omega_k$, $s_2 = -\delta_k - j\omega_k$, сумма и произведение которых равны:

$$s_1 + s_2 = -2\delta_k = -\frac{2}{a_d \tau_{д}}, \quad s_1 s_2 = \frac{1}{a_d \tau_{д}^2}. \quad (1-53)$$

Колебательная составляющая относительной переходной ошибки при $T_U \gg 1$ определяется следующим образом:

$$\frac{\Delta_k U_{вых}(t)}{U_{вых}(\infty)} \approx \frac{(1 + \tau_{дс_1})^2}{T_{Uд} s_1^2 s_2 (s_1 - s_2) (1 + \tau_{cp}^* s_1)^2} e^{s_1 t} + \frac{(1 + \tau_{дс_2})^2}{T_{Uд} s_1 s_2^2 (s_2 - s_1) (1 + \tau_{cp}^* s_2)^2} e^{s_2 t}. \quad (1-54)$$

Найдем моменты времени точек экстремумов составляющей $\Delta_k U_{вых}(t)$:

$$\left. \frac{d[\Delta_k U_{вых}(t)]}{dt U_{вых}(\infty)} \right|_{t=t_3} = \frac{(1 + \tau_{дс_1})^2}{T_{Uд} s_1 s_2 (s_1 - s_2) (1 + \tau_{cp}^* s_1)^2} e^{s_1 t_3} + \frac{(1 + \tau_{дс_2})^2}{T_{Uд} s_1 s_2 (s_2 - s_1) (1 + \tau_{cp}^* s_2)^2} e^{s_2 t_3} = 0. \quad (1-55)$$

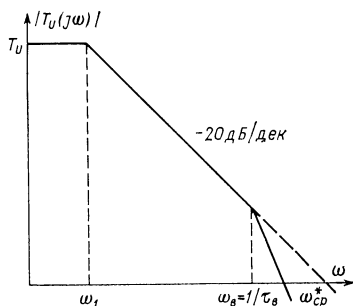
Из соотношений (1-54), (1-55) несложно показать, что

$$\frac{\Delta_k U_{\text{вых}}(t_3)}{U_{\text{вых}}(\infty)} \approx - \frac{(1 + \tau_d s_1)^2}{T_{Ud} (1 + \tau_{cp}^* s_1)^2} e^{s_1 t_3} = - \frac{(1 + \tau_d s_2)^2}{T_{Ud} (1 + \tau_{cp}^* s_2)^2} e^{s_2 t_3}. \quad (1-56)$$

Тогда

$$\frac{[\Delta_k U_{\text{вых}}(t_3)]^2}{U_{\text{вых}}^2(\infty)} = \frac{(1 + \tau_d s_1)^2 (1 + \tau_d s_2)^2}{T_{Ud}^2 (1 + \tau_{cp}^* s_1)^2 (1 + \tau_{cp}^* s_2)^2} e^{(s_1 + s_2) t_3}. \quad (1-57)$$

Подставляя в (1-57) значения суммы и произведения полюсов s_1 и s_2 из соотношений (1-53), можно получить выражение для огибающих точек экстремумов рассматриваемой составляющей переходной ошибки:



$$\frac{\Delta_k U_{\text{вых}}(t_3)}{U_{\text{вых}}(\infty)} \approx \pm \frac{1}{T_{Ud}} \left(1 - \frac{1}{a_d}\right) \exp\left(-\frac{t_3}{a_d T_{Ud} \tau_{cp}^*}\right). \quad (1-58)$$

Из полученного выражения (1-58) можно достаточно точно оценить относительное время переходного процесса для малых зон относительной ошибки установления:

Рис. 1-9. Асимптотическая ЛАЧХ петлевого усиления при наличии малых постоянных времени в передаточной функции

$$\frac{t_{\text{уст}}}{\tau_{cp}^*} \approx a_d T_{Ud} \ln \left[\frac{100}{\varepsilon_0 T_{Ud}} \left(1 - \frac{1}{a_d}\right) \right]. \quad (1-59)$$

Выражение (1-59) аналогично (1-43), и, следовательно, сохраняются все выводы, соответствующие рассмотренному ранее случаю.

Таким образом, при построении многоканальных ОУ возможно появление условий, при которых происходит замедленное установление выходного напряжения РУ в области малых зон ошибки установления.

Для сравнения рассмотрим переходные процессы РУ с учетом малых постоянных времени передаточной функции петлевого усиления (рис. 1-9):

$$T_U(s) = \frac{T_U}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_b s)}, \quad (1-60)$$

где $\tau_1 \approx T_U \tau_{cp}^*$, $\tau_b = a_b \tau_{cp}^*$.

В этом случае передаточная функция по напряжению РУ соответствует аналогичной функции колебательного звена

$$W_U(s) = \frac{W_U}{1 + b_1 s + b_2 s^2} = \frac{W_U}{1 + 2\xi \tau_0 s + \tau_0^2 s^2} \quad (1-61)$$

с полюсами $s_{1,2} = -\delta_k \pm j\omega_k$, где $b_1 = (\tau_1 + \tau_b)/(1 + T_U) \approx \tau_1/T_U = \tau_{cp}^*$, $b_2 = \tau_1 \tau_b/(1 + T_U) \approx \tau_b \tau_{cp}^* = a_b (\tau_{cp}^*)^2$; $\tau_0 = \sqrt{a_b} \tau_{cp}^*$, $\xi = \tau_{cp}^*/(2\tau_0) = 1/(2\sqrt{a_b})$, $\delta_k = \xi/\tau_0 = 1/(2a_b \tau_{cp}^*)$; $\omega_k = \sqrt{1 - \xi^2}/\tau_0 = \omega_{cp}^* \sqrt{4a_b - 1}/(2a_b)$, $a_b > 0,25$.

При нулевых начальных условиях относительная переходная ошибка для входного скачкообразного воздействия $U_{\text{вх.э}}(t) = U_{\text{вх.э}} \cdot 1(t)$ определяется выражением:

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}(t)}{U_{\text{вых}}(\infty)} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}(t)}{W U_{\text{вх.э}}} = - \left(\frac{\delta_k}{\omega_k} \sin \omega_k t + \cos \omega_k t \right) e^{-\delta_k t}. \quad (1-62)$$

Точки экстремумов переходной ошибки лежат при

$$t_{\text{эм}} = \frac{\pi m}{\omega_k} = \frac{2a_{\text{в}} \pi m}{\sqrt{4a_{\text{в}} - 1}} \tau_{\text{ср}}^*, \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (1-63)$$

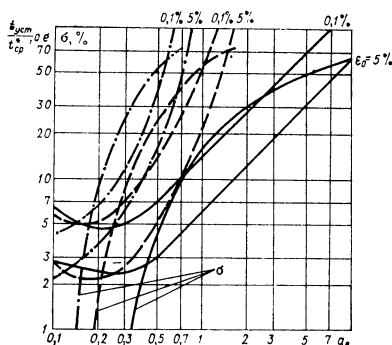
и соответствуют следующим величинам:

$$\frac{|\Delta U_{\text{вых}}(t_{\text{эм}})|}{U_{\text{вых}}(\infty)} = \exp(-\delta_k t_{\text{эм}}) = \exp\left(-\frac{t_{\text{эм}}}{2a_{\text{в}} \tau_{\text{ср}}^*}\right) = \exp\left(-\frac{\pi m}{\sqrt{4a_{\text{в}} - 1}}\right). \quad (1-64)$$

Из приведенных соотношений (1-63), (1-64) нетрудно получить выражения для времени установления, которое приближенно определяется по огибающей точек экстремумов ошибки $|\Delta U_{\text{вых}}(t)|$, и относительного перерегулирования σ ($m = 1$):

$$\frac{t_{\text{уст}}}{\tau_{\text{ср}}^*} \approx 2a_{\text{в}} \ln \frac{100}{\varepsilon_0}, \quad \sigma = \exp\left(-\frac{\pi}{\sqrt{4a_{\text{в}} - 1}}\right) \cdot 100\%. \quad (1-65)$$

Рис. 1-10. Зависимости относительного времени установления для различных зон ошибки ε_0 и перерегулирования от относительной частоты включения высокочастотных звеньев ЛАЧХ петлевого усиления (сплошные кривые соответствуют одному высокочастотному звену, штриховые — двум равным звеньям, пунктирные — трем равным звеньям)

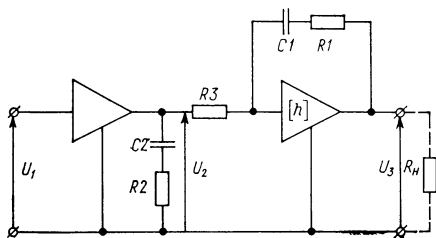


Как следует из рассчитанных на ЦВМ графиков (рис. 1-10) для одной, двух и трех равных малых постоянных времени $\tau_{\text{в}}$, даже при значительных значениях перерегулирования затухание гармонических составляющих переходных характеристик может быть более быстрым для малых зон ошибки установления, чем в рассмотренных ранее вариантах передаточных функций петлевого усиления II и III типов (рис. 1-6, 1-7) и многоканального ОУ.

В заключение рассмотрим особенности построения корректирующих цепей ОУ с точки зрения минимизации влияния диполей передаточной функции РУ на качество переходного процесса. Так как время установления имеет в зависимости от высоты излома асимптотической ЛАЧХ частотной передаточной функции петлевого усиления зону максимума (рис. 1-6, 1-7), то стыковку отдельных участков ЛАЧХ, формируемых различными корректирующими звеньями, нужно стремиться проводить вне этой зоны.

При использовании нескольких корректирующих цепей, определяющих необходимую функцию петлевого усиления, наиболее

целесообразной является структура коррекции ОУ, представленная на рис. 1-11. Как правило, низкочастотный участок ЛАЧХ коэффициента усиления по напряжению формируется частотно-зависимой обратной связью ($C1$, $R1$), охватывающей один или несколько усилительных каскадов. При этом номинал емкости корректирующего конденсатора будет небольшим. Высокочастотный участок ЛАЧХ удобно формировать частотно-зависимым делителем ($C2$, $R2$). Если пренебречь прямой передачей сигнала через цепь обратной связи и отвлечься от рассмотрения малых постоянных времени выделенных подсхем, приближенные выражения для коэффициентов передачи напряжения подсхем примут следующий вид:



$$K_{U1}(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = K_{U1} \frac{1 + \tau_{k2}s}{1 + \tau'_{k2}s},$$

$$K_{U2}(s) = \frac{U_3(s)}{U_2(s)} = K_{U2} \frac{1 + \tau_{k1}s}{1 + \tau'_{k1}s}, \quad (1-66)$$

где $\tau_{k1} = R_1 C_1$, $\tau'_{k1} = K_{U2} R_3 \tau_{k1} / R_1$,
 $K_{U2} = h_{21} R_n^* / (h_{11} + R_3)$,
 $Y_n^* = 1/R_n^* = h_{22} + Y_n$, $\tau_{k2} = R_2 C_2$,
 $\tau'_{k2} = R_3 \tau_2 / R_2$

Рис. 1-11. Корректирующие цепи операционного усилителя

$$(R_3 \gg R_2), \quad \tau_{k1} = \tau'_{k2}.$$

Как следует из выражения (1-66), частота сопряжения $\omega_{k1} = 1/\tau_{k1}$ практически определяется только пассивными элементами схемы. Изменения параметров активных элементов (K_{U2}) меняют соответствующим образом лишь частоту $\omega'_{k1} \approx 1/\tau'_{k1}$. При использовании корректирующих пассивных цепей в тракте усиления несложно с помощью резистивных элементов зафиксировать с необходимой точностью как частоту $\omega_{k2} = 1/\tau_2$, так и $\omega'_{k2} = 1/\tau'_{k2}$. Таким образом, результирующая ЛАЧХ коэффициента передачи имеет в данном случае две степени свободы. При изменении K_{U2} соответственно меняется частота ω'_{k1} , но частота среза остается неизменной. Вариация K_{U1} не влияет на частоты сопряжения, но трансформирует частоту среза. Это нежелательно с точки зрения устойчивости РУ (с учетом высокочастотных свойств тракта усиления), и поэтому коэффициент передачи напряжения входной подсхемы не должен сильно меняться. Цепь коррекции многих известных ОУ включает лишь единственный конденсатор $C1$ ($C_2 = 0$, $R_1 = 0$). При этом снимаются вопросы стыковки отдельных участков ЛАЧХ частотной передаточной функции петлевого усиления, формируемых различными корректирующими цепями. Однако условия появления диполей в передаточной функции РУ даже при такой коррекции усилителя могут существовать. В первую очередь это относится к РУ с высокоомными цепями обратной

связи, соизмеримыми по сопротивлению с входным сопротивлением ОУ. Комплексный характер входного сопротивления может проявляться в области сравнительно низких частот. Это приводит к частотной зависимости коэффициента обратной передачи выходного напряжения РУ, вызывает дополнительные изломы ЛАЧХ петлевого усиления и тем самым — замедленное установление выходного процесса.

ГЛАВА ВТОРАЯ

НЕЛИНЕЙНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

2-1. Особенности нелинейного анализа

Большинство известных интегральных ОУ, работая в схемах инвертирующих и неинвертирующих РУ, входят в режим динамической перегрузки при скачкообразных входных сигналах сравнительно небольшой амплитуды (десятки или сотни милливольт). Динамическая перегрузка отдельных подсхем усилителя приводит к существенному ухудшению быстродействия ОУ. Такие параметры ОУ, как скорость нарастания выходного напряжения, время установления, могут отличаться в десятки и сотни раз от рассчитанных для линейного режима работы усилителя.

Операционный усилитель в режиме динамической перегрузки является существенно нелинейным устройством. В настоящей работе для анализа переходных процессов РУ при нелинейных режимах работы усилителя используется кусочно-линейный метод (метод припасовывания) [13, 15]. Выбор этого метода связан с тем, что в большинстве рассматриваемых случаев удается получить результаты в наглядной и удобной для физического истолкования форме. Анализ динамических свойств ОУ, работающих в нелинейных режимах, проводится при определенных упрощениях, которые снижают точность получаемых результатов, но позволяют существенно упростить выкладки и получить конечные выражения в обозримом виде, отражающем качественную сторону рассматриваемых явлений. Такой подход основан на той точке зрения, что приближенные методы анализа должны приводить к результатам, которые играют основную роль на уровне начального синтеза, определяющего структуру и схему усилителя. Применение точных методов с использованием ЦВМ незаменимо при окончательном расчете и оптимизации выбранной схемы ОУ.

Анализ динамических свойств транзисторных ОУ, работающих в нелинейных режимах, имеет свою специфику. Современные уси-

лители содержат большое число активных и пассивных элементов. Однако качество переходного процесса на участках динамической перегрузки в основном определяется корректирующими цепями, приводящими к снижению модуля коэффициента усиления ОУ, начиная с весьма низких частот (единицы или десятки герц). Это обстоятельство позволяет, как правило, вести расчет переходных процессов на этих участках, пренебрегая инерционностью ряда активных элементов схемы.

Другая особенность анализа состоит в том, что непосредственное использование нелинейной (кусочно-линейной) модели транзистора приводит к чрезвычайному усложнению расчета. Поэтому усилитель делят на подсхемы, включающие произвольное число элементов. Части усилителя, работающие в существенно нелинейном режиме, выделяют как безынерционные подсхемы, характеристики которых получают на основании нелинейных моделей транзисторов или путем эксперимента. Выделенные подсхемы в большинстве случаев нельзя рассматривать как однонаправленные звенья, поскольку на участках динамической перегрузки транзисторных ОУ могут существенно меняться не только коэффициенты прямой передачи сигнала, но также входные и выходные сопротивления, коэффициенты обратной передачи.

Если характеристики нелинейных подсхем могут быть аппроксимированы ломаной линией, то динамику кусочно-линейной схемы можно описать совокупностью линейных дифференциальных уравнений, сменяющихся в точках сопряжения выделенных участков. Переходный процесс на отдельных интервалах времени определяется решениями этих дифференциальных уравнений. При этом конечные значения переменных и их производных предыдущего участка являются основой нахождения начальных условий последующего решения.

Пусть на j -м участке линейное дифференциальное уравнение, характеризующее переходный процесс РУ, имеет следующий вид:

$$B_i(p) q_i(t) = A_i(p) x_i(t), \quad (2-1)$$

где

$$B_i(p) = \sum_{k=0}^n b_{k,i} p^k; \quad A_i(p) = \sum_{k=0}^m a_{k,i} p^k;$$

$n > m$; $q_i(t)$ — искомая переменная на i -м участке; $x_i(t)$ — задающая переменная на i -м участке; $p = d/dt$ — оператор дифференцирования.

Приведенное уравнение отражает реакцию выбранной переменной на одно из задающих воздействий (x_i). Если таких воздействий несколько, то можно использовать принцип наложения, т. е. рассматривать результирующую реакцию РУ как сумму реакций на каждую из заданных переменных в отдельности.

После использования преобразования Лапласа выражению (2-1) соответствует следующее изображающее уравнение:

$$B_i(s) q_i(s) = A_i(s) x_i(s) + \sum_{v=1}^n B_{v,i}(s) q_i^{(v-1)}(0) - \sum_{\sigma=1}^m A_{\sigma,i}(s) x_i^{(\sigma-1)}(0), \quad (2-2)$$

где

$$B_i(s) = \sum_{k=0}^n b_{k,i} s^k, \quad A_i(s) = \sum_{k=0}^m a_{k,i} s^k; \quad B_{v,i}(s) = \sum_{k=1}^n b_{k,i} s^{k-v},$$

$$k-v \geq 0; \quad A_{\sigma,i}(s) = \sum_{k=1}^m a_{k,i} s^{k-\sigma}, \quad k-\sigma \geq 0; \quad q_i^{(v-1)}(0),$$

$x_i^{(\sigma-1)}(0)$ — начальные значения $(v-1)$ -й производной $q_i(t)$ и $(\sigma-1)$ -й производной $x_i(t)$; s — комплексная переменная.

Следует отметить, что в уравнении (2-2) начальные значения переменных ($v = \sigma = 1$) и их производных даны для момента времени $t = +0$, т. е. когда t стремится к нулю справа. Поэтому некоторые задачи требуют пересчета известных предначальных значений переменных или их производных, если они претерпевают разрывы в точках перехода с одного линейного участка на другой [15].

При анализе кусочно-линейных схем на каждом участке постоянства параметров удобно начало отсчета времени совмещать с началом рассматриваемого участка. Поэтому в уравнении (2-2) нулевые значения времени соответствуют началу отсчета времени для исследуемого i -го участка.

Описание переходных процессов РУ кусочно-линейным методом связано с выделением существенно нелинейных безынерционных элементов и подсхем ОУ, которые необходимо представить соответствующими математическими моделями. С этой целью введем понятие кусочно-линейного автономного многополюсника.

Принцип математического описания кусочно-линейных элементов поясним на примере двухполюсника. На рис. 2-1 приведена его линеаризованная характеристика, включающая $i + i'$ линейных участков. Начало системы координат совмещено с точкой начального статического режима двухполюсника, т. е. с точкой начала движения его координат. Таким образом, переменные q и x характеризуют приращения токов и напряжений относительно точки заданного статического режима.

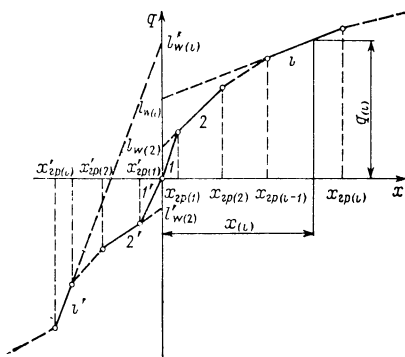


Рис. 2-1. Кусочно-линейная характеристика двухполюсника

Свойства двухполюсника на первом участке можно описать следующим уравнением:

$$q_{(1)} = \omega_{(1)} x_{(1)}, \quad (2-3)$$

где $x_{(1)}$, $q_{(1)}$ — соответственно основная и второстепенная (зависимая) переменные на первом участке; $\omega_{(1)}$ — неавтономный параметр двухполюсника на первом участке.

На втором участке взаимосвязь переменных охарактеризуем уравнением

$$q_{(2)} = \omega_{(2)} x_{(2)} + l_{\omega(2)}, \quad (2-4)$$

где $l_{\omega(2)} = (\omega_{(1)} - \omega_{(2)}) x_{\text{гp}(1)}$ — автономный параметр для второго участка; $x_{\text{гp}(1)}$ — граничное значение основной переменной в конце первого участка.

Автономный параметр $l_{\omega(2)}$ равен переменной $q_{(2)}$ в точке пересечения продолжения линии второго участка с осью ординат (рис. 2-1). При рассмотрении переходного процесса схемы, когда переменные $q_{(2)}$ и $x_{(2)}$ находятся на втором участке, движение координаты $q_{(2)}$ начнется в точке $l_{\omega(2)}$ и далее примет значения, лежащие на рассматриваемом участке. Следует подчеркнуть, что в целях удобства проведения анализа отсчет значений переменных на любом участке производится от начала координат, т. е. от точки стационарного режима схемы.

Очевидно, что уравнение двухполюсника на i -м участке для положительной полярности изменения основной переменной будет иметь вид, аналогичный выражению (2-4):

$$q_{(i)} = \omega_{(i)} x_{(i)} + l_{\omega(i)}, \quad (2-5)$$

где

$$l_{\omega(i)} = \sum_{k=2}^i (\omega_{(k-1)} - \omega_{(k)}) x_{\text{гp}(k-1)} = l_{\omega(i-1)} + (\omega_{(i-1)} - \omega_{(i)}) x_{\text{гp}(i-1)}$$

— автономный параметр для i -го участка; $x_{\text{гp}(k-1)}$, $x_{\text{гp}(i-1)}$ — граничные значения основной переменной в конце $(k-1)$ -го и $(i-1)$ -го участков.

Для отрицательной полярности изменения основной переменной уравнение кусочно-линейной характеристики двухполюсника аналогично выражению (2-5). При этом в обозначения переменных и параметров вводится штрих (рис. 2-1).

Выполнив над уравнением (2-5) преобразование Лапласа, получим

$$q_{(i)}(s) = \omega_{(i)} x_{(i)}(s) + \frac{l_{\omega(i)}}{s}. \quad (2-6)$$

В изображающем уравнении (2-6) автономный источник отражает предысторию движения рассматриваемых координат двухполюсника.

Аналогично можно ввести кусочно-линейную модель трехполюсника или 2×2 -полюсника. Пусть трехполюсник имеет несколько линейных участков своей работы и его координаты (приращения токов и напряжений) переходят со стационарного уровня на i -й участок. Тогда уравнения кусочно-линейного трехполюсника имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} q_{1(i)} &= \omega_{11(i)} x_{1(i)} + \omega_{12(i)} x_{2(i)} + l_{\omega 1(i)}, \\ q_{2(i)} &= \omega_{21(i)} x_{1(i)} + \omega_{22(i)} x_{2(i)} + l_{\omega 2(i)}, \\ l_{\omega 1(i)} &= \sum_{k=2}^i [(\omega_{11(k-1)} - \omega_{11(k)}) x_{1\text{гp}(k-1)} + (\omega_{12(k-1)} - \omega_{12(k)}) \times \\ &\quad \times x_{2\text{гp}(k-1)}] = l_{\omega 1(i-1)} + (\omega_{11(i-1)} - \omega_{11(i)}) x_{1\text{гp}(i-1)} + (\omega_{12(i-1)} - \\ &\quad - \omega_{12(i)}) x_{2\text{гp}(i-1)}, \\ l_{\omega 2(i)} &= \sum_{k=2}^i [(\omega_{21(k-1)} - \omega_{21(k)}) x_{1\text{гp}(k-1)} + (\omega_{22(k-1)} - \omega_{22(k)}) \times \\ &\quad \times x_{2\text{гp}(k-1)}] = l_{\omega 2(i-1)} + (\omega_{21(i-1)} - \omega_{21(i)}) x_{1\text{гp}(i-1)} + (\omega_{22(i-1)} - \\ &\quad - \omega_{22(i)}) x_{2\text{гp}(i-1)}, \\ l_{\omega 1(1)} &= 0, \quad l_{\omega 2(1)} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (2-7)$$

где $x_{1(i)}$, $x_{2(i)}$, $q_{1(i)}$, $q_{2(i)}$ — соответственно приращения основных и второстепенных переменных относительно точки начала движения координат; $x_{1\text{гp}(k-1)}$, $x_{2\text{гp}(k-1)}$, $x_{1\text{гp}(i-1)}$, $x_{2\text{гp}(i-1)}$ — значения основных переменных в конце $(k-1)$ -го и $(i-1)$ -го участков; $\omega_{\alpha j(i)}$, $\omega_{\alpha j(i-1)}$, $\omega_{\alpha j(k)}$, $\omega_{\alpha j(k-1)}$ — неавтономные параметры трехполюсника на участках, соответствующих индексам, указанным в скобках; $l_{\omega 1(i)}$, $l_{\omega 2(i)}$ — автономные параметры, характеризующие предысторию движения координат трехполюсника до начала i -го участка.

Уравнения (2-7) записаны для одной из полярностей изменения основных переменных. При другой полярности — уравнения аналогичны, но в этом случае обозначения граничных координат и параметров нужно вводить со штрихом.

Из уравнений (2-7) следует, что автономные параметры можно определить, осуществив на входе и выходе трехполюсника режимы равенства нулю основных переменных трехполюсника. Автономные параметры также выражены через граничные координаты. Эти координаты в общем случае зависят от вида нагрузки многополюсника на его выводах и поэтому не могут быть найдены без рассмотрения полной схемы. В дальнейшем будет показано, что известные

Взаимосвязь различных систем автономных параметров

Система параметров	z	y	h	g	a
z	e_{z1}	$-\frac{y_{z2}}{ y } i_{y1} + \frac{y_{12}}{ y } i_{y2}$	$e_h - \frac{h_{12}}{h_{22}} i_h$	$-\frac{j_g}{g_{11}}$	$e_a - \frac{a_{11}}{a_{21}} i_a$
	e_{z2}	$\frac{y_{z1}}{ y } i_{y1} - \frac{y_{11}}{ y } i_{y2}$	$-\frac{j_h}{h_{22}}$	$e_g - \frac{g_{21}}{g_{11}} i_g$	$\frac{j_a}{a_{11}}$
y	$-\frac{z_{22}}{ z } e_{z1} + \frac{z_{12}}{ z } e_{z2}$	i_{y1}	$-\frac{e_h}{h_{11}}$	$-\frac{g_{21}}{g_{22}} e_g + j_g$	$-\frac{a_{22}}{a_{12}} e_a + i_a$
	$\frac{z_{21}}{ z } e_{z1} - \frac{z_{11}}{ z } e_{z2}$	i_{y2}	$-\frac{h_{21}}{h_{11}} e_h + j_h$	$-\frac{e_g}{g_{22}}$	$\frac{e_a}{a_{12}}$
h	$e_{z1} - \frac{z_{12}}{z_{22}} e_{z2}$	$-\frac{j_{y1}}{y_{11}}$	e_h	$\frac{g_{12}}{ g } e_g - \frac{g_{22}}{ g } i_g$	$e_a - \frac{a_{12}}{a_{22}} i_a$

h	$-\frac{e_{22}}{z_{22}}$	$-\frac{y_{21}}{y_{11}} j_{y1} + j_{y2}$	j_h	$-\frac{g_{11}}{ g } e_g + \frac{g_{21}}{ g } j_g$	$\frac{j_g}{a_{22}}$
g	$-\frac{e_{21}}{z_{11}} - \frac{z_{21}}{z_{11}} e_{21} + e_{22}$	$j_{y1} - \frac{y_{12}}{y_{22}} j_{y2} - \frac{j_{y2}}{y_{22}}$	$-\frac{h_{22}}{ h } e_h + \frac{h_{12}}{ h } j_h$ $\frac{h_{21}}{ h } e_h - \frac{h_{11}}{ h } j_h$	j_g e_g	$-\frac{a_{21}}{a_{11}} e_a + j_a$ $-\frac{e_a}{a_{11}}$
a	$e_{21} - \frac{z_{11}}{z_{21}} e_{22}$ $-\frac{e_{22}}{z_{21}}$	$-\frac{j_{y2}}{y_{21}}$ $j_{y1} - \frac{y_{11}}{y_{21}} j_{y2}$	$e_h - \frac{h_{11}}{h_{21}} j_h$ $-\frac{j_h}{h_{21}}$	$-\frac{e_g}{g_{21}}$ $-\frac{g_{11}}{g_{21}} e_g + j_g$	e_a j_a

Примечания: 1. В таблице введено обозначение $|w| = w_{11} w_{22} - w_{12} w_{21}$.

2. Опущены индексы, указывающие номер участка, для которого определяются автономные и неавтономные параметры.

значения автономных параметров во многих случаях являются дополнительной информацией для определения граничных координат.

В процессе анализа кусочно-линейных схем возникают задачи пересчета автономных параметров из одной системы параметров в другую (табл. 2-1).

После выполнения преобразования Лапласа изображающие уравнения, соответствующие (2-7), выглядят следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} q_{1(i)}(s) &= w_{11(i)}x_{1(i)}(s) + w_{12(i)}x_{2(i)}(s) + \frac{l_{w1(i)}}{s}, \\ q_{2(i)}(s) &= w_{21(i)}x_{1(i)}(s) + w_{22(i)}x_{2(i)}(s) + \frac{l_{w2(i)}}{s}. \end{aligned} \right\} \quad (2-8)$$

Использованный принцип построения кусочно-линейных математических моделей двух- и трехполюсников можно распространить и на произвольный многополюсник.

2-2. Кусочно-линейные модели

а. $P-n$ — переходы и транзисторы

Вольт-амперная характеристика $p-n$ -перехода (диода) является одной из основных характеристик, на основе которых строятся кусочно-линейные модели биполярных транзисторов и ряда типовых подсхем ОУ. Приближенный анализ, как правило, позволяет ограничиться выделением лишь двух основных областей работы $p-n$ -перехода: областей прямого и обратного смещений.

Идеализированный $p-n$ -переход имеет вольт-амперную характеристику, которая определяется следующим уравнением:

$$I_d = I_{d0} \left[\exp \left(\frac{U_d}{m_d \Phi_T} \right) - 1 \right], \quad (2-9)$$

где I_d , U_d — ток и напряжение перехода; I_{d0} — ток насыщения или тепловой ток; Φ_T — температурный потенциал; m_d — коэффициент, учитывающий уровень инжекции.

Под воздействием внешних сигналов сравнительно большой амплитуды переход может работать в двух основных режимах. Первый — связан с изменением начального прямого смещения на обратное, второй режим соответствует изменению начального обратного смещения на прямое.

Рассмотрим кусочно-линейную модель перехода для первого режима работы (рис. 2-2). Исходные координаты на полюсах перехода, соответствующие статическому режиму, равны I_d^0 и U_d^0 (в системе координат I_d , U_d , показанной на рис. 2-2 штриховыми линиями). Эта точка выбирается за начало системы координат, в которой фигурируют приращения переменных (i_d , u_d). Кусочно-линейная характеристика имеет два участка. Для упрощения

рассмотрения можно считать, что значение тока через переход при $U_d < U_d^*$ близко к нулю, а сопротивление идеализированного $p-n$ -перехода при тех же напряжениях стремится к бесконечности. Можно отметить, что большинство кремниевых $p-n$ -переходов имеют ток, не превышающий единиц микроампер, при напряжениях $U_d < U_d^* = 0,4 \div 0,5$ В.

Наклон первого участка 1 кусочно-линейной характеристики перехода может определяться различными путями. Во многих случаях можно ограничиться заменой нелинейной характеристики касательной к ней в точке номинального режима (I_d^0 , U_d^0). Тогда

$$r_{d(1)} = \left. \frac{\partial U_d}{\partial I_d} \right|_{U_d^0, I_d^0} \approx \frac{m_d \Phi T}{I_d^0}. \quad (2-10)$$

Такой подход, основанный на общепринятой линеаризации, позволяет сравнительно грубо провести исследование электронной цепи нелинейными методами и наметить пути улучшения динамических свойств схемы.

В некоторых задачах прямосмещенный $p-n$ -переход можно характеризовать нулевым сопротивлением. Это удобно в тех случаях, когда последовательно с переходом включаются резистивные элементы с достаточно большим сопротивлением. Более точное решение задачи кусочной линеаризации нелинейной характеристики состоит в выделении сравнительно большого числа линейных участков и вычислении, как правило, с использованием ЦВМ.

Первый участок кусочно-линейной характеристики $p-n$ -перехода (рис. 2-2) в зависимости от выбора основной переменной может быть отражен одним из двух уравнений:

$$u_{d(1)} = r_{d(1)} i_{d(1)}, \quad i_{d(1)} = u_{d(1)} / r_{d(1)} = y_{d(1)} u_{d(1)}. \quad (2-11)$$

Если сопротивление $r_{d(1)}$ сравнительно мало, предпочтительнее использовать первое из приведенных уравнений. Очевидным этот выбор становится, когда сопротивление перехода на первом участке принимается равным нулю, так как операции с бесконечно большими величинами вызывают дополнительные затруднения, особенно сильно проявляющиеся при численном решении таких задач.

Из тех же соображений второй участок 2 (рис. 2-2) удобно характеризовать уравнением, в котором за основную переменную

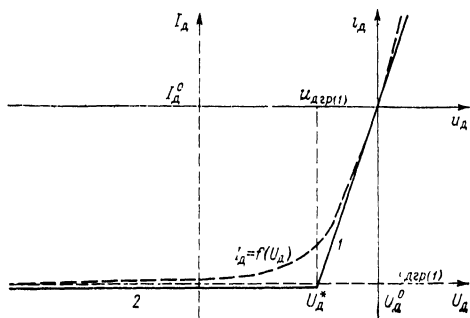


Рис. 2-2. Кусочно-линейная характеристика $p-n$ -перехода при изменении начального прямого смещения на обратное

выбрано напряжение:

$$\left. \begin{aligned} i_{д(2)} &= y_{д(2)} u_{д(2)} + j_{д(2)}, \quad y_{д(2)} \rightarrow 0, \\ j_{д(2)} &= (y_{д(1)} - y_{д(2)}) u_{д.гр(1)} = -\frac{U_{д}^0 - U_{д}^*}{r_{д(1)}} \approx -I_{д}^0, \end{aligned} \right\} \quad (2-12)$$

где $j_{д(2)}$ — автономный параметр для второго участка.

Как следует из рис. 2-2, граничные координаты первого участка по току и напряжению определяются следующими величинами:

$$u_{д.гр(1)} = -(U_{д}^0 - U_{д}^*), \quad i_{д.гр(1)} = -I_{д}^0. \quad (2-13)$$

Если линеаризация первого участка соответствует уравнению (2-10), то

$$u_{д.гр(1)} \approx -m_{д} \varphi_T, \quad (2-14)$$

а при $r_{д(1)} \rightarrow 0$, $u_{д.гр(1)} \rightarrow 0$.

Второй режим работы p — n -перехода связан с изменением обратного смещения на прямое (рис. 2-3). Выделяя два линейных участка работы перехода и вводя систему координат для приращения переменных с началом в точке номинального режима $(-U_{д}^0, I_{д}^0 \approx 0)$, можно записать уравнения кусочно-линейной ха-

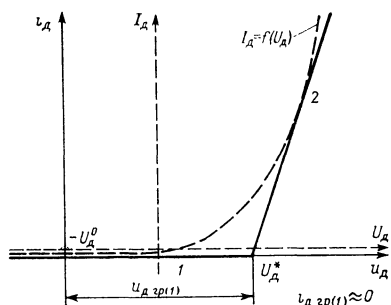


Рис. 2-3. Кусочно-линейная характеристика p — n -перехода при изменении начального обратного смещения на прямое

рактеристики для каждого из выделенных участков:

$$\left. \begin{aligned} i_{д(1)} &= y_{д(1)} u_{д(1)}, \quad y_{д(1)} \rightarrow 0; \quad u_{д(2)} = r_{д(2)} i_{д(2)} + e_{д(2)}, \\ e_{д(2)} &\approx U_{д}^0 + U_{д}^*; \quad u_{д.гр(1)} \approx U_{д}^0 + U_{д}^*, \quad i_{д.гр(1)} \rightarrow 0. \end{aligned} \right\} \quad (2-15)$$

Как следует из рассмотрения простейшей кусочно-линейной модели p — n -перехода, анализ нелинейных режимов во многих случаях требует использования переменного координатного базиса, т. е. при исследовании переходных процессов схемы на различных участках кусочно-линейной характеристики существенно нелинейного элемента целесообразно на каждом из участков использовать свою систему основных переменных. Эта система переменных должна быть такой, чтобы на этапе составления уравнений можно было вводить упрощения. Поэтому в уравнениях (2-15) на первом участке в качестве основной переменной выбрано напряжение, а на втором — ток.

В качестве исходной статической нелинейной модели биполярного транзистора может быть использована модель Эберса — Молла [1] (рис. 2-4). Приближенная кусочно-линейная модель

строится на основе аппроксимации двумя отрезками прямых линий нелинейных характеристик эмиттерного и коллекторного переходов так, как это ранее было рассмотрено для идеализированного $p-n$ -перехода. При этом выделяются четыре области работы транзистора: активная, инверсная, отсечки и насыщения. Параметры транзистора в каждой из этих областей усредняются.

Если номинальный режим транзистора соответствует активной области его работы, то линеаризованное сопротивление эмиттерного перехода в первом приближении можно оценить через координату статического режима по эмиттерному току I_3^0 (рис. 2-4):

$$r_{э.п} \approx \frac{m_э \Phi T}{I_{э.п}^0} \approx \frac{m_э \Phi T}{I_3^0}. \quad (2-16)$$

При известных токах коллектора и базы транзистора в области насыщения (I_K^0 , I_B^0) усредненные сопротивления прямосмещенных переходов могут быть выбраны следующими [16]:

$$r_{э.п} \approx \frac{m_э \Phi T (1 - \alpha \alpha_I)}{I_B^0 + (1 - \alpha_I) I_K^0},$$

$$r_{к.п} \approx \frac{m_к \Phi T (1 - \alpha \alpha_I)}{I_B^0 - (1 - \alpha) I_K^0}. \quad (2-17)$$

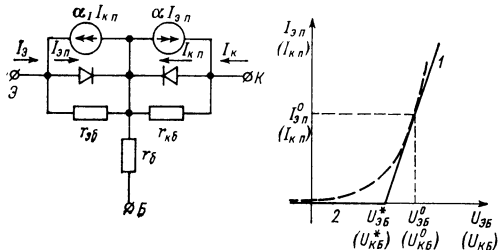


Рис. 2-4. Нелинейная модель биполярного транзистора и кусочно-линейные характеристики его $p-n$ -переходов

Как уже указывалось, такой подход к линеаризации характеристик прямосмещенного $p-n$ -перехода носит в некоторых случаях очень приближенный характер. При построении кусочно-линейных моделей транзисторов и подсхем возможны уточнения начального приближения экспериментальным путем или путем последовательных приближений в несколько циклов расчета.

В табл. 2-2 приведены неавтономные параметры транзисторов в трех основных областях их работы: активной (h_{ij}), насыщения ($z_{ij(n)}$) и отсечки ($y_{ij(o)}$). Параметры получены на основе модели Эберса — Молла с учетом изложенного выше способа линеаризации нелинейных характеристик $p-n$ -переходов и следующих допущений: каждое из сопротивлений $r_{кб}$, $r_{эб}$ много больше любого из следующих — $r_б$, $r_{э.п}$, $r_{к.п}$.

Следует отметить, что для описания свойств транзистора в каждой из выделенных областей выбрана такая система параметров, при которой его дальнейшая идеализация ($r_б$, $r_{э.п}$, $r_{к.п}$ стремятся к нулю, а $r_{эб}$, $r_{кб}$ стремятся к бесконечности) обращает большинство неавтономных параметров к нулю. Это значительно упрощает проведение приближенных символьных и численных расчетов кусочно-линейных характеристик сложных схем.

Неавтономные параметры транзистора в трех схемах включения при его работе в активном режиме и режимах насыщения и отсечки

Параметр	ОБ	ОЭ	ОК
h_{11}	$r_{э\text{ п}} + (1 - \alpha) r_{кб}$	$r_{кб} + \frac{r_{э\text{ п}}}{1 - \alpha}$	$r_{кб} + \frac{r_{э\text{ п}}}{1 - \alpha}$
h_{12}	$\frac{r_{кб}}{r_{кб}}$	$\frac{r_{э\text{ п}}}{(1 - \alpha) r_{кб}}$	1
h_{21}	$-\alpha$	$\frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$-\frac{1}{1 - \alpha}$
h_{22}	$\frac{1}{r_{кб}}$	$\frac{1}{(1 - \alpha) r_{кб}}$	$\frac{1}{(1 - \alpha) r_{кб}}$
$z_{11(\text{н})}$	$r_{кб} + \frac{r_{э\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$	$r_{кб} + \frac{r_{э\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$	$r_{кб} + \frac{r_{к\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$
$z_{12(\text{н})}$	$r_{кб} + \frac{d_I r_{э\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$	$\frac{(1 - \alpha_I) r_{э\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$	$\frac{(1 - \alpha) r_{к\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$
$z_{21(\text{н})}$	$r_{кб} + \frac{\alpha r_{к\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$	$\frac{r_{э\text{ п}} - \alpha r_{к\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$	$\frac{r_{к\text{ п}} - \alpha_I r_{э\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$
$z_{22(\text{н})}$	$r_{кб} + \frac{r_{к\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$	$\frac{(1 - \alpha_I) r_{э\text{ п}} + (1 - \alpha) r_{к\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$	$\frac{(1 - \alpha_I) r_{э\text{ п}} + (1 - \alpha) r_{к\text{ п}}}{1 - \alpha\alpha_I}$
$y_{11(\text{о})}$	$\frac{1}{r_{эб}}$	$\frac{1}{r_{кб}} + \frac{1}{r_{эб}}$	$\frac{1}{r_{кб}} + \frac{1}{r_{эб}}$
$y_{12(\text{о})}$	0	$-\frac{1}{r_{кб}}$	$-\frac{1}{r_{эб}}$
$y_{21(\text{о})}$	0	$-\frac{1}{r_{кб}}$	$-\frac{1}{r_{эб}}$
$y_{22(\text{о})}$	$\frac{1}{r_{кб}}$	$\frac{1}{r_{кб}}$	$\frac{1}{r_{эб}}$

Кусочно-линейная модель отражает поведение транзистора в нескольких областях его работы. Наиболее характерные нелинейные режимы типовых подсхем ОУ связаны с тем, что в течение переходного процесса транзисторы переходят из активной области работы (первый линейный участок 1, рис. 2-4) в область отсечки или насыщения (второй участок 2). Для ряда схем ОУ типовым режимом работы транзистора является переход из режима началь-

ного смещения, соответствующего отсечке (первый участок), в активную область (второй участок). В этих случаях для построения полной кусочно-линейной модели необходимо вводить автономные параметры для второго участка, на котором резко меняются свойства транзистора.

Определение автономных параметров транзистора можно осуществить двумя путями. Первый путь связан с использованием уравнений (2-7). Для получения необходимых результатов требуется найти значения неавтономных параметров на выделенных участках работы транзистора (табл. 2-2), а также граничные координаты первого линейного участка. Эти координаты можно отыскать на основании известных значений переменных для принятых условий линеаризации p — n -переходов (рис. 2-4, $U_{ЭБ}^0$, $U_{ЭБ}^*$, $U_{КБ}^0$, $U_{КБ}^*$, $I_{Э.п.}^0$, $I_{К.п.}^0$). Значения граничных координат в ряде случаев могут зависеть от нагрузки транзистора со стороны входа и выхода. Однако ввиду того, что характеристики второго участка, как правило, выбираются независимо от граничных координат первого, автономные параметры могут определяться в произвольных режимах входных и выходных цепей транзистора, если при этом возможен рассматриваемый режим.

Второй путь отыскания автономных параметров транзистора основан на пересчете автономных параметров кусочно-линейных двухполюсников, входящих в его модель, в соответствующие параметры транзистора. Таким образом, в этом случае автономные параметры транзистора являются функциями независимых источников — автономных параметров p — n -переходов (двухполюсников), переходящих под воздействием входных сигналов из одной области работы в другую. Из выражений (2-7) следует, что

$$\left. \begin{aligned} l_{w1(i)} &= q_{1(i)} \big|_{x_{1(i)}=0, x_{2(i)}=0} = f_1(l_{w(i)-1}, l_{w(i)-2}, \dots, l_{w(i)-n}), \\ l_{w2(i)} &= q_{2(i)} \big|_{x_{1(i)}=0, x_{2(i)}=0} = f_2(l_{w(i)-1}, l_{w(i)-2}, \dots, l_{w(i)-n}), \end{aligned} \right\} \quad (2-18)$$

где $l_{w(i)-j}$, $j = 1, \dots, n$ — автономные параметры j -го двухполюсника.

Оба пути определения автономных параметров транзистора можно распространить и на произвольный многополюсник. Основным следует принять второй путь нахождения автономных параметров, который не требует отыскания граничных координат и сравнительно просто приводит к конечному результату даже при большом числе выделенных линейных участков.

Рассмотрим пример первого пути определения автономных параметров p — n — p -транзистора в схеме с общей базой при его переходе из активной области работы (первый участок) в область отсечки (второй участок). Будем искать автономные параметры транзистора на втором участке в системе

y -параметров. Тогда в соответствии с уравнениями (2-7) имеем:

$$\left. \begin{aligned} i_{1(2)} &= y_{116(2)} u_{1(2)} + y_{126(2)} u_{2(2)} + j_{y16(2)}, \\ i_{2(2)} &= y_{216(2)} u_{1(2)} + y_{226(2)} u_{2(2)} + j_{y26(2)}, \\ j_{y16(2)} &= (y_{116(1)} - y_{116(2)}) u_{1гр(1)} + (y_{126(1)} - y_{126(2)}) u_{2гр(1)}, \\ j_{y26(2)} &= (y_{216(1)} - y_{216(2)}) u_{1гр(1)} + (y_{226(1)} - y_{226(2)}) u_{2гр(1)}. \end{aligned} \right\} \quad (2-19)$$

Для упрощения отыскания автономных параметров считаем, что транзистор работает в режиме короткого замыкания на выходе, т. е. $u_{2гр(1)} = 0$. Из уравнений трехполюсника для первого участка при $y_{126(1)} = y_{226(1)} \approx 0$ следует, что

$$u_{1гр(1)} \approx \frac{i_{1гр(1)}}{y_{116(1)}} \approx \frac{I_{\Delta}^0}{y_{116(1)}} = -h_{116(1)} I_{\Delta}^0. \quad (2-20)$$

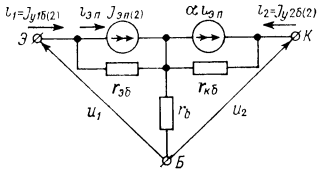


Рис. 2-5. Эквивалентная схема для определения автономных параметров транзистора в области отсечки

В выражении (2-20) при определении граничной координаты используется допущение о равенстве нулю тока эмиттера в области отсечки. Подставив (2-20) в (2-19), получим, что при $y_{116(1)} \gg y_{116(2)}$, $y_{216(1)} \gg y_{216(2)}$ автономные параметры равны следующим величинам:

$$\begin{aligned} j_{y16(2)} &\approx y_{116(1)} u_{1гр(1)} \approx -I_{\Delta}^0, \quad j_{y26(2)} \approx y_{216(1)} u_{1гр(1)} = \\ &= \frac{h_{216(1)}}{h_{116(1)}} u_{1гр(1)} \approx \alpha I_{\Delta}^0. \end{aligned} \quad (2-21)$$

Аналогичные результаты можно получить при использовании второго пути отыскания автономных параметров транзистора для второго выделенного участка. Эквивалентная схема, необходимая для определения $j_{y16(2)}$ и $j_{y26(2)}$, приведена на рис. 2-5. В этой схеме эмиттерный $p-n$ -переход представлен схемой замещения в соответствии с уравнением (2-12) с изменением обозначения $j_{д(2)}$ на $j_{эп(2)} \approx -I_{\Delta}^0$. Из уравнений (2-19) следует, что

$$j_{y16(2)} = i_1|_{u_1=u_2=0}, \quad j_{y26(2)} = i_2|_{u_1=u_2=0}. \quad (2-22)$$

Анализ эквивалентной схемы рис. 2-5 при условиях (2-22) и $r_б \ll r_{эб}$, $r_{кб}$ приводит к результатам, отраженным формулами (2-21).

В табл. 2-3 приведены приближенные выражения автономных параметров биполярных транзисторов в различных схемах включения на вторых участках. Выражения соответствуют переходу транзистора из начального активного режима в режимы отсечки ($j_{y1(a.o.)}$, $j_{y2(a.o.)}$) и насыщения ($e_{z1(a.n.)}$, $e_{z2(a.n.)}$), а также переходу транзистора из области отсечки в активный режим ($e_h(o.a.)$, $i_h(o.a.)$). Если считать координаты I_{Δ}^0 , $U_{кб}^0$, $U_{эб}^0$, $U_{кб}^*$, $U_{эб}^*$ положительными величинами, то соотношения табл. 2-3 справедливы для транзисторов типа $p-n-p$. Те же выражения, но с противоположным знаком, определяют автономные параметры $n-p-n$ -транзисторов. Автономные параметры представлены в удобной для анализа системе параметров, так как они не устремляются к бесконечно большим величинам при максимальной идеализации кусочно-линейной модели транзистора ($r_{эп} \rightarrow 0$, $r_{кп} \rightarrow 0$; $r_{эб} \rightarrow 0$, $r_{кб} \rightarrow \infty$). Последнее обстоятельство позволяет эффективно использовать такую идеализацию в приближенных расчетах сложных схем.

Таблица 2-3

Автономные параметры для трех схем включения транзистора

Параметр	ОБ	ОЭ	ОК
$i_{y1}(\text{а.о})$	$-I_{\text{Э}}^0$	$(1-\alpha) I_{\text{Э}}^0$	$(1-\alpha) I_{\text{Э}}^0$
$i_{y2}(\text{а.о})$	$\alpha I_{\text{Э}}^0$	$\alpha I_{\text{Э}}^0$	$-I_{\text{Э}}^0$
$e_{z1}(\text{а.н})$	0	0	$-(U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*)$
$e_{z2}(\text{а.н})$	$U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*$	$U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*$	$-(U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*)$
$e_h(\text{о.а})$	$U_{\text{ЭБ}}^0 + U_{\text{ЭБ}}^*$	$-(U_{\text{ЭБ}}^0 + U_{\text{ЭБ}}^*)$	$-(U_{\text{ЭБ}}^0 + U_{\text{ЭБ}}^*)$
$i_h(\text{о.а})$	0	0	0

6. Типовые подсхемы

Для проведения анализа переходных процессов транзисторных ОУ, работающих в режиме динамической перегрузки, необходимо ввести кусочно-линейные модели типовых подсхем усилителя.

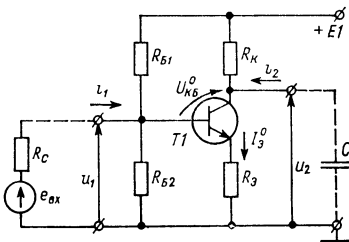


Рис. 2-6. Каскад на основе включения транзистора по схеме с общим эмиттером

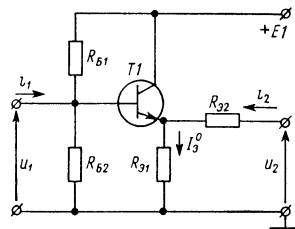


Рис. 2-7. Эмиттерный повторитель

В основу построения этих моделей может быть положена рассмотренная ранее математическая модель биполярного транзистора, представленного в различных режимах его работы автономным трехполюсником.

Как уже указывалось, основной путь отыскания автономных параметров начальных условий кусочно-линейных подсхем заключается в пересчете известных автономных параметров транзисторов. Из уравнений многополюсника (2-7) следует, что режимы опреде-

ления его автономных параметров соответствуют равенству нулю основных переменных. Поэтому, рассматривая автономные параметры транзистора как независимые источники, можно определить значения второстепенных переменных схем — автономных многополюсников и тем самым найти автономные параметры этих подсхем.

На рис. 2-6 — 2-9 представлены некоторые типовые подсхемы ОУ. Рассмотрим их кусочно-линейные модели, предполагая, что под воздействием входных сигналов транзисторы этих подсхем могут выходить из активного режима работы.

Для схемы, приведенной на рис. 2-6, характерны два основных режима работы. При отрицательных приращениях напряжения u_1 транзистор может переходить из начального активного режима

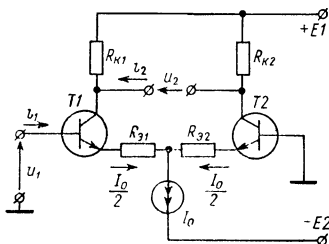


Рис. 2-8. Дифференциальный каскад с симметричным выходом

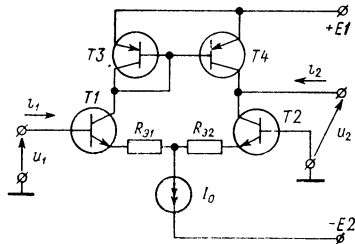


Рис. 2-9. Дифференциальный каскад с активной нагрузкой

работы в область отсечки, а при положительных — в область насыщения. Таким образом, первый участок работы подсхемы соответствует активному режиму транзистора, второй — его отсечке. Участок насыщения 2' (рис. 2-1), если отсчет переменных вести от начального активного режима подсхемы, выделяется в дальнейших математических выкладках дополнительным верхним индексом-штрихом. Определим приближенные выражения для автономных и неавтономных h -параметров подсхемы при работе транзистора в активном режиме ($h_{ij(1)}$), а также в режимах отсечки ($h_{ij(2)}$, $e_{h(2)}$, $i_{h(2)}$) и насыщения ($h'_{ij(2)}$, $e'_{h(2)}$, $i'_{h(2)}$). При записи некоторых конечных результатов используются соотношения табл. 2-2.

Неавтономные параметры на выделенных участках соответствуют следующим приближенным выражениям:

$$\left. \begin{aligned} h_{11(1)} &\approx \frac{R_B(R_{\Sigma} + h_{116})}{R_{\Sigma} + h_{116} + (1 + h_{216})R_B} \approx R_B, \quad h_{12(1)} \approx 0, \\ h_{21(1)} &\approx -\frac{h_{216}R_B}{R_{\Sigma} + h_{116} + (1 + h_{216})R_B} \approx \frac{R_B}{R_{\Sigma}}, \quad h_{22(1)} \approx Y_K; \\ h_{11(2)} &\approx R_B, \quad h_{21(2)} = h_{12(2)} \approx 0, \quad h_{22(2)} \approx Y_K; \\ h'_{11(2)} &\approx r_6 + \frac{r_{к.п}}{1 - \alpha\alpha_I}, \quad h'_{21(2)} \approx -1, \quad h'_{12(2)} \approx 1, \\ h'_{22(2)} &\approx Y_B + Y_{\Sigma} + Y_K, \end{aligned} \right\} \quad (2-23)$$

где h_{ij6} — h -параметры транзистора для схемы с общей базой при активном режиме его работы; $R_B = R_{B1} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$.

При выводе соотношений (2-23) использовались следующие допущения: $h_{126} \approx 0$, $h_{226} \approx 0$; $y_{ij6(0)} \approx 0$; R_{Ω} , R_B , $R_K \gg z_{ij\Omega(н)}$ (табл. 2-2).

Автономные параметры подсхемы на втором участке определяются в режимах холостого хода на ее входе и короткого замыкания на выходе:

$$e_{h(2)} = u_{1(2)} |_{i_{1(2)}=0, u_{2(2)}=0}, \quad i_{h(2)} = i_{2(2)} |_{i_{1(2)}=0, u_{2(2)}=0}. \quad (2-24)$$

Нетрудно показать, что при указанных выше допущениях автономные параметры равны следующим значениям:

$$\left. \begin{aligned} e_{h(2)} = R_B (i_{y16(a.o)} + i_{y26(a.o)}) &\approx (1 - \alpha) R_B I_{\Omega}^0, \quad i_{h(2)} \approx \\ &\approx i_{y26(a.o)} \approx -\alpha I_{\Omega}^0; \\ e'_{h(2)} &\approx e_{z1\Omega(a.н)} - e_{z2\Omega(a.н)} \approx U_{KB}^0 + U_{KB}^*, \\ i_{h(2)} &\approx Y_B e_{z1\Omega(a.н)} - (Y_B + Y_{\Omega}) e_{z2\Omega(a.н)} \approx (Y_B + Y_{\Omega}) (U_{KB}^0 + \\ &\quad + U_{KB}^*), \end{aligned} \right\} \quad (2-25)$$

где $i_{y16(a.o)}$, $i_{y26(a.o)}$, $e_{z1\Omega(a.н)}$, $e_{z2\Omega(a.н)}$ — автономные параметры транзистора при его переходе из активного режима в область отсечки или насыщения (табл. 2-3); U_{KB}^0 , I_{Ω}^0 — координаты статического режима транзистора (рис. 2-6); U_{KB}^* — напряжение, характеризующее кусочно-линейную характеристику коллекторного p - n -перехода (рис. 2-4).

Важным остается также вопрос определения граничных координат, характеризующих переход подсхемы из одного режима работы в другой. В общем случае граничные координаты зависят от реальной нагрузки подсхемы и могут быть найдены только с ее учетом. Однако в некоторых частных задачах отыскание граничных значений переменных возможно на основе уравнений автономных параметров (2-7). Так, для режима отсечки транзистора в подсхеме (рис. 2-6)

$$\left. \begin{aligned} e_{h(2)} &= (h_{11(1)} - h_{11(2)}) i_{1rp(1)} + (h_{21(1)} - h_{12(2)}) u_{2rp(1)} \approx \\ &\approx (h_{11(1)} - h_{11(2)}) i_{1rp(1)}, \\ i_{h(2)} &= (h_{21(1)} - h_{21(2)}) i_{1rp(1)} + (h_{22(1)} - h_{22(2)}) u_{2rp(1)} \approx \\ &\approx h_{21(1)} i_{1rp(1)}. \end{aligned} \right\} \quad (2-26)$$

Из уравнений (2-26) с учетом реальных приближений можно определить граничное значение входного тока:

$$i_{1rp(1)} \approx \frac{e_{h(2)}}{h_{11(1)} - h_{11(2)}} = \frac{i_{h(2)}}{h_{21(1)}} = - \frac{R_{\Omega} + h_{116} + (1 + h_{216}) R_B}{R_B} I_{\Omega}^0, \quad (2-27)$$

— и далее входное граничное напряжение активного режима работы подсхемы:

$$u_{1\text{гр}(1)} = h_{11(1)} i_{1\text{гр}(1)} + h_{12(1)} u_{2\text{гр}(1)} \approx h_{11(1)} i_{1\text{гр}(1)} = -(h_{116} + R_{\text{Э}}) I_{\text{Э}}^0. \quad (2-28)$$

Если для активного участка работы транзистора принять

$$h_{116} \approx \frac{m_{\text{Э}} \varphi_T}{I_{\text{Э}}^0}, \quad (2-29)$$

то

$$u_{1\text{гр}(1)} = -(m_{\text{Э}} \varphi_T + R_{\text{Э}} I_{\text{Э}}^0). \quad (2-30)$$

Таким образом, при нулевом сопротивлении резистора $R_{\text{Э}}$ граничное напряжение активного участка работы подсхемы имеет сравнительно малое значение, лежащее в пределах $|u_{1\text{гр}(1)}| \approx \approx m_{\text{Э}} \varphi_T = 25 \div 50$ мВ; ($m_{\text{Э}} = 1 \div 2$). С увеличением сопротивления $R_{\text{Э}}$ абсолютное значение входного граничного напряжения возрастает пропорционально увеличению падения напряжения на этом резисторе в статическом режиме подсхемы.

При работе транзистора в режиме насыщения однозначно определить граничные координаты подсхемы без учета реальной нагрузки нельзя, так как

$$\left. \begin{aligned} e'_{h(2)} &\approx h_{11(1)} i'_{1\text{гр}(1)} - h'_{12(2)} u'_{2\text{гр}(1)}, \\ i'_{h(2)} &\approx h_{21(1)} i'_{1\text{гр}(1)} + (h_{22(1)} - h'_{22(2)}) u'_{2\text{гр}(1)}. \end{aligned} \right\} \quad (2-31)$$

Попытка найти граничные значения переменных $i'_{1\text{гр}(1)}$ и $u'_{2\text{гр}(1)}$ из этих уравнений приведет к неопределенности типа 0/0 или ∞/∞ .

Можно отыскать интересующие координаты, задавая определенный режим на выходе подсхемы. Для режима короткого замыкания на выходе имеем

$$\left. \begin{aligned} u'_{2\text{гр}(1)} &= 0, \quad i'_{1\text{гр}(1)} \approx \frac{e'_{h(2)}}{h_{11(1)}} = \frac{U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*}{R_{\text{Б}}}, \\ u'_{1\text{гр}(1)} &\approx h_{11(1)} i'_{1\text{гр}(1)} = U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*, \end{aligned} \right\} \quad (2-32)$$

а для режима холостого хода —

$$\left. \begin{aligned} i'_{2\text{гр}(1)} &= 0, \quad i'_{1\text{гр}(1)} \approx \frac{i'_{h(2)} h_{22(1)}}{h_{21(1)} h'_{22(2)} - h'_{21(2)} h_{22(1)}} = \frac{R_{\text{Э}} (U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*)}{R_{\text{Б}} (R_{\text{Э}} + R_{\text{К}})}, \\ u'_{1\text{гр}(1)} &\approx h_{11(1)} i'_{1\text{гр}(1)} = \frac{R_{\text{Э}} (U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*)}{R_{\text{Э}} + R_{\text{К}}}. \end{aligned} \right\} \quad (2-33)$$

Однако полученные значения переменных при расчете реальной схемы представляют малый интерес, так как они определяют только область значений входных сигналов, при которых происходит насыщение транзистора в рассматриваемой подсхеме.

Методику отыскания граничных координат в этом случае рассмотрим на примере схемы, приведенной на рис. 2-6, считая, что к ее выходу подключена емкостная нагрузка, а ко входу — источник сигнала с выходным сопротивлением R_C . Под действием входного сигнала ток i_1 меняется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} I_{1(1)}(s) &\approx \frac{(h_{22(1)} + sC) E_{BX}(s)}{(h_{11(1)} + R_C)(h_{22(1)} + sC) - h_{21(1)}h_{12(1)}} \approx \frac{E_{BX}(s)}{h_{11(1)} + R_C}, \\ i_{1(1)}(t) = f_1(t) &\approx \frac{e_{BX}(t)}{h_{11(1)} + R_C}. \end{aligned} \right\} \quad (2-34)$$

Если $e_{BX}(t)$ — известная произвольная функция времени, то в момент t_1 входной ток достигнет граничного значения, при котором транзистор переходит из активной области работы в режим насыщения, т. е.

$$i_{1(1)}(t_1) = i'_{1гр(1)} \approx \frac{e_{BX}(t_1)}{h_{11(1)} + R_C}. \quad (2-35)$$

Выходное напряжение схемы определяется следующим выражением:

$$U_{2(1)}(s) = - \frac{R_B R_K E_{BX}(s)}{R_{\Sigma}(R_B + R_C)(1 + \tau s)}, \quad \tau = R_K C, \quad (2-36)$$

— и после использования обратного преобразования Лапласа является известной функцией времени:

$$u_{2(1)}(t) = f_2(t), \quad u'_{2гр(1)} = f_2(t_1). \quad (2-37)$$

Итак, имеются три неизвестных: $i'_{1гр(1)}$, $u'_{2гр(1)}$, t_1 . Для их отыскания к уравнениям (2-35) и (2-37) необходимо присовокупить одно из уравнений (2-31). Решение данной системы уравнений позволяет найти неизвестные граничные координаты и время t_1 .

Пусть входной сигнал соответствует ступенчатой функции $e_{BX}(t) = E_{BX} 1(t)$. Тогда

$$\left. \begin{aligned} i_{1(1)}(t_1) = i'_{1гр(1)} &\approx \frac{E_{BX}}{h_{11(1)} + R_C} = \frac{E_{BX}}{R_B + R_C}, \\ u_{2(1)}(t_1) = u'_{2гр(1)} &\approx \frac{R_B R_K E_{BX}}{R_{\Sigma}(R_B + R_C)} \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}\right), \\ e'_{h(2)} &\approx h_{11(1)} i'_{1гр(1)} - h'_{12(2)} u'_{2гр(1)}. \end{aligned} \right\} \quad (2-38)$$

Из уравнений (2-38) нетрудно получить искомые значения переменных

$$\left. \begin{aligned} i'_{1гр(1)} &\approx \frac{E_{BX}}{R_B + R_C}, \quad u'_{2гр(1)} \approx R_B i'_{1гр(1)} - e'_{h(2)} = \\ &= \frac{R_B E_{BX}}{R_B + R_C} - (U_{KB}^0 + U_{KB}^*), \\ t_1 &= \tau \ln \left[1 + \frac{R_{\Sigma}(R_B + R_C) u'_{2гр(1)}}{R_B R_K E_{BX}} \right]^{-1} = \\ &= \tau \ln \left[1 + \frac{R_{\Sigma}}{R_K} - \frac{R_{\Sigma}(R_B + R_C)(U_{KB}^0 + U_{KB}^*)}{R_K R_B E_{BX}} \right]^{-1}. \end{aligned} \right\} \quad (2-39)$$

Далее можно получить условия наличия первого участка переходного процесса, на котором подсхема работает в активном режиме,

$$t_1 > 0 \text{ при } E_{\text{вх}} < \left(1 + \frac{R_C}{R_B}\right) (U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*), \quad (2-40)$$

а также второго, на котором происходит насыщение транзистора,

$$t_1 < \infty \text{ при } E_{\text{вх}} > \frac{R_{\text{Э}} (R_B + R_C) (U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*)}{R_B (R_{\text{Э}} + R_K)}. \quad (2-41)$$

При наличии обоих участков переходной характеристики должны выполняться оба неравенства.

Рассмотрим кусочно-линейные характеристики эмиттерного повторителя (рис. 2-7), выделяя два участка работы подсхемы. Первый участок соответствует активному режиму работы транзистора, второй — его отсечке при отрицательных полярностях приращения входного напряжения. Режим насыщения транзистора не характерен для данной подсхемы, так как коллекторное напряжение транзистора в статическом режиме, как правило, имеет большое значение. Неавтономные и автономные параметры для выделенных участков работы подсхемы определяются следующими приближенными выражениями:

$$\left. \begin{aligned} y_{11(1)} &\approx \frac{R_{\text{Э}} + h_{116} + (1 + h_{216}) R_B}{R_B (R_{\text{Э}} + h_{116})} \approx \frac{1}{R_B}, \\ y_{12(1)} &\approx -\frac{(1 + h_{216}) R_{\text{Э}}}{(R_{\text{Э}} + h_{116}) R_{\text{Э}2}}, \\ y_{21(1)} &\approx -\frac{R_{\text{Э}}}{(R_{\text{Э}} + h_{116}) R_{\text{Э}2}} \approx -\frac{1}{R_{\text{Э}2}}, \\ y_{22(1)} &\approx \frac{R_{\text{Э}1} + h_{116}}{(R_{\text{Э}1} + R_{\text{Э}2}) (R_{\text{Э}} + h_{116})} \approx \frac{1}{R_{\text{Э}2}}; \\ y_{11(2)} &\approx \frac{1}{R_B}, \quad y_{12(2)} = y_{21(2)} \approx 0, \quad y_{22(2)} \approx \frac{1}{R_{\text{Э}1} + R_{\text{Э}2}}, \\ j_{y1(2)} &\approx -(j_{y16(\text{а.о})} + j_{y26(\text{а.о})}) \approx -(1 - \alpha) I_{\text{Э}}^0, \\ j_{y2(2)} &\approx \frac{R_{\text{Э}1}}{R_{\text{Э}1} + R_{\text{Э}2}} j_{y16(\text{а.о})} \approx \frac{R_{\text{Э}1}}{R_{\text{Э}1} + R_{\text{Э}2}} I_{\text{Э}}^0; \\ R_B &= \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}, \quad R_{\text{Э}} = \frac{R_{\text{Э}1} R_{\text{Э}2}}{R_{\text{Э}1} + R_{\text{Э}2}}, \end{aligned} \right\} \quad (2-42)$$

где h_{ij6} — параметры транзисторов в схеме с общей базой при активном режиме его работы; $j_{y16(\text{а.о})}$, $j_{y26(\text{а.о})}$ — автономные параметры начальных условий транзистора в схеме с общей базой при его переходе из активной области работы в режим отсечки (табл. 2-3).

Входное граничное напряжение первого участка работы подсхемы можно найти лишь при задании дополнительных условий.

Если считать, что выходное напряжение подсхемы меняется слабо ($u_{2 \text{ гр } (1)} \approx 0$), то граничное напряжение активного режима работы подсхемы соответствует выражениям (2-28) и (2-30).

На рис. 2-8, 2-9 представлены примеры типовых схем входных дифференциальных каскадов (ДК) ОУ. В переходном режиме на входы ОУ могут поступать сигналы большого значения, что приводит к выходу транзисторов ДК из активной области работы. В этих каскадах при положительных входных напряжениях транзисторы $T2$ могут войти в режим отсечки. Дальнейшее увеличение входного сигнала может вывести транзистор $T1$ в режим насыщения. Однако этот режим в представленных модификациях дифференциальных каскадов встречается сравнительно редко, так как коллекторные напряжения транзисторов $T1$ и $T2$ в статическом режиме выбираются, как правило, достаточно высокими. При другой полярности входного напряжения ($u_1 < 0$) в режим отсечки могут войти транзисторы $T1$.

Рассмотрим приближенные кусочно-линейные модели типовых ДК (рис. 2-8, 2-9). Для положительной полярности приращения входного напряжения можно выделить два участка работы каскадов. Первый участок соответствует активному режиму работы транзисторов $T1$ и $T2$, второй — отсечке транзистора $T2$. Для выделенных участков эквивалентные y -параметры подсхем определяются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} y_{11(1)} = y_{11a(1)} &\approx \frac{1 + h_{216-1}}{h_{116-1} + h_{116-2} + R_{\Sigma}}, \\ y_{21(1)} &= \frac{y_{21a(1)}}{2} \approx \frac{1}{h_{116-1} + h_{116-2} + R_{\Sigma}}, \\ y_{12(1)} = y_{12a(1)} &\approx 0, R_{\Sigma} = R_{\Sigma 1} + R_{\Sigma 2}, \\ y_{22(1)} &\approx 0,5 Y_K \quad (Y_{K1} = Y_{K2} = Y_K), \\ y_{22a(1)} = Y_{\text{вых}(1)}; \quad y_{11(2)} = y_{11a(2)} = y_{12(2)} = y_{12a(2)} &\approx 0, \\ y_{22(2)} &\approx 0,5 Y_K, \quad y_{22a(2)} = Y_{\text{вых}(2)}; \\ j_{y1(2)} = j_{y1a(2)} &\approx (1 + h_{216-1}) j_{y16(a.o)} = (1 - \alpha_1) I_{\Sigma}^0, \\ j_{y2(2)} = -0,5 j_{y2a(2)} &\approx -0,5 (h_{216-1} j_{y16(a.o)} + j_{y26(a.o)}) \approx \\ &\approx I_{\Sigma}^0 = 0,5 I_0, \end{aligned} \right\} \quad (2-43)$$

где h_{ij6-k} ($k = 1, 2$) — h -параметры k -го транзистора при активном режиме его работы и включении по схеме с общей базой; $j_{y16(a.o)}$, $j_{y26(a.o)}$ — автономные параметры транзистора $T2$ в схеме с общей базой при его переходе из активного режима работы в область отсечки (табл. 2-3).

В выражениях (2-43) параметры, относящиеся к схеме ДК с активной нагрузкой (рис. 2-9), имеют дополнительный нижний ин-

декс «а». При выводе соотношений предполагалось, что y -параметры транзистора $T2$ в режиме отсечки близки к нулю, а параметры h_{126} , h_{226} транзисторов, работающих в активном режиме, достаточно малы и определяют лишь выходную проводимость дифференциального каскада с динамической нагрузкой.

Из выражений (2-43), считая $y_{22a(1)} = y_{22a(2)}$, можно оценить входное граничное напряжение активного участка работы обеих подсхем, а также граничное значение выходного тока в режиме короткого замыкания в выходной цепи ($u_2 = 0$):

$$\left. \begin{aligned} u_{1rp(1)} \approx u_{1rp.a(1)} &\approx \frac{i_{y1(2)}}{y_{11(1)}} = \frac{i_{y2(2)}}{y_{21(1)}} \approx (h_{116-1} + h_{116-2} + R_{\Xi}) I_{\Xi}^0, \\ i_{2rp(1)} \approx -0,5 i_{2rp.a(1)} &\approx y_{21(1)} u_{1rp(1)} \approx I_{\Xi}^0, \quad I_{\Xi}^0 = 0,5 I_0. \end{aligned} \right\} \quad (2-44)$$

Для отрицательной полярности входного напряжения, кроме активного режима работы подсхем (первый участок), возможна отсечка транзистора $T1$ (второй участок). Приближенные выражения для неавтономных параметров на обоих участках определяются выражениями (2-43). Автономные параметры для второго участка ($u_1 < 0$) становятся следующими:

$$\left. \begin{aligned} j'_{y1(2)} \approx j'_{y1a(2)} &\approx -(j_{y16(a.o)} + j_{y26(a.o)}) = -(1 - \alpha_1) I_{\Xi}^0, \\ j'_{y2(2)} \approx -0,5 j'_{y2a(2)} &\approx 0,5 (h_{216-2} j_{y16(a.o)} + j_{y26(a.o)}) \approx -I_{\Xi}^0. \end{aligned} \right\} \quad (2-45)$$

Из полученных выражений нетрудно оценить граничные координаты первого участка для рассматриваемой полярности входного сигнала:

$$\left. \begin{aligned} u'_{1rp(1)} \approx u'_{1rp.a(1)} &\approx -u_{1rp(1)} \approx -u_{1rp.a(1)}, \\ i'_{2rp(1)} \approx -i_{2rp(1)}, \quad i'_{2rp.a(1)} &\approx -i_{2rp.a(1)}. \end{aligned} \right\} \quad (2-46)$$

Проведенное рассмотрение в основном затрагивало методику определения автономных параметров начальных условий и граничных координат типовых подсхем ОУ. Из представленных результатов анализов кусочно-линейных моделей подсхем также ясно, что они могут терять свои усилительные свойства при сравнительно небольших входных сигналах.

2-3. Диапазон активной работы дифференциальных каскадов

Одной из основных характеристик, оказывающих существенное влияние на быстродействие ОУ, является диапазон активной работы усилительных каскадов. Этот диапазон определяется предельными уровнями изменения входных или выходных координат, при которых каскады сохраняют свои усилительные свойства. Поскольку в одноканальных транзисторных ОУ режим «большого сигнала», как правило, связан с динамической перегрузкой входных

ДК, то целесообразно подробно остановиться на рассмотрении диапазона активной работы таких каскадов.

В предыдущем разделе были введены кусочно-линейные математические модели некоторых ДК (рис. 2-8, 2-9). Однако важность свойств каскадов данного класса в режимах «большого сигнала» требует детального анализа их характеристик прямой передачи сигнала и более обстоятельного обсуждения схемотехнических направлений, приводящих к расширению диапазона активной работы ДК.

Характеристика прямой передачи входного напряжения $i_2 = f(u_1)$ для параллельно-балансных каскадов (рис. 2-8, 2-9, $R_{Э1} = R_{Э2} = 0$) на основании нелинейной модели транзисторов Эберса — Молла определяется следующим приближенным выражением:

$$i_2 \approx n_1 I_0 \frac{\exp\left(\frac{u_1}{m\Phi_T}\right) - 1}{\exp\left(\frac{u_1}{m\Phi_T}\right) + 1} = n_1 I_0 \operatorname{th} \frac{u_1}{2m\Phi_T}, \quad (2-47)$$

где $n_1 = 0,5$ — для схемы рис. 2-8; $n_1 = -1$ — для схемы рис. 2-9.

Уравнение (2-47) получено при допущениях, что транзисторы $T1$ и $T2$ не входят в режим насыщения и их характеристики идентичны, а коэффициенты передачи по току этих транзисторов в схеме с общей базой и подсхемы динамической нагрузки близки по модулю к единице.

Характеристика, соответствующая выражению (2-47) при $n_1 = 0,5$, $I_0 = 1$ мА, $m_3 = 1$, представлена на рис. 2-10 (кривая I). Крутизна характеристики вблизи нулевого значения входного сигнала принимает следующее значение:

$$y_{21(1)} = \operatorname{tg} \gamma = \left. \frac{di_2}{du_1} \right|_{u_1=0} = \frac{n_1 I_0}{2m\Phi_T}. \quad (2-48)$$

При входных напряжениях $|u_1| > 2m_3\Phi_T$ приращения выходного тока достигают своих экстремальных положительных и отрицательных уровней ($\pm n_1 I_0$) и перестают зависеть от изменения входных сигналов. Эти режимы соответствуют отсечке транзисторов $T1$ или $T2$ ДК. Таким образом, можно выделить три участка работы каскада, а кривую I аппроксимировать тремя отрезками прямых — 1 , 2 , $2'$, как показано на рис. 2-10 (кривая II). Наклон

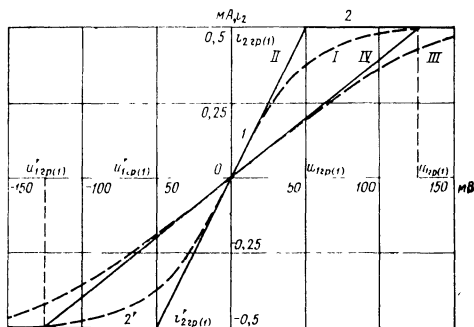


Рис. 2-10. Характеристики прямой передачи входного напряжения дифференциального каскада. Кривые I , II построены для $R_{Э} = 0$, кривые III , IV — для $R_{Э} = 150$ Ом

первого участка соответствует крутизне, определенной выражением (2-48). Из приведенной кусочно-линейной характеристики следует, что входные граничные напряжения активной области работы каскадов по абсолютному значению близки друг к другу:

$$-u'_{1\text{ гр}(1)} = u_{1\text{ гр}(1)} \approx \frac{n_1 I_0}{y_{21(1)}} = 2m_\Phi \Phi_T. \quad (2-49)$$

Отметим, что входное граничное напряжение $u_{1\text{ гр}(1)}$, — это такое приращение напряжения на входе каскада, при котором один из его транзисторов выходит на границу активной области работы. Из (2-49) следует, что для рассматриваемых ДК граничные напряжения не зависят от статического режима работы транзисторов и имеют значения, лежащие в пределах 50—100 мВ при $T = 20^\circ \text{C}$ ($m_\Phi = 1 \div 2$; $\Phi_T \approx 25$ мВ).

Те же результаты несколько отличным путем получены в предыдущем разделе. Так, если на первый линейный участок работы ДК распространить малосигнальные значения h -параметров транзисторов $T1$ и $T2$

$$h_{116-1} \approx h_{116-2} \approx \frac{m_\Phi \Phi_T}{I_\Phi^0} = \frac{2m_\Phi \Phi_T}{I_0}, \quad (2-50)$$

то выражения (2-44), (2-46) для входных граничных координат по напряжению станут аналогичными (2-49) ($R_\Phi = 0$).

Входные граничные напряжения дифференциального каскада на составных транзисторах (рис. 2-11) также определяются (2-49)

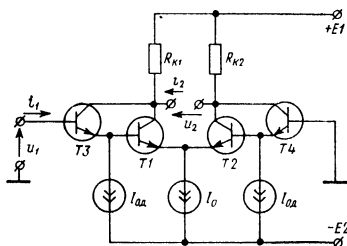


Рис. 2-11. Дифференциальный каскад на составных транзисторах

при условии, что $I_{0д} \gg I_{Б1}^0$, $I_{0д} \gg I_{Б2}^0$. Если задающие генераторы тока отсутствуют, то абсолютные значения входных граничных напряжений удваиваются по сравнению с граничными координатами каскадов, приведенных на рис. 2-8, 2-9.

Простейший способ расширения диапазона активной работы ДК на биполярных транзисторах состоит в искусственном снижении крутизны его характеристики прямой передачи входного напряжения. При введении резисторов в эмиттерные цепи транзисторов ДК (рис. 2-8, 2-9) крутизна этой характеристики падает, а входные граничные напряжения возрастают пропорционально падению напряжения на этих резисторах в статическом режиме:

$$\left. \begin{aligned} y_{21(1)} &\approx \text{tg } \gamma \approx \frac{n_1 I_0}{2m_\Phi \Phi_T + R_\Phi I_0}, \quad R_\Phi = R_{\Phi 1} + R_{\Phi 2}, \\ -u'_{1\text{ гр}(1)} &= u_{1\text{ гр}(1)} \approx 2m_\Phi \Phi_T + 0,5R_\Phi I_0. \end{aligned} \right\} \quad (2-51)$$

Выражениям (2-51) соответствует кривая IV (рис. 2-10), построенная при тех же условиях аппроксимации, что и кривая II ($R_\Phi = 150$ Ом).

Указанный способ расширения диапазона активной работы ДК сравнительно прост, но обладает рядом существенных недостатков. Основные из них заключаются в том, что при использовании рассмотренного способа пропорционально увеличению абсолютных значений входных граничных напряжений ухудшаются важнейшие малосигнальные параметры каскадов: коэффициент усиления входного напряжения K_U , коэффициент ослабления входных синфазных напряжений $K_{ос. сф}$, коэффициенты влияния напряжений источников питания на качественные показатели каскада. Так, для ДК с симметричным выходом (рис. 2-8) коэффициенты K_U и $K_{ос. сф}$ могут быть представлены в виде следующих функций граничного напряжения:

$$K_U \approx \frac{I_0}{2u_{гр(1)}} \frac{R_{K1} + R_{K2}}{1 + (R_{K1} + R_{K2})Y_H},$$

$$K_{ос. сф}^{-1} \approx h_{126-1} - h_{126-2} + \frac{2u_{гр(1)}}{I_0} \frac{R_{K1}h_{226-1} - R_{K2}h_{226-2}}{R_{K1} + R_{K2}} + \\ + \frac{Y_0 u_{гр(1)}}{I_0} \left(\frac{R_{Э1} - R_{Э2}}{R_{Э1} + R_{Э2}} + \frac{h_{116-1} - h_{116-2}}{h_{116-1} + h_{116-2}} + \frac{h_{216-1}R_{K1} - h_{216-2}R_{K2}}{R_{K1} + R_{K2}} \right),$$

где h_{ij6-1} , h_{ij6-2} — h -параметры транзисторов $T1$ и $T2$ в схеме с общей базой; Y_0 — выходная проводимость генератора тока I_0 ; Y_H — проводимость нагрузки.

Введение в каскад (рис. 2-8) резисторов $R_{Э1}$, $R_{Э2}$ приводит к существенному возрастанию составляющих дрейфа э. д. с. смещения, обусловленных влиянием второго каскада ОУ, а также нестабильности тока источника I_0 . При этом появляются дополнительные составляющие температурного дрейфа, связанные с разбросом температурных коэффициентов сопротивлений резисторов $R_{Э1}$ и $R_{Э2}$:

$$\frac{\Delta E_{см}}{\Delta T} \approx 0,5 (u_{гр(1)} - 2m_{Э}\Phi_T) \left(\frac{\Delta R_{Э1}}{R_{Э1}\Delta T} - \frac{\Delta R_{Э2}}{R_{Э2}\Delta T} \right);$$

увеличивается дрейф, обусловленный разбросом температурных коэффициентов сопротивлений резисторов нагрузки,

$$\frac{\Delta E_{см}}{\Delta T} \approx 0,5 u_{гр(1)} \left(\frac{\Delta R_{K1}}{R_{K1}\Delta T} - \frac{\Delta R_{K2}}{R_{K2}\Delta T} \right);$$

возрастает степень влияния нестабильности источников питания на э. д. с. смещения:

$$\frac{\Delta E_{см}}{\Delta E_1} \approx h_{126-1} - h_{126-2} + \frac{2u_{гр(1)}}{I_0} \frac{R_{K1}h_{226-1} - R_{K2}h_{226-2}}{R_{K1} + R_{K2}}, \\ \frac{\Delta E_{см}}{\Delta E_2} \approx \frac{Y_0 u_{гр(1)}}{I_0} \left(\frac{h_{216-1}R_{K1} - h_{216-2}R_{K2}}{R_{K1} + R_{K2}} + \frac{R_{Э1} - R_{Э2}}{R_{Э1} + R_{Э2}} + \right. \\ \left. + \frac{h_{116-1} - h_{116-2}}{h_{116-1} + h_{116-2}} \right).$$

Кроме этого, из-за технологических ограничений на номиналы сопротивлений резисторов данный способ повышения входных граничных напряжений оказывается практически непригодным для микромощных полупроводниковых ОУ, а также для тех усилителей, входные каскады которых работают в режиме микротоков.

Достаточно широкое распространение в ОУ получили входные каскады на полевых транзисторах. Если в качестве транзисторов $T1$ и $T2$ (рис. 2-8, 2-9) используются полевые транзисторы с управляющим p — n -переходом, то нетрудно показать, что входные граничные напряжения определяются следующим выражением:

$$u_{\text{гр (1)}} = -u'_{\text{гр (1)}} \approx U_{\text{зи. отс}} \sqrt{\frac{I_0}{2I_{\text{с. нач}}}}, \quad (2-52)$$

где $I_{\text{с. нач}}$ — начальный ток стока; $U_{\text{зи. отс}}$ — напряжение между затвором и истоком, соответствующее отсечке.

При выводе (2-52) предполагалось, что полевые транзисторы работают в области насыщения тока стока и их проходные характеристики соответствуют квадратичной зависимости:

$$I_{\text{с}} \approx I_{\text{с. нач}} \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи. отс}}} \right)^2.$$

Абсолютные значения входных граничных напряжений ДК на полевых транзисторах, как правило, значительно выше, чем у аналогичных каскадов на биполярных транзисторах. Например, при $I_0 = 0,8$ мА, $I_{\text{с. нач}} = 0,8$ мА, $U_{\text{зи. отс}} = 1,2$ В удастся получить граничные напряжения примерно 0,8 В. Это значение более чем на порядок превышает граничные напряжения каскадов (рис. 2-8, 2-9) на биполярных транзисторах при нулевых эмиттерных сопротивлениях $R_{\text{э1}}$ и $R_{\text{э2}}$. Выбор типа полевого транзистора с большим напряжением отсечки позволяет повышать абсолютные значения входных граничных напряжений ДК. Однако входной каскад ОУ, построенный на таких транзисторах, как правило, имеет низкие усилительные свойства, что повышает требования к температурной стабильности последующих каскадов.

В настоящее время большое внимание уделяется созданию микромощных ОУ. При работе полевых транзисторов в области малых токов их усилительные свойства значительно ухудшаются, диапазон активной работы каскадов становится более узким. При токах $I_0 < 8m_3^2\varphi_T^2 I_{\text{с. нач}} / U_{\text{зи. отс}}^2$ такой каскад уже не имеет преимуществ по уровням входных граничных напряжений перед аналогичным каскадом на биполярных транзисторах. Таким образом, входные каскады на полевых транзисторах, работающих в режимах малых токов, также нуждаются в разработке схемотехнических методов расширения диапазона активной работы.

Известны схемы входных каскадов на биполярных транзисторах, обладающие расширенным диапазоном активной работы. В работе [21] приведена схема ДК (рис. 2-12), выполненного на

транзисторах разного типа проводимости. Каскад имеет входные граничные напряжения, по абсолютному значению превышающие полтора вольта. Однако существенный недостаток этого и подобных ему каскадов состоит в том, что повышение уровней граничных

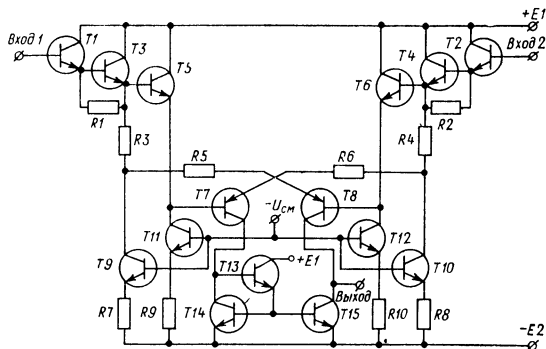


Рис. 2-12. Дифференциальный каскад с расширенным диапазоном активной работы

напряжений достигается за счет значительного усложнения схемы. Введение в схему ДК большого числа дополнительных элементов неизбежно ведет к ухудшению его статических характеристик. Так, температурный дрейф э. д. с. смещения этого каскада зависит более чем от двадцати элементов. Это создает известные трудности при его минимизации.

Таким образом, широкий диапазон активной работы и высокие показатели по статическим характеристикам — суть противоречивые требования, предъявляемые к типовым ДК. Это противоречие не может быть устранено при построении входных каскадов ОУ в рамках традиционных схемных решений.

Наиболее эффективный способ расширения диапазона активной работы входных каскадов ОУ состоит во введении в базовые схемы ДК (рис. 2-8, 2-9, 2-11) ряда дополнительных элементов, которые не влияют на характеристики каскада в режиме «малого сигнала», но начинают активно работать при динамической перегрузке базовых схем. В ОУ с такими входными каскадами, которые в дальнейшем будем называть квазилинейными, удастся получить совокупность высоких качественных показателей по быстродействию и статическим характеристикам.

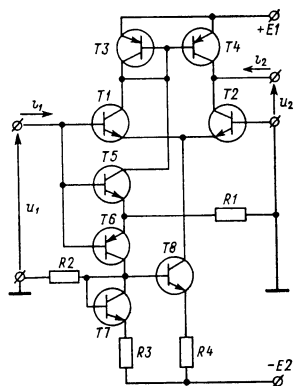


Рис. 2-13. Квазилинейный дифференциальный каскад

Рассмотрим пример схемы квазилинейного ДК (рис. 2-13, где $T5$, $T6$, $R1$ — дополнительные элементы). Возможность такого построения каскада обусловлена наличием зоны нечувствительности у входной характеристики биполярных транзисторов, которая, как указывалось, для кремниевых транзисторов лежит в пределах 0,4—0,5 В. Поэтому при малых уровнях входного дифференциального сигнала u_1 транзисторы $T5$, $T6$ находятся в обесточенном режиме и почти не оказывают влияния на работу базового ДК. Все приращение выходного тока обеспечивается за счет перераспределения коллекторных токов транзисторов $T1$ и $T2$. При входных напряжениях $|u_1| > u_{1\text{гр}(1)} \approx 2m_3\varphi_T = 50 \div 100$ мВ один из транзисторов $T1$ или $T2$ входит в режим отсечки, и дальнейшее приращение тока на выходе обеспечивается введенными в схему дополнительными элементами.

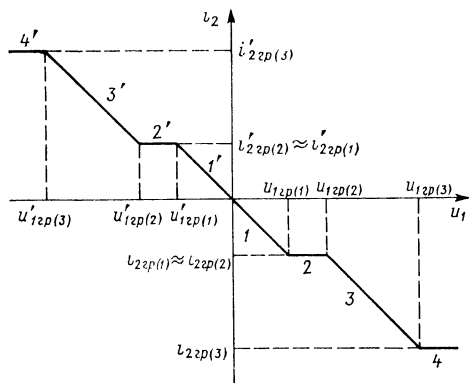


Рис. 2-14. Кусочно-линейная характеристика прямой передачи квазилинейных дифференциальных каскадов

Пусть на вход каскада приходит большой сигнал положительной полярности ($u_1 > 0,4 \div 0,5$ В). В этом случае транзистор $T5$ входит в активный режим работы, и появляется ток в его коллекторной цепи. Этот ток передается через повторитель тока в выходную цепь и может в десятки и сотни раз превышать рабочие токи транзисторов $T1$, $T2$.

Если база транзистора $T1$ получает большое отрицательное приращение входного напряжения, то появляется коллекторный ток у транзистора $T6$, возрастает коллекторный ток транзистора $T2$, который увеличивает выходной ток каскада.

Исходя из описания принципа работы квазилинейного каскада, следует, что его характеристика прямой передачи входного напряжения имеет характерную зону нечувствительности при уровнях входного сигнала в несколько сотен милливольт. Это связано с тем, что входные граничные напряжения базовых схем, как правило, меньше пороговых напряжений эмиттерных переходов ($U_{ЭБ}^*$) дополнительных транзисторов $T5$ и $T6$. Поэтому характеристике передачи большинства известных схем квазилинейных входных каскадов ОУ, подробно рассматриваемых в § 3-1, можно аппроксимировать отрезками прямых в соответствии с рис. 2-14 (участки 2, 2' — зоны нечувствительности каскада). Для некоторых схем квазилинейных каскадов (например, рис. 2-13) участки 4 и 4' можно исключить из рассмотрения, поскольку для них максимальное входное напряжение меньше граничного.

В связи с изложенным принципом работы квазилинейного ДК (рис. 2-13) сравнительно просто построить его приближенную кусочно-линейную математическую модель, которая для отрицательной и положительной полярностей входного напряжения включает по три линейных участка работы. Первый и второй участки характеризуются уже рассмотренными выражениями (2-43) — (2-46) и соответствуют работе базового ДК (рис. 2-9) в активной области и в режиме отсечки одного из транзисторов $T1$ или $T2$. На третьем участке для положительной и отрицательной полярностей изменения входного напряжения совокупность автономных и неавтономных параметров, а также граничных координат выглядит следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} y_{11a(3)} &\approx \frac{1 + h_{216-5}}{h_{116-5} + R_1}, \quad y_{21a(3)} \approx -\frac{1}{h_{116-5} + R_1}, \quad y_{12a(3)} \approx 0, \\ y_{22a(3)} &= Y_{\text{вых}(3)}, \quad j_{y1a(3)} \approx j_{y1a(2)} + \frac{1 + h_{216-5}}{h_{116-5} + R_1} e_{h6(o.a)-5}, \\ j_{y2a(3)} &\approx j_{y2a(2)} - \frac{e_{h6(o.a)-5}}{h_{116-5} + R_1}, \quad u_{\text{гр. а}(2)} \approx U_{\text{ЭБ-5}}^0 + \\ &\quad + U_{\text{ЭБ-5}}^* \approx U_{\text{ЭБ-5}}^*, \\ i_{\text{гр. а}(2)} &\approx -I_0; \quad y'_{11a(3)} \approx \frac{1 + h_{216-6}}{h_{116-6} + R_1}, \quad Y'_{12a(3)} \approx 0, \\ y'_{21a(3)} &\approx -\frac{R_3}{R_4(h_{116-6} + R_1)}, \quad Y'_{22a(3)} = Y'_{\text{вых}(3)}, \\ j'_{y1a(3)} &\approx j'_{y1a(2)} - \frac{1 + h_{216-6}}{h_{116-6} + R_1} e_{h6(o.a)-6}, \\ j'_{y2a(3)} &\approx j_{y2a(2)} - \frac{R_3 e_{h6(o.a)-6}}{R_4(h_{116-6} + R_1)}, \\ u'_{\text{гр. а}(2)} &\approx -(U_{\text{ЭБ-6}}^0 + U_{\text{ЭБ-6}}^*) \approx -U_{\text{ЭБ-6}}^*, \quad i_{\text{гр. а}(2)} \approx I_0, \end{aligned} \right\} \quad (2-53)$$

где $h_{ij\ 6-k}$ — h -параметры k -го транзистора в схеме с общей базой; I_0 — коллекторный ток транзистора $T8$; $U_{\text{ЭБ-5}}^0$, $U_{\text{ЭБ-6}}^0$ — напряжения на эмиттерных переходах транзисторов $T5$ и $T6$ в статическом режиме ($U_{\text{ЭБ-5}}^0 = U_{\text{ЭБ-6}}^0 = 0$); $U_{\text{ЭБ-5}}^*$, $U_{\text{ЭБ-6}}^*$ — пороговые напряжения эмиттерных переходов транзисторов $T5$ и $T6$.

Приведенные выражения иллюстрируют основные моменты ранее изложенного качественного рассмотрения принципа работы квазилинейного каскада.

Возможности построения высококачественных входных каскадов ОУ на базе квазилинейных схем с широким диапазоном активной работы достаточно обширны и затрагивают практически все основ-

ные разновидности ДК. Принципы построения квазилинейных каскадов, изложенные выше, позволяют синтезировать схемы с высокими техническими характеристиками в режимах «малого и большого сигналов».

2-4. Переходные процессы одноканальных операционных усилителей

а. Усилители с типовыми входными каскадами

Для получения обобщенных результатов, которые можно отнести к большому числу разновидностей схем транзисторных ОУ, исследование их динамических свойств при работе в нелинейных режимах целесообразно проводить на структурном уровне.

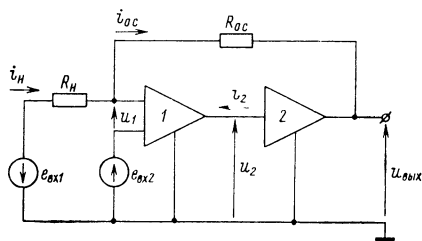


Рис. 2-15. Структурная схема решающего усилителя, включающего одноканальный ОУ

Рассмотрим переходный процесс на выходе инвертирующего (рис. 2-15: $e_{вх1}(t) = E_{вх1} \times 1(t)$, $e_{вх2}(t) = 0$) и неинвертирующего (рис. 2-15: $e_{вх1}(t) = 0$, $e_{вх2}(t) = E_{вх2} \cdot 1(t)$) РУ с учетом динамической перегрузки типовых входных каскадов усилителей (рис. 2-8, 2-9, 2-11). В большинстве интегральных ОУ с непосредственной

связью каскадов корректирующие цепи располагаются за входным каскадом. В этом случае целесообразно представить ОУ (рис. 2-15) состоящим из двух подсистем: 1 и 2. Подсистема 1, как правило, включает один, а в редких случаях два параллельно-балансных каскада. Характеристика прямой передачи входного напряжения этой подсистемы $i_2 = f(u_1)$ имеет вид, приведенный на рис. 2-10 (кривая II: $u_{1гр(1)-1} = -u'_{1гр(1)-1}$), что соответствует аппроксимации отрезками прямых реальных характеристик типовых ДК. Для определенности анализа будем считать, что подсистема 1 имеет несимметричный выход. Однако все результаты и выводы, полученные на основании рассмотрения переходных характеристик структурной схемы рис. 2-15, справедливы также для случая, когда подсистема 1 имеет симметричный выход. При нелинейном (кусочно-линейном) анализе переходных процессов инерционностью активных элементов подсистемы 1, как правило, можно пренебречь. Корректирующие цепи, формирующие желаемую передаточную функцию коэффициента усиления ОУ, можно отнести в подсистему 2. На структуру этой подсистемы не накладывается ограничений, и, в частности, эта часть усилителя может быть многоканальной.

Наилучшее быстродействие усилителя (рис. 2-15) имеет место при отсутствии динамической перегрузки каскадов подсистемы 2 [10]. Это достигается, например, включением последовательной демпфирующей цепи на вход подсистемы 2 или использованием частотно-

зависимых обратных связей, вводимых на ее вход, а также применением специальных схемотехнических решений при построении промежуточных каскадов.

В дальнейшем анализе подсхема 1 рассматривается как кусочно-линейный безынерционный четырехполюсник, характеризуемый y -параметрами $(y_{kj(i)-1})$, где $i = 1; 2; k = 1; 2; j = 1; 2$, а подсхема 2 — как линейный трехполюсник с комплексными параметрами $y_{kj-2}(s)$.

Пусть передаточная функция коэффициента усиления по напряжению ОУ соответствует функции апериодического звена первого порядка:

$$K_U(s) = \frac{U_{\text{вых}}(s)}{U_1(s)} = -\frac{K_U}{1 + \tau_1 s}. \quad (2-54)$$

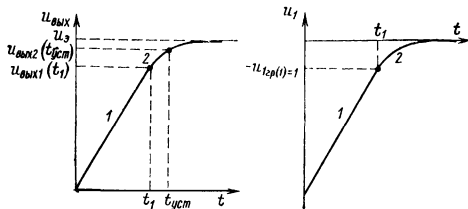


Рис. 2-16. Переходные характеристики решающего усилителя при динамической перегрузке входных каскадов ОУ

Тогда переходная характеристика РУ содержит два участка (рис. 2-16): на первом 1 — подсхема 1 находится в режиме динамической перегрузки ($|u_1(t)| \geq u_{\text{лгр}(1)-1}$); на втором 2 — ОУ

работает в линейном режиме ($|u_1(t)| \leq u_{\text{лгр}(1)-1}$). Дифференциальным уравнением, описывающим переходный процесс инвертирующего РУ (рис. 2-15) на первом ($i = 2$) и втором ($i = 1$) участках, соответствует обобщенный сигнальный граф, приведенный на рис. 2-17.

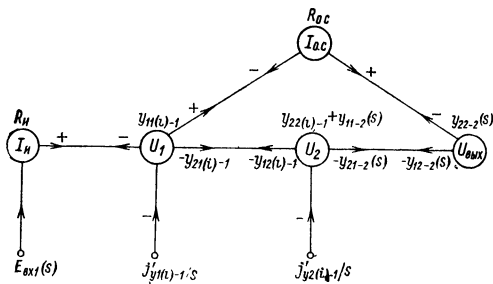


Рис. 2-17. Обобщенный сигнальный граф инвертирующего решающего усилителя

Для реальных схем ОУ с типовыми входными ДК,

как правило, справедливы следующие допущения:

$$\left. \begin{aligned} y_{kj(2)-1} &\approx y'_{kj(2)-1}, \quad y_{12(1)-1} = y_{12(2)-1} = y_{12-2} = y_{21(2)-1} = 0, \\ y_{22(2)-1} &\approx y_{22(1)-1}, \quad y_{22-2} \gg Y_{o.c}, \quad y_{22-2} \gg Y_n, \quad K_U \gg 1. \end{aligned} \right\} \quad (2-55)$$

Автономные параметры подсхемы 1 определяются из (2-7) с учетом допущений (2-55):

$$\left. \begin{aligned} i'_{y1(2)-1} &\approx (y_{11(2)-1} - y_{11(1)-1}) u_{\text{лгр}(1)-1}, \\ i'_{y2(2)-1} &\approx -y_{21(1)-1} u_{\text{лгр}(1)-1} = -i_{2\text{гр}(1)-1}. \end{aligned} \right\} \quad (2-56)$$

При решении графа (рис. 2-17), пренебрегая прямой передачей сигнала через цепь обратной связи и учитывая (2-56), можно

получить выражение, характеризующее изменение выходного напряжения ОУ на первом участке переходного процесса:

$$U_{\text{вых } 1}(s) = -Z(s) \frac{i_{2\text{гp}(1)-1}}{s}, \quad (2-57)$$

где

$$Z(s) = \frac{1}{y_{22(2)-1} + y_{11-2}(s)} \frac{y_{21-2}(s)}{y_{22-2}(s)} = Z \frac{1}{1 + \tau_1 s}.$$

Переходя к временной форме записи этого выражения, получим

$$u_{\text{вых } 1}(t) = -Z \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) i_{2\text{гp}(1)-1}. \quad (2-58)$$

При $|Z i_{2\text{гp}(1)-1}| \gg U_{\text{вых. ном}}$ (т. е. $t_1 \ll \tau_1$) соотношение (2-58) приводится к виду:

$$u_{\text{вых } 1}(t) \approx -Z i_{2\text{гp}(1)-1} t / \tau_1. \quad (2-59)$$

Полагая

$$K_U = -y_{21(1)-1} Z, \quad \tau_{\text{ср}} = \frac{\tau_1}{K_U}, \quad (2-60)$$

соотношение (2-59) можно представить в удобной для рассмотрения форме:

$$u_{\text{вых } 1}(t) \approx \frac{i_{2\text{гp}(1)-1}}{y_{21(1)-1}} \frac{t}{\tau_{\text{ср}}} = 2\pi f_{\text{ср}} u_{1\text{гp}(1)-1} t. \quad (2-61)$$

Напряжение u_1 на первом участке при этом меняется следующим образом:

$$u_{1,1}(t) = \frac{Y_{\text{о.с}}}{Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}} + y_{11(2)-1}} \left[-\frac{R_{\text{о.с}}}{R_{\text{н}}} E_{\text{вх } 1} + u_{\text{вых } 1}(t) - R_{\text{о.с}} (y_{11(2)-1} - y_{11(1)-1}) u_{1\text{гp}(1)-1} \right]. \quad (2-62)$$

Граничные координаты конца первого участка (t_1 , $u_{\text{вых } 1}(t_1)$) определяются из (2-61), (2-62) и условия $u_{1,1}(t_1) = u_{1\text{гp}(1)-1}$:

$$u_{\text{вых } 1}(t_1) = u_{\text{э}} - u_{\text{гp}}^*, \quad \frac{t_1}{\tau_{\text{ср}}} = \frac{u_{\text{э}}}{u_{\text{гp}}^*} - 1, \quad (2-63)$$

где

$$u_{\text{э}} = \frac{R_{\text{о.с}}}{R_{\text{н}}} E_{\text{вх } 1}, \quad u_{\text{гp}}^* = \frac{u_{1\text{гp}(1)-1}}{K_{\text{о.с}}},$$

$$\tau_{\text{ср}}^* = \frac{\tau_{\text{ср}}}{K_{\text{о.с}}}, \quad K_{\text{о.с}} = \frac{Y_{\text{о.с}}}{Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}} + y_{11(1)-1}}.$$

С учетом передаточной функции РУ

$$W_U(s) = \frac{T_U(s)}{1 + T_U(s)} \approx \frac{1}{1 + \tau_{cp}^* s}$$

может быть записано следующее изображающее уравнение (2-2) для второго участка переходного процесса:

$$U_{\text{вых } 2}(s) = \frac{1}{1 + \tau_{cp}^* s} \frac{u_3}{s} \frac{\tau_{cp}^*}{1 + \tau_{cp}^* s} u_{\text{вых } 1}(t_1), \quad (2-64)$$

от которого можно перейти к временной форме записи:

$$u_{\text{вых } 2}(t) = u_3 - u_{гр}^* e^{-\frac{t}{\tau_{cp}^*}}. \quad (2-65)$$

Начало отсчета времени на втором участке переходного процесса (2-65) соответствует концу первого участка. Время установления $t_{уст}$ (рис. 2-16) для заданной относительной динамической ошибки ε_0 можно найти из выражений (2-63), (2-65):

$$\frac{t_{уст}}{\tau_{cp}^*} = \frac{u_3}{u_{гр}^*} - 1 + \ln \frac{100 u_{гр}^*}{\varepsilon_0 u_3}. \quad (2-66)$$

Нетрудно показать, что для неинвертирующего РУ переходный процесс на выходе определяется соотношениями (2-61), (2-63), (2-65), (2-66), если в них положить $u_3 = (1 + R_{oc}/R_n) E_{вх 2}$.

Как видно из выражения (2-61), выходное напряжение РУ (рис. 2-15) на участке динамической перегрузки подсхемы 1 меняется по закону, близкому к линейному, а скорость нарастания выходного напряжения:

$$V_{U \text{ вых } 1} = \frac{d[u_{\text{вых } 1}(t)]}{dt} = 2\pi f_{cp} u_{1 \text{ гр } (1)-1}. \quad (2-67)$$

Отметим, что если в РУ (рис. 2-15) операционный усилитель работает в линейном режиме, то его динамические характеристики определяются следующими соотношениями:

$$u_{\text{вых}}(t) = u_3 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{cp}^*}} \right),$$

$$V_{U \text{ вых}} = \left. \frac{d[u_{\text{вых}}(t)]}{dt} \right|_{t=0} = 2\pi f_{cp} K_{oc} u_3. \quad (2-68)$$

Интересно сравнить скорости нарастания выходных напряжений у ОУ, работающих в режиме динамической перегрузки (2-67) и без нее (2-68):

$$m_{V 1} = \frac{V_{U \text{ вых}}}{V_{U \text{ вых } 1}} = \frac{u_3}{u_{гр}^*}. \quad (2-69)$$

Например, при типовых значениях параметров: $u_3 = 10$ В, $u_{1 \text{ гр } (1)-1} = 50$ мВ, $K_{о.с} = 0,5$ получаем $m_{v1} = 100$.

Таким образом, у ОУ, работающего в режиме динамической перегрузки входных каскадов, скорость нарастания выходного напряжения уменьшается в десятки и сотни раз, чем в ОУ с линейным режимом работы (2-69), и практически не зависит от уровня входного сигнала $E_{вх1}$ (2-67); время установления возрастает с увеличением $E_{вх1}$ (2-66). Напротив, у линейного ОУ при возрастании уровня входного напряжения время установления не меняется, а скорость нарастания увеличивается (2-68).

Следует отметить, что в ряде работ, например в [21], скорость нарастания выходного напряжения РУ в режиме динамической перегрузки ОУ, выполненных по структурной схеме (рис. 2-15), характеризуется следующим выражением:

$$V_{U \text{ вых } 1} = \frac{2I_{\Xi}^0}{C_1}, \quad (2-70)$$

где I_{Ξ}^0 соответствует статическим уровням эмиттерных токов транзисторов входного ДК, C_1 определяет емкость конденсатора цепи коррекции.

Соотношение (2-70), записанное в такой форме, может сориентировать разработчика на увеличение тока I_{Ξ}^0 входного каскада с целью повышения быстродействия ОУ. Однако с увеличением тока I_{Ξ}^0 повышается коэффициент передачи входного каскада, и для обеспечения устойчивости РУ необходимо выбирать емкость конденсатора $C1$ большей. При этом быстродействие ОУ не повышается. В этой связи выражения (2-61), (2-67) выгодно отличаются от соотношения (2-70) тем, что определяют переходный процесс ОУ в режиме его динамической перегрузки через независимые друг от друга параметры $f_{\text{ср}}$ и $u_{1 \text{ гр } (1)-1}$.

Из полученных выражений (2-61), (2-67) следует, что существуют два основных направления повышения быстродействия ОУ с корректирующими цепями, расположенными за входными каскадами: улучшение частотных свойств усилителя (повышение $f_{\text{ср}}$) или увеличение уровней граничных напряжений входных каскадов ($u_{1 \text{ гр } (1)-1}$).

В задачи настоящей работы не входит изложение вопросов проектирования высокочастотных усилителей. Однако следует отметить, что современные достижения интегральной технологии и схемотехники создают предпосылки для реализации микроэлектронных ОУ с частотой среза амплитудной частотной характеристики, равной нескольким сотням мегагерц.

Как уже отмечалось (см. § 2-3), типовые ДК имеют крайне низкие значения входного граничного напряжения ($u_{1 \text{ гр } (1)-1} = 50 \div 100$ мВ), что и является основной причиной невысокого быстродействия большинства ОУ (2-61), (2-67). Известный способ

повышения быстродействия ОУ за счет включения резисторов в эмиттерные цепи транзисторов входного ДК [22] (рис. 2-8, 2-9) приводит к ухудшению усилительных свойств ДК и повышению э. д. с. смещения и ее температурного дрейфа (2-51). Операционные усилители с входными каскадами на полевых транзисторах имеют, как правило, лучшее быстродействие в режиме динамической перегрузки, чем ОУ на биполярных транзисторах (при идентичных ЛАЧХ $|K_U(j\omega)|$). Это следует из соотношений (2-49), (2-52), (2-61), (2-67).

При гармонических входных воздействиях основным параметром, характеризующим динамические свойства ОУ в режимах «большого сигнала», является граничная частота $f_{гр}$, т. е. максимальная частота синусоидального сигнала, при которой сохраняется гарантированный эффективный диапазон $\pm U_{вых. ном}$ синусоидального выходного напряжения ОУ.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ $V_{U_{вых. max}}$ и граничная частота $f_{гр}$ связаны известным соотношением [20]:

$$V_{U_{вых. max}} = 2\pi f_{гр} U_{вых. ном}. \quad (2-71)$$

Из выражений (2-67), (2-71) при $V_{U_{вых. max}} = V_{U_{вых. 1}}$ нетрудно получить:

$$f_{гр} = \frac{u_{igr}(1)-1}{U_{вых. ном}} f_{ср}. \quad (2-72)$$

Таким образом, для рассматриваемого случая граничная частота ОУ во столько раз меньше его частоты среза, во сколько раз граничное напряжение входного каскада меньше номинального уровня выходного напряжения усилителя.

Рассмотрим переходный процесс на выходе РУ (рис. 2-15) для случая, когда передаточная функция усилителя (1-61) соответствует функции колебательного звена (рис. 1-9, $a_v = \tau_2/\tau_{ср}^* > 0,25$). В переходной характеристике РУ можно выделить m участков (рис. 2-18, кривая 1): на нечетных участках подсьема 1 находится в режиме динамической перегрузки, на четных — усилитель работает в линейном режиме. Анализ проводится с учетом предположек, допущений и обозначений, оговоренных в расчете переходных процессов РУ с передаточными функциями первого порядка. При этом предполагается, что подсьема 1 имеет одинаковые абсолютные значения входных граничных напряжений для различных полярностей входного сигнала.

Выражения, определяющие все выделенные участки переходной характеристики выходного напряжения $u_{вых. i}(t)$ ($i = 1, 2, \dots, m$) и граничные координаты $u_{вых. i}(t_i)$ можно представить в следующем виде:

$$u_{вых. i}(t) = \left\{ \frac{t}{\tau_{ср}^*} - a_v \left[1 - \exp \left(- \frac{t}{a_v \tau_{ср}^*} \right) \right] \right\} u_{гр}^*, \quad \left. \begin{array}{l} \text{для нечетных } i \\ \text{для четных } i \end{array} \right\}$$

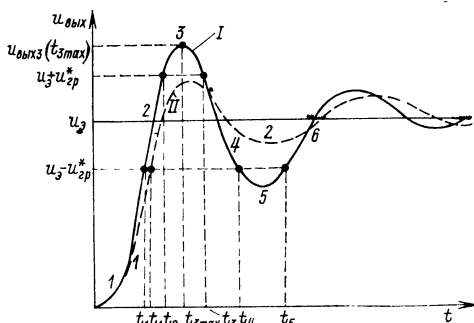


Рис. 2-18. Колебательный переходный процесс на выходе решающего усилителя при динамической перегрузке входных каскадов ОУ

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вых } 2k}(t) &= (-1)^{k+1} u_{\text{гp}}^* \left(\frac{2a_{\text{в}} n_{U \ 2k} - 1}{\sqrt{4a_{\text{в}} - 1}} \cdot \sin \omega_a t - \cos \omega_a t \right) \exp \left(-\frac{t}{2a_{\text{в}} \tau_{\text{сp}}^*} \right), \\
 u_{\text{вых } 2k+1}(t) &= (-1)^{k+1} u_{\text{гp}}^* \left\{ 1 - \frac{t}{\tau_{\text{сp}}^*} + a_{\text{в}} (1 + n_{U \ 2k+1}) \times \right. \\
 &\quad \left. \times \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{a_{\text{в}} \tau_{\text{сp}}^*} \right) \right] \right\}, \\
 u_{\text{вых } 4k-3}(t_{4k-3}) &= u_{\text{вых } 4k}(t_{4k}) = u_{\text{э}} - u_{\text{гp}}^*, \\
 u_{\text{вых } 4k-2}(t_{4k-2}) &= u_{\text{вых } 4k-1}(t_{4k-1}) = u_{\text{э}} + u_{\text{гp}}^*,
 \end{aligned} \tag{2-73}$$

где

$$n_{U \ 2k} = \frac{|u_{\text{вых } 2k-1}^{(1)}(t_{2k-1})|}{u_{\text{гp}}^*} \tau_{\text{сp}}^*, \quad \omega_a = \frac{\sqrt{4a_{\text{в}} - 1}}{2a_{\text{в}} \tau_{\text{сp}}^*}, \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

Время, при котором выходная координата имеет максимум на третьем участке 3 (рис. 2-18), соответствует выражению:

$$\frac{t_3 \max}{\tau_{\text{сp}}^*} = a_{\text{в}} \ln(1 + n_{U3}). \tag{2-74}$$

Тогда приведенное значение перерегулирования $\sigma_{\text{п}}$ определяется из соотношения

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\text{п}} &= \frac{|u_{\text{вых } 3}(t_3 \max) - u_{\text{э}}|}{U_{\text{вых. ном}}} 100\% = \\
 &= [2 + a_{\text{в}} n_{U3} - a_{\text{в}} \ln(1 + n_{U3})] \frac{u_{\text{гp}}^*}{U_{\text{вых. ном}}} 100\%.
 \end{aligned} \tag{2-75}$$

Зависимость перерегулирования от параметра $a_{\text{в}}$ имеет следующий вид ($U_{\text{вых. ном}}/u_{\text{гp}}^* = 100$):

$a_{\text{в}}$	0,5	1	2	3	4	5	7	10
$\delta_{\text{п}}, \%$	0,07	0,3	0,7	1	2	2,5	3,2	4

Время установления колебательного переходного процесса определяется поогibaющей точкeкстремумов переходной характеристики (рис. 2-18). Расчетные значения относительных длительностей участков переходной характеристики и относительного времени установления, полученные по соотношениям (2-73), приведены в табл. 2-4 ($\varepsilon_0 = 0,1\%$; $u_{\text{э}}/u_{\text{гp}}^* = 100$).

Таблица 2-4
Параметры колебательного переходного процесса

$a_{\text{в}}$	Относительная длительность участков $t_i/\tau_{\text{сp}}^*$						Относительное время установления, $t_{\text{уст}}/\tau_{\text{сp}}^*$
	1	2	3	4	5	6	
5	104	2,4	4,8	11,3	—	—	122,5
10	109	2,2	12,8	3,6	6,4	50	184

Можно отметить, что при $a_B \leq 9$ заключительным участком переходного процесса является четвертый.

В том случае, когда переходный процесс заканчивается на втором участке (рис. 2-18, кривая II), приведенное значение перерегулирования и время установления можно оценить из следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{\Pi} &= \sqrt{1 - n_{U2} + a_B n_{U2}^2} \cdot \exp \left\{ - \frac{\operatorname{arctg} \left(\frac{n_{U2} \sqrt{4a_B - 1}}{n_{U2} - 2} \right) + \pi}{\sqrt{4a_B - 1}} \right\} \times \\ &\quad \times \frac{u_{\Gamma P}^*}{U_{\text{вых. ном}}} 100\%, \\ t_{\text{уст}} &= t_1 + 2a_B \tau_{\text{ср}}^* \cdot \ln \frac{100 u_{\Gamma P}^*}{\varepsilon_0 u_3} \sqrt{1 - n_{U2} + a_B n_{U2}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2-76)$$

Длительность первого участка t_1 и параметр n_{U2} определяются из соотношений (2-73):

$$\left. \begin{aligned} \frac{u_3}{u_{\Gamma P}^*} - 1 &= \frac{t_1}{\tau_{\text{ср}}^*} - a_B \left[1 - \exp \left(- \frac{t_1}{a_B \tau_{\text{ср}}^*} \right) \right], \\ n_{U2} &= 1 - \exp \left(- \frac{t_1}{a_B \tau_{\text{ср}}^*} \right). \end{aligned} \right\} \quad (2-77)$$

Для случая $t_1 / \tau_{\text{ср}}^* \gg a_B$, т. е. при достаточно малых граничных напряжениях $u_{\Gamma P}^*$ по сравнению с напряжением u_3 , следует, что

$$\frac{t_1}{\tau_{\text{ср}}^*} \approx \frac{u_3}{u_{\Gamma P}^*} - 1 + a_B, \quad n_{U2} \approx 1. \quad (2-78)$$

При этом, как видно из соотношения (2-76), начиная с некоторого значения $u_3 > u_{\Gamma P}^*$ абсолютное значение перерегулирования становится практически постоянным, и, следовательно, относительное значение перерегулирования σ возрастает с уменьшением уровня входного сигнала ($a_B = 3$; $u_{\Gamma P}^* = 100$ мВ; $\sigma = 1\%$ при $u_3 = 10$ В, $\sigma = 10\%$ при $u_3 = 1$ В). Поэтому в данном случае целесообразно для характеристики качества переходного процесса ОУ пользоваться не относительным значением перерегулирования σ , а его приведенным к номинальному напряжению выхода значением σ_{Π} .

Нетрудно показать, что при $a_B \leq 3$ абсолютное значение перерегулирования не превосходит $u_{\Gamma P}^*$. При $a_B > 3$ усилитель вновь входит в режим перегрузки на третьем участке переходного процесса.

Усилители с корректирующими цепями на входе. При проектировании быстродействующих ОУ в некоторых случаях разработчики идут по пути предотвращения динамической перегрузки входных каскадов за счет введения в усилитель корректирующих цепей, связанных с его входами [19, 22, 23]. К таким способам повышения быстродействия ОУ можно отнести следующие:

1) использование пассивного частотно-зависимого делителя на входе ОУ;
2) введение частотно-зависимой отрицательной обратной связи на один из входов усилителя.

Структура цепей коррекции ОУ с использованием пассивного делителя на его входе приведена на рис. 2-19. Полагая входное сопротивление вход-

ного каскада ОУ достаточно высоким по сравнению с сопротивлениями резисторов R_1 и R_2 , получаем:

$$K_{U1}(s) = \frac{U_1(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{1 + \tau_3 s}{1 + \tau_2 s}, \quad (2-79)$$

где $\tau_2 = C_1(2R_1 + R_2)$, $\tau_3 = C_1 R_2$.

Следует отметить, что в некоторых работах даются спорные рекомендации к выбору постоянных цепи коррекции τ_2 и τ_3 . Так, в работе [19] предлагается выбирать $\tau_2 = \tau_1$, а τ_3 — равной наибольшей паразитной постоян-

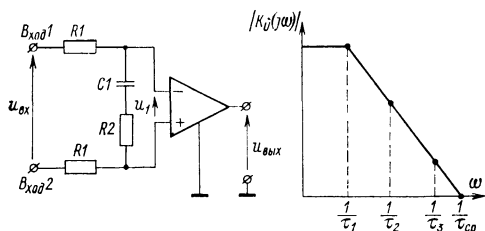


Рис. 2-19. Способ коррекции ОУ с использованием пассивного частотно-зависимого делителя на входе

ной усилителя (рис. 2-19). Такой способ коррекции неприемлем для ОУ с высоким коэффициентом усиления ($K_U \geq 10^4 \div 10^6$), так как для его реализации требуются корректирующие

элементы с большими номиналами; при этом существенно ухудшаются характеристики усилителя в отношении шумов и помех. Можно показать, что условия для выбора постоянных времени τ_2 и τ_3 , при которых ОУ (рис. 2-19) имеет максимальное быстродействие, соответствующее линейному усилителю, определяются соотношениями:

$$\tau_2 \geq \frac{U_{\text{вых. ном}}}{2\pi f_{\text{ср}} u_{\text{гр}}(1-1)},$$

$$\frac{\tau_2}{\tau_3} \geq \frac{U_{\text{вых. ном}}}{u_{\text{гр}}^*}. \quad (2-80)$$

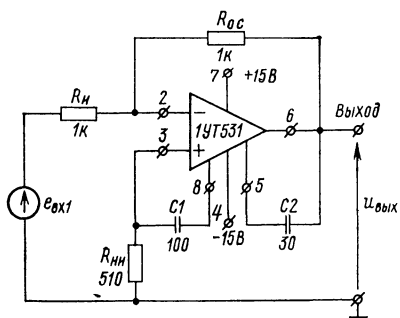


Рис. 2-20. Способ коррекции ОУ за счет введения отрицательной обратной связи на неинвертирующий вход

Для ОУ с высоким коэффициентом усиления K_U условия (2-80) выполняются при $\tau_2 \ll \tau_1$, что говорит о целесообразности формирования входной корректирующей цепию высокочастотного участка ЛАЧХ $|K_U(j\omega)|$. Способ коррек-

ции ОУ (рис. 2-19) обладает существенными недостатками: повышенный уровень шума и помех на выходе ОУ; дополнительный температурный дрейф в усилителе, обусловленный резисторами R_1 ; трудности в согласовании различных участков ЛАЧХ $|T_U(j\omega)|$ при изменении сопротивлений резисторов цепи обратной связи. Иногда в ОУ для уменьшения дрейфа резистор R_1 исключают из структуры коррекции [23]; в этом случае постоянная τ_2 определяется резисторами R_H и $R_{0.0}$ (рис. 2-15). При вариациях R_H и $R_{0.0}$ постоянная времени τ_2 изменяется, что приводит к появлению

в ЛАЧХ $|T_U(j\omega)|$ участков с наклоном 0 или -40 дБ/дек. Указанные недостатки ограничивают применение способа коррекции (рис. 2-19) в высокочастотных быстродействующих интегральных ОУ.

Быстродействие инвертирующих и неинвертирующих РУ, работающих в нелинейном режиме, можно повысить введением частотно-зависимой отрицательной обратной связи на один из входов ОУ. Пример простейшей схемной реализации данного способа в инвертирующем РУ приведен на рис. 2-20 [2]. Корректирующие цепи $C1$, $R_{ни}$ вводят необходимое частотное ослабление модулей коэффициентов передачи $|K_U(j\omega)|$ и $|T_U(j\omega)|$ усилителя и при этом расширяют диапазон активной работы входного каскада в области средних и высоких частот. Использование частотно-зависимой обратной связи ($C1$, $R_{ни}$) позволяет в 50 раз повысить максимальную скорость нарастания выходного напряжения интегрального ОУ типа 1УТ531 (с 0,1 В/мкс до 5 В/мкс). Следует отметить, что в усилителях с такой структурой цепей коррекции максимальное быстродействие обеспечивается элементами $C1$, $R_{ни}$ с меньшими номиналами, чем в ОУ на рис. 2-19; при этом постоянные времени цепи коррекции не изменяются при вариации сопротивлений резисторов $R_{и}$, $R_{о.с.}$. Недостатки указанного способа коррекции: дополнительный дрейф усилителя, обусловленный резистором $R_{ни}$, необходимость использования разных структур коррекций в инвертирующем и неинвертирующем РУ.

Таким образом, известные способы повышения быстродействия ОУ с типовыми входными каскадами в режиме «больших сигналов» имеют ряд существенных недостатков, которые ограничивают их применение в универсальных микроэлектронных усилителях.

6. Усилители с квазилинейными входными каскадами

Рассмотрим динамические характеристики усилителей с входными квазилинейными ДК, имеющими расширенный диапазон активной работы. Пусть в РУ (рис. 2-15) в качестве подсхемы 1 используется квазилинейный входной каскад с характеристикой прямой передачи, соответствующей рис. 2-14 (в остальном свойства подсхем 1 и 2 рассмотрены в § 2-4 п. «а»). При усилении входного сигнала

$$\left. \begin{aligned} E_{вх} &> [(y_{11(1)-1} - y_{11(3)-1}) u_{1гр(2)-1} + (Y_{и} + Y_{о.с.} + \\ &\quad + y_{11(3)-1}) u_{1гр(3)-1}] R_{и}, \end{aligned} \right\} \quad (2-81)$$

$$E_{вх1} = E_{вх2} = E_{вх}$$

переходная характеристика РУ содержит четыре участка: первый — соответствует работе входного каскада в режиме ограничения приращений выходного тока ($|u_1(t)| \geq u_{1гр(3)-1}$); второй — функционированию подсхемы с расширенным диапазоном активной работы ($u_{1гр(3)-1} \geq |u_1(t)| \geq u_{1гр(2)-1}$); третий — зоне нечувствительности входного каскада ($u_{1гр(2)-1} \geq |u_1(t)| \geq u_{1гр(1)-1}$); четвертый — линейному режиму ОУ ($u_{1гр(1)-1} \geq |u_1(t)|$). Анализ динамических характеристик РУ (рис. 2-15) проводится в предположении, что

Таблица 2-5

Соотношения, характеризующие переходный процесс
операционного усилителя с квазилинейным входным каскадом
(для четырех участков)

Номер участка	Выходное напряжение $u_{\text{вых } i}(t)$ и граничные координаты $t_i/\tau_{\text{ср}}^*$, $u_{\text{вых } i}(t_i)$ i -го участка ($i = 1, 2, 3, 4$)
1	$u_{\text{вых } 1}(t) = (1 + m_{y1}m_{u3}) u_{\text{гр}}^* \frac{t}{\tau_{\text{ср}}^*},$ $\frac{t_1}{\tau_{\text{ср}}^*} = \frac{\frac{u_{\text{э}}}{u_{\text{гр}}^*} - m_{y2}m_{u3} - m_{u2}}{1 + m_{y1}m_{u3}},$ $u_{\text{вых } 1}(t_1) = u_{\text{э}} - (m_{y2}m_{u3} + m_{u2}) u_{\text{гр}}^*;$
2	$u_{\text{вых } 2}(t) = u_{\text{э}} + \frac{(m_{y2} - m_{u2}m_{y1}) u_{\text{гр}}^*}{m_{y1}} -$ $- \frac{m_{y2}(1 + m_{u3}m_{y1}) u_{\text{гр}}^*}{m_{y1}} \exp - \frac{m_{y1}t}{m_{y2}\tau_{\text{ср}}^*},$ $\frac{t_2}{\tau_{\text{ср}}^*} = \frac{m_{y2}}{m_{y1}} \ln(m_{y1}m_{u3} + 1), \quad u_{\text{вых } 2}(t_2) = u_{\text{э}} - m_{u2}u_{\text{гр}}^*;$
3	$u_{\text{вых } 3}(t) = u_{\text{э}} - m_{u2}u_{\text{гр}}^* + u_{\text{гр}}^* \frac{t}{\tau_{\text{ср}}^*},$ $\frac{t_3}{\tau_{\text{ср}}^*} = m_{u2} - 1, \quad u_{\text{вых } 3}(t_3) = u_{\text{э}} - u_{\text{гр}}^*;$
4	$u_{\text{вых } 4}(t) = u_{\text{э}} - u_{\text{гр}}^* e^{-\frac{t}{\tau_{\text{ср}}^*}}, \quad \frac{t_4}{\tau_{\text{ср}}^*} = \ln \frac{100u_{\text{гр}}^*}{\varepsilon_0 u_{\text{э}}},$ $u_{\text{вых } 4}(t_4) = u_{\text{э}} \left(1 - \frac{\varepsilon_0}{100} \right).$

справедливы условия (2-54), (2-55), а также следующие допущения:

$$\left. \begin{aligned} y_{kj(i-1)} &= y'_{kj(i-1)}, \quad u_{1\text{ гр}(i-1)} = -u'_{1\text{ гр}(i-1)}, \quad y_{22(1-1)} \approx \\ &\approx y_{22(2-1)} \approx y_{22(3-1)} \approx y_{22(4-1)}, \\ y_{11(1-1)} &\approx y_{11(2-1)} \approx y_{11(4-1)}, \quad y_{21(4-1)} \approx y_{12(3-1)} \approx y_{12(4-1)} \approx 0. \end{aligned} \right\} \quad (2-82)$$

При этом автономные параметры подсхемы 1 имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} j'_{y1(4)-1} &= m_{u3} (y_{11(1)-1} - y_{11(3)-1}) u_{1 \text{ гр } (1)-1}, \\ j'_{y2(4)-1} &= -(1 + m_{y1} m_{u3}) y_{21(1)-1} u_{1 \text{ гр } (1)-1}, \\ j'_{y1(3)-1} &= m_{u2} (1 - m_{y2}) (Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}} + y_{11(1)-1}) u_{1 \text{ гр } (1)-1}, \\ j'_{y2(3)-1} &= (1 + m_{y1} m_{u2}) y_{21(1)-1} u_{1 \text{ гр } (1)-1}, \\ j_{y1(2)-1} &= 0, \\ j_{y2(2)-1} &= -y_{21(1)-1} u_{1 \text{ гр } (1)-1}, \end{aligned} \right\} \quad (2-83)$$

где

$$m_{u3} = m_{u1} - m_{u2}, \quad m_{u1} = \frac{u_{1 \text{ гр } (3)-1}}{u_{1 \text{ гр } (1)-1}}, \quad m_{u2} = \frac{u_{1 \text{ гр } (2)-1}}{u_{1 \text{ гр } (1)-1}},$$

$$m_{y1} = \frac{y_{21(3)-1}}{y_{21(1)-1}}, \quad m_{y2} = \frac{Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}} + y_{11(3)-1}}{Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}} + y_{11(1)-1}}.$$

Выражения, характеризующие переходный процесс РУ на каждом из четырех участков, можно найти путем решения обобщенного сигнального графа, приведенного на рис. 2-17 ($i = 4; 3; 2; 1$). Результаты расчета сведены в табл. 2-5. Параметры u_3 , $K_{\text{о.с}}$, $\tau_{\text{ср}}^*$, $u_{\text{гр}}^*$, используемые в табл. 2-5, определяются соотношениями (2-63).

Если уровень сигнала на входе РУ (рис. 2-15) лежит в пределах

$$(m_{u2} + m_{u3} m_{y2}) \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{о.с}}} u_{\text{гр}}^* > E_{\text{вх}} > m_{u2} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{о.с}}} u_{\text{гр}}^*, \quad (2-84)$$

то переходный процесс усилителя имеет три участка и определяется соотношениями табл. 2-6 (входной каскад не входит в режим ограничения выходной координаты).

На рис. 2-21, 2-22 представлены построенные на основании выражений табл. 2-5, 2-6 номограммы, характеризующие быстродействие РУ (рис. 2-15). Из приведенных зависимостей можно по известным параметрам квазилинейного каскада ($u_{1 \text{ гр } (1)-1}$, m_{y1} , m_{y2} , m_{u1} , m_{u2} , m_{u3}) оценить время установления и скорость нарастания выходного напряжения усилителя или для заданных параметров быстродействия ОУ дать рекомендации по синтезу характеристик прямой передачи напряжения входного каскада. Как следует из рассмотрения номограммы (рис. 2-21, $m_{u4} = u_3/u_{\text{гр}}^* = 100$, $m_{y2} = 1$, $m_{u1} \geq 100$, $\epsilon_0 = 1\%$), время установления $t_{\text{уст}}$ усилителя с квазилинейным каскадом существенно уменьшается по сравнению с временем установления $t_{\text{уст}}^*$ ОУ с типовым входным каскадом ($t_{\text{уст}}^*/\tau_{\text{ср}}^* = 95$) при соответствующем выборе отношений коэффициентов передачи каскада на первом и третьем участ-

Соотношения, характеризующие переходный процесс
операционного усилителя с квазилинейным входным каскадом
(для трех участков)

Номер участка	Выходное напряжение $u_{\text{вых } i}(t)$ и граничные координаты $t_i/\tau_{\text{ср}}^*$, $u_{\text{вых } i}(t_i)$ i -го участка ($i=1, 2, 3$)
1	$u_{\text{вых } 1}(t) = \left[u_{\text{э}} + \frac{(m_{y2} - m_{u2}m_{y1})u_{\text{гр}}^*}{m_{y1}} \right] \left[1 - \exp\left(-\frac{m_{y1}t}{m_{y2}\tau_{\text{ср}}^*}\right) \right],$ $\frac{t_1}{\tau_{\text{ср}}^*} = \frac{m_{y2}}{m_{y1}} \ln\left(\frac{m_{y1}u_{\text{э}}}{m_{y2}u_{\text{гр}}^*} - \frac{m_{u2}m_{y1}}{m_{y2}} + 1\right),$ $u_{\text{вых } 1}(t_1) = u_{\text{э}} - m_{u2}u_{\text{гр}}^*;$
2	$u_{\text{вых } 2}(t) = u_{\text{э}} - m_{u2}u_{\text{гр}}^* + u_{\text{гр}}^* \frac{t}{\tau_{\text{ср}}^*},$ $\frac{t_2}{\tau_{\text{ср}}^*} = m_{u2} - 1, \quad u_{\text{вых } 2}(t_2) = u_{\text{э}} - u_{\text{гр}}^*;$
3	$u_{\text{вых } 3}(t) = u_{\text{э}} - u_{\text{гр}}^* e^{-\frac{t}{\tau_{\text{ср}}^*}},$ $\frac{t_3}{\tau_{\text{ср}}^*} = \ln \frac{100u_{\text{гр}}^*}{\varepsilon_0 u_{\text{э}}}, \quad u_{\text{вых } 3}(t_3) = u_{\text{э}} \left(1 - \frac{\varepsilon_0}{100}\right).$

ках ($m_{y1} \geq 0,3 \div 1$) и относительной зоны нечувствительности характеристики прямой передачи ($m_{u2} \leq 10 \div 15$). Например, при $m_{y1} = 3$, $m_{u2} = 1$ имеем $t_{\text{уст}}^*/t_{\text{уст}} \approx 50$. С возрастанием коэффициента m_{u2} отношение $t_{\text{уст}}^*/t_{\text{уст}}$ снижается, оставаясь достаточно высоким до значений $m_{u2} = 5 \div 15$ ($m_{u2} = 10$, $m_{y1} = 3$; $t_{\text{уст}}^*/t_{\text{уст}} \approx 10$, рис. 2-21). Нецелесообразно выбирать значение коэффициента $m_{u2} \ll 1$, поскольку при этом незначительно уменьшается время установления ОУ по сравнению с временем установления, соответствующим $m_{u2} = 1$ (рис. 2-21). Далее будет показано (§ 3-1), что с уменьшением зоны нечувствительности квазилинейного каскада могут ухудшаться характеристики ОУ по температурному дрейфу. Уменьшение времени установления РУ можно получить за счет увеличения коэффициента m_{y1} , однако при $m_{y1} \gg 1$ (например, $m_{y1} = 10$) существенно трансформируется амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи по напряжению ОУ в режимах «большого сигнала» ($|u_1(t)| > u_{1\text{гр}(2-1)}$) и

малые постоянные времени каскадов начинают в большей степени оказывать влияние на степень устойчивости усилителя. Поэтому, как правило, следует выбирать следующие значения коэффициентов: $m_{y1} = 1 \div 3$, $m_{u2} = 1 \div 10$.

На рис. 2-21 приведены также зависимости от параметров m_{u2} и m_{y1} коэффициента m_v , определяющего эффективность использования квазилинейного каскада по скорости нарастания выходного напряжения в быстродействующем ОУ. Кривые построены

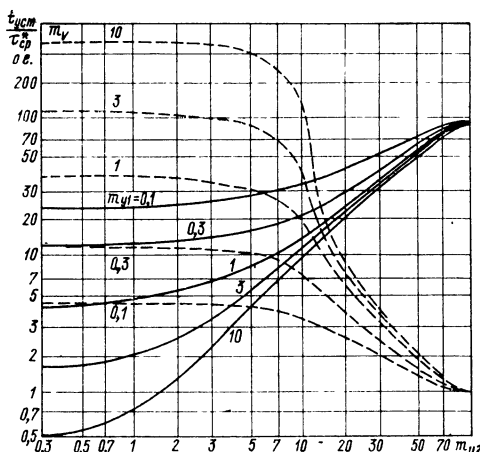


Рис. 2-21. Зависимости относительного времени установления (сплошные линии) и коэффициента эффективности (штриховые линии) от параметров m_{u2} , m_{y1}

по соотношениям табл. 2-6, причем

$$m_v = \frac{V_{U \text{ Вых}}}{V_{U \text{ Вых}}^*}, \quad V_{U \text{ Вых}} = \frac{0,8u_3}{t_2 - t_1}, \quad (2-85)$$

и $u_{\text{Вых}}(t_2) = 0,9 u_3$, $u_{\text{Вых}}(t_1) = 0,1u_3$.

В (2-85) $V_{U \text{ Вых}}$, $V_{U \text{ Вых}}^*$ — соответственно скорости нарастания выходного напряжения усилителей с квазилинейным и типовым входными каскадами. Для коэффициентов $m_{u2} \leq 10$, $m_{y1} \geq 1$ скорость нарастания ОУ после введения квазилинейного каскада увеличивается в десятки раз.

Время установления и скорость нарастания выходного напряжения ОУ с квазилинейным входным каскадом существенно зависят от уровня напряжения $E_{\text{вх}}$ на входе усилителя (рис. 2-22, для случая $K_{0.c} = 1$, $m_{y2} = 1$, $m_{y1} = 1$, $\varepsilon_0 = 10\%$, $u_{1 \text{ гр } (1)-1} = 50 \text{ мВ}$, $f_{\text{ср}} = 5 \text{ МГц}$). Из приведенных на рис. 2-22 характеристик сле-

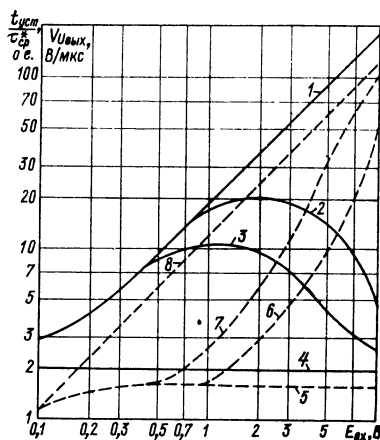


Рис. 2-22. Зависимости относительного времени установления (сплошные линии) и скорости нарастания выходного напряжения (штриховые линии) неинвертирующего РУ от входного сигнала (кривые 1 и 5 построены для случая $u_{1 \text{ гр } (2)-1} \rightarrow \infty$; 2 и 6 — $u_{1 \text{ гр } (2)-1} = 1 \text{ В}$; 3 и 7 — $u_{1 \text{ гр } (2)-1} = 0,5 \text{ В}$; 4 и 8 — $u_{1 \text{ гр } (2)-1} = u_{1 \text{ гр } (1)-1} = 50 \text{ мВ}$)

дует, что наибольший выигрыш по скорости нарастания выходного напряжения можно получить при максимальном входном сигнале (в 30—50 раз при $E_{вх} = 10$ В). Напротив, если уровень входного напряжения соизмерим с зоной нечувствительности квазилинейного входного каскада $u_{1 гр (2)-1}$, то его использование в усилителе не приводит к увеличению скорости нарастания. При определенных уровнях входного сигнала зависимость времени установления (рис. 2-22) имеет максимум, который тем меньше, чем уже зона нечувствительности каскада.

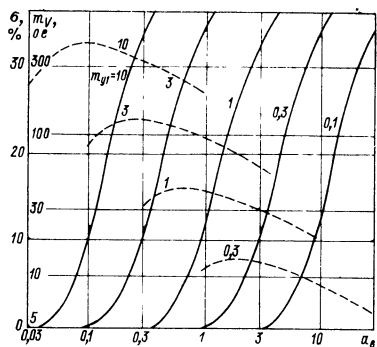


Рис. 2-23. Зависимости относительного перерегулирования (сплошные линии) и коэффициента эффективности [по скорости нарастания выходного напряжения ОУ (штриховые линии)] от параметров $a_{в}$, m_{y1}

Пусть передаточная функция усилителя (рис. 2-15) с квазилинейным входным каскадом соответствует передаточной функции колебательного звена (1-61). Характеристики переходного процесса на выходе усилителя для этого случая рассчитаны на ЦВМ и представлены на рис. 2-23 ($m_{u4} = 100$, $m_{y2} = 1$, $m_{u2} = 10$, $m_{u1} > 100$). Из приведенных зависимостей видно, что значение перерегулирования существенно возрастает с увеличением коэффициента m_{y1} ($a_{в} = 0,5$; $\sigma = 2\%$ при $m_{y1} = 1$; $\sigma = 23\%$ при $m_{y1} = 3$). Из номограммы рис. 2-23 также можно определить значения коэффициента m_{y1} , при которых РУ будет удовлетворять

заданным значениям перерегулирования. Так, если $a_{в} = 1$, $\sigma < 10\%$, то необходимо выбирать $m_{y1} < 1$. Напротив, изменение в широких пределах относительной зоны нечувствительности квазилинейного каскада ($m_{u2} = 1 \div 10$) незначительно влияет на изменения параметров σ и m_y усилителя. Это обстоятельство оставляет определенную свободу в выборе коэффициента m_{u2} при проектировании квазилинейного каскада.

Таким образом, приведенные в настоящем разделе соотношения и номограммы позволяют определить такие совокупности параметров квазилинейного входного каскада, при которых обеспечиваются заданные показатели качества переходного процесса РУ в режимах «большого сигнала».

2-5. Переходные характеристики усилителей с дополнительными каналами

Применение в ОУ дополнительных каналов усиления характеризует собой одно из направлений улучшения динамических характеристик усилителя. Вопросы повышения быстродействия ОУ, свя-

занные с использованием высокочастотных дополнительных каналов, вводимых для расширения частотного диапазона работы усилителя в режимах «малого сигнала», достаточно хорошо освещены в литературе [14]. Определенного внимания заслуживают также вопросы введения дополнительных каналов с расширенным диапазоном активной работы, назначение которых состоит в повышении быстродействия ОУ, работающих в режиме динамической перегрузки основного тракта усиления.

Рассмотрим структурную схему усилителя (рис. 2-24), состоящую из трех подсхем. Дополнительный канал с расширенным диапазоном активной работы (подсхема 3), вход которого связан с суммирующей точкой РУ, имеет входное граничное напряжение $u_{1\text{ гр}}(1-3)$, значительно превышающее напряжение $u_{1\text{ гр}}(1-1)$ для подсхемы 1. Это условие сравнительно просто реализовать вследствие того, что к подсхеме 3 предъявляются менее жесткие требования по температурной неустойчивости, чем к подсхеме 1. В такой структуре можно существенно повысить быстродействие ОУ без ухудшения его характеристик по температурному дрейфу.

Эффективность введения дополнительного канала во многом зависит от места подключения подсхемы 3 по выходу. В связи с этим рассмотрим влияние глубины обратной связи по дополнительному каналу на переходные характеристики РУ (рис. 2-24) с учетом динамической перегрузки только подсхемы 1. Пусть передаточная функция петлевого усиления по дополнительному каналу имеет следующий вид ($C_1 \rightarrow \infty$, $C_2 \rightarrow \infty$):

$$T_{U_d}(s) = \frac{y_{21-3}(s)}{y_{22(2)-1} + y_{22-3}(s) + y_{11-2}(s)} \frac{y_{21-2}(s)}{y_{22-2}(s)} \times \\ \times \frac{Y_{o.c}}{Y_{in} + Y_{o.c} + y_{11(2)-1} + y_{11-3}} \approx - \frac{T_{U_d}}{1 + \tau_d s}, \quad (2-86)$$

где $y_{ij-2}(s)$, $y_{ij-3}(s)$ — y -параметры подсхем трехполюсников 2 и 3 для активной области их работы; ($i = 1, 2$; $j = 1, 2$); $y_{ij(2)-1}$ — y -параметры подсхемы 1, работающей в режиме динамической перегрузки.

Выходное напряжение ОУ при исключении дополнительного канала нарастает по линейному закону (2-61). Можно показать, что при скачкообразном входном сигнале $e_{вх1}(t) = E_{вх1} \cdot 1(t)$ выходное напряжение РУ (рис. 2-24) на участке динамической

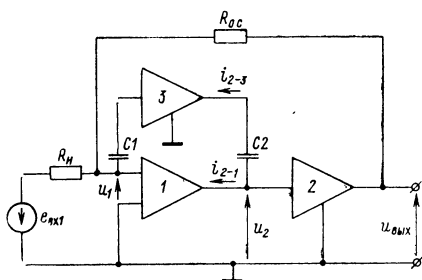


Рис. 2-24. Структурная схема решающего усилителя, включающего двухканальный ОУ

перегрузки подсыемы 1 с учетом воздействия дополнительного канала изменяется по следующему закону:

$$u_{\text{вых } 1}(t) \approx \frac{T_{U_d}}{1 + T_{U_d}} (u_{\text{э}} + u_{\text{гр}}^*) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{ср.д}}^*}} \right) + \frac{u_{\text{гр}}^*}{1 + T_{U_d}} \frac{t}{\tau_{\text{ср.д}}^*}, \quad (2-87)$$

где

$$T_{U_d} = \frac{y_{21-3}}{y_{22(2)-1} + y_{22-3} + y_{11-2}} \cdot \frac{y_{21-2}}{y_{22-2}} \cdot \frac{Y_{\text{о.с}}}{Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}} + y_{11(2)-1} + y_{11-3}},$$

$$\tau_{\text{ср.д}} = \frac{\tau_d}{1 + T_{U_d}} K_{\text{о.с}}, \quad K_{\text{о.с}} = \frac{Y_{\text{о.с}}}{Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}} + y_{11(1)-1} + y_{11-3}},$$

$$\tau_{\text{ср.д}}^* = \frac{\tau_d}{1 + T_{U_d}}, \quad u_{\text{э}} = \frac{R_{\text{о.с}}}{R_{\text{н}}} E_{\text{вх } 1}, \quad u_{\text{гр}}^* = \frac{u_{1\text{гр}(1)-1}}{K_{\text{о.с}}}.$$

На рис. 2-25 приведен вид переходного процесса усилителя при относительно малом петлевом усилении T_{U_d} (кривая II). Через промежуток времени $t = (3 \div 5) \tau_{\text{ср.д}}^*$ скорость нарастания выходного напряжения становится:

$$V_{U_{\text{вых } 1}} = \frac{d[u_{\text{вых } 1}(t)]}{dt} \approx \frac{u_{\text{гр}}^*}{(1 + T_{U_d}) \tau_{\text{ср.д}}^*}. \quad (2-88)$$

В этом случае время установления для малых зон динамической ошибки ε_0 практически одинаково при наличии дополнительного канала (рис. 2-25, кривая II) и при его отсутствии (рис. 2-25, кривая I). Усилители сравниваются с идентичными частотами среза.

Чтобы избежать влияния линейно-нарастающей составляющей переходной характеристики (2-87) на время установления, необходимо обеспечить достаточно большую глубину обратной связи по дополнительному каналу. В связи с этим целесообразно подключать выход дополнительного канала с расширенным диапазоном активной работы непосредственно за входным каскадом основного тракта усилителя. Следует отметить, что выход высококачественного дополнительного канала, вводимого для увеличения частоты среза усилителя, стремятся, наоборот, подключить возможно ближе к выходу ОУ. Поэтому в многокаскадных ОУ приходится разделять эти каналы. Для ОУ со сравнительно малым числом каскадов, например для усилителей с активной нагрузкой в подсыемах, в большинстве случаев удается их совместить.

Переходные процессы в двухканальном ОУ. Рассмотрим динамические характеристики двухканального усилителя (рис. 2-24),

построенного с учетом вышеизложенных рекомендаций о месте подключения дополнительного канала усиления с расширенным диапазоном активной работы. Считаем, что петлевые усиления по основному и дополнительному каналам бесконечно велики. Это следует из того, что основная доля усиления ОУ предполагается сосредоточенной в подсхеме 2. По своему содержанию свойства подсхем 1 и 2 аналогичны характеристикам подсхем 1 и 2 (рис. 2-15), рассмотренным в § 2-4 п. «а». Подсхемы 1 и 3 выделены таким образом, что при анализе режимов динамической перегрузки они могут рассматриваться как безынерционные. Последующий анализ посвящен не только рассмотрению переходных характеристик, но и определению степени влияния энергетических свойств подсхем 1 и 3 на качество переходного процесса, что необходимо учитывать при проектировании микроэлектронных ОУ.

Пусть передаточная функция усилителя (рис. 2-24) по напряжению при $C_1 \rightarrow \infty, C_2 \rightarrow \infty$ формируется корректирующими цепями, отнесенными в подсхему 2:

$$K_U(s) = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}(s)}{\dot{U}_1(s)} = \frac{y_{21(1)-1} + y_{21(1)-3}}{y_{22(1)-1} + y_{22(1)-3} + y_{11-2}(s)} \times \\ \times \frac{y_{21-2}(s)}{y_{22-2}(s)} \approx - \frac{K_U}{1 + \tau_1 s} \quad (2-89)$$

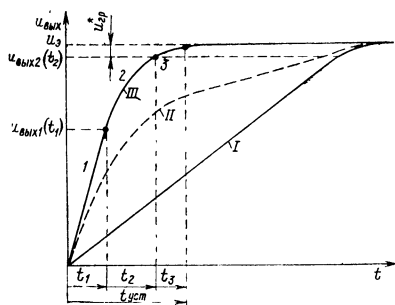


Рис. 2-25. Переходные характеристики решающего усилителя с дополнительным каналом усиления

При расчете переходных характеристик усилителя в рассмотрение включаются изменения y -параметров подсхем 1 и 3 при их переходе из активного режима работы ($y_{ij(1)-1}, y_{ij(1)-3}$) в режим перегрузки ($y_{ij(2)-1}, y_{ij(2)-3}$). При этом предполагается, что характеристики прямой передачи $i_2 = f(u_1)$ для подсхем 1 и 3 аппроксимируются отрезками прямых линий в соответствии с рис. 2-10 ($y_{21(2)-1} = y_{21(2)-3} = 0$). Это, как правило, справедливо для подсхем, транзисторы которых в режиме динамической перегрузки входят в область отсечки (режим насыщения транзисторов рассматривается в § 2-5). В переходной характеристике РУ можно выделить три участка (рис. 2-25, кривая III): первый — соответствует динамической перегрузке подсхем 1 и 3 ($|u_1(t)| \geq u_{1 \text{ гр } (1)-3}$); второй — перегрузке только подсхемы 1 ($u_{1 \text{ гр } (1)-3} \geq |u_1(t)| \geq u_{1 \text{ гр } (1)-1}$); третий — линейному режиму работы усилителя. Расчет переходных характеристик РУ (рис. 2-24) можно проводить в соответствии с методикой, изложенной в § 2-4. При этом аналитические выражения, характеризующие каждый из трех участков переходного

процесса, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned}
 u_{\text{вых } 1}(t) &= \frac{(n_u n_y + 1) u_{1 \text{ гр } (1)-1}}{n_y + 1} \frac{t}{\tau_{\text{ср}}}, \\
 \frac{t_1}{\tau_{\text{ср}}} &= \frac{n_y + 1}{n_u n_y + 1} \left(\frac{u_{\text{э}}}{u_{1 \text{ гр } (1)-1}} - \frac{n_u}{K_{\text{о.с } 1}} - \frac{y_{11 \text{ (1)-1}} - y_{11 \text{ (2)-1}}}{Y_{\text{о.с}}}} \right), \\
 u_{\text{вых } 1}(t_1^*) &= u_{\text{э}} - \frac{n_u u_{1 \text{ гр } (1)-1}}{K_{\text{о.с } 1}} - \frac{y_{11 \text{ (1)-1}} - y_{11 \text{ (2)-1}}}{Y_{\text{о.с}}} u_{1 \text{ гр } (1)-1}, \\
 u_{\text{вых } 2}(t) &= \left(\frac{u_{\text{э}}}{u_{1 \text{ гр } (1)-1}} + \frac{1}{n_y K_{\text{о.с } 1}} - \frac{y_{11 \text{ (1)-1}} - y_{11 \text{ (2)-1}}}{Y_{\text{о.с}}} - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{n_u n_y + 1}{n_y K_{\text{о.с } 1}} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{ср } 1}}} \right) u_{1 \text{ гр } (1)-1}, \\
 \frac{t_2}{\tau_{\text{ср}}} &= \frac{n_y + 1}{n_y K_{\text{о.с } 1}} \ln \frac{n_u n_y + 1}{n_y + 1}, \quad u_{\text{вых } 2}(t_2) = u_{\text{э}} - u_{\text{гр}}^*, \\
 u_{\text{вых } 3}(t) &= u_{\text{э}} - u_{\text{гр}}^* \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{ср}}^*}\right), \quad \frac{t_3}{\tau_{\text{ср}}} = \frac{1}{K_{\text{о.с}}} \ln \frac{100 u_{\text{гр}}^*}{\varepsilon_0 u_{\text{э}}},
 \end{aligned} \right\} (2-90)$$

где

$$\begin{aligned}
 n_u &= \frac{u_{1 \text{ гр } (1)-3}}{u_{1 \text{ гр } (1)-1}}, \quad n_y = \frac{y_{21 \text{ (1)-3}}}{y_{21 \text{ (1)-1}}}, \\
 K_{\text{о.с } 1} &= \frac{Y_{\text{о.с}}}{Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}} + y_{11 \text{ (2)-1}} + y_{11 \text{ (1)-3}}}, \quad \tau_{\text{ср}} = \frac{\tau_1}{K_U}, \\
 \tau_{\text{ср}}^* &= \frac{\tau_{\text{ср}}}{K_{\text{о.с}}}, \quad \tau_{\text{ср } 1}^* = \left(1 + \frac{1}{n_y}\right) \frac{\tau_{\text{ср}}}{K_{\text{о.с } 1}}, \\
 y_{22 \text{ (1)-1}} &\approx y_{22 \text{ (2)-1}}, \quad y_{22 \text{ (1)-3}} \approx y_{22 \text{ (2)-3}},
 \end{aligned}$$

$$y_{21 \text{ (2)-1}} = y_{21 \text{ (2)-3}} = y_{12 \text{ (1)-1}} = y_{12 \text{ (2)-1}} = y_{12-2} = y_{12 \text{ (1)-3}} = y_{12 \text{ (2)-3}} = 0.$$

Начало отсчета времени любого участка переходного процесса (2-90), кроме первого, производится от конца предыдущего участка, и, следовательно, время установления определяется суммой длительностей всех участков:

$$t_{\text{уст}} = \sum_{i=1}^3 t_i. \quad (2-91)$$

При сравнительно больших зонах относительной ошибки установления $\varepsilon_0 = (1 - 10)\%$ время установления целиком определяется длительностью первого и второго участков.

Из (2-90) следует, что скорость нарастания выходного напряжения РУ на первом участке переходной характеристики сильно зависит от отношений коэффициентов передачи n_y подсхем 1 и 3 и отношений входных граничных напряжений n_u тех же подсхем:

$$V_{U \text{ Вых } 1} = \frac{d[u_{\text{Вых } 1}(t)]}{dt} = \frac{n_u n_y + 1}{n_y + 1} \frac{u_{1 \text{ гр } (1)-1}}{\tau_{\text{ср}}} \quad (2-92)$$

При коэффициентах $n_y > 1$, $n_u \gg 1$ можно за счет введения дополнительного канала в десятки и сотни раз повысить скорость нарастания выходного напряжения ОУ (2-92). Длительность первого участка уменьшается при повышении входного граничного напряжения подсхемы 3 и при $u_{1 \text{ гр } (1)-3} \geq K_{0. \text{с}} u_{\text{э}}$ этот участок вырождается.

На основании (2-90) на рис. 2-26 построены кривые, отражающие зависимость времени установления $t_{\text{уст}}$ усилителя с дополнительным каналом от величин n_u и n_y (для случая $m_{u4} = u_{\text{э}}/u_{\text{гр}}^* = 100$; $y_{11(1)-1} = y_{11(2)-1}$, $y_{11(1)-3} = y_{11(2)-3}$, $\varepsilon_0 = 1\%$). Из рассмотрения приведенных графиков можно сделать

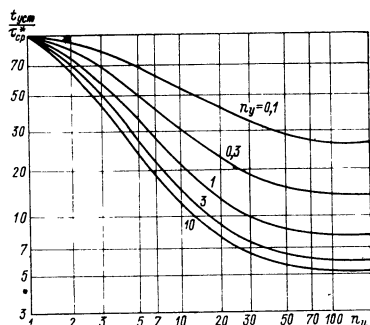


Рис. 2-26. Зависимости относительного времени установления переходного процесса от параметров n_u , n_y

ряд общих рекомендаций к выбору коэффициентов n_u и n_y усилителя, выполненного по структурной схеме рис. 2-24. Очевидно, что, выбрав коэффициенты $n_u \gg 1$ и $n_y \gg 1$, можно получить значительное уменьшение времени $t_{\text{уст}}$ по сравнению с $t_{\text{уст}}^*$ ОУ без дополнительного канала (примерно в 20 раз при $t_{\text{уст}}^* = 95\tau_{\text{ср}}^*$). Нецелесообразно выбирать коэффициенты n_y слишком большими (например, $n_y > 10$), поскольку при этом практически не уменьшается время установления, но, как будет показано далее, значительно увеличивается потребляемая подсхемой 3 мощность. Для получения минимального времени установления целесообразно выбирать значение коэффициента n_u близким к m_{u4} (при $n_u \geq m_{u4}$ подсхема 3 не входит в режим динамической перегрузки).

Из выражений (2-90) также следует, что введение дополнительного канала в ОУ приводит к значительному уменьшению времени $t_{\text{уст}}$ как для больших ($\varepsilon_0 = 5 \div 10\%$), так и для малых зон относительной ошибки установления ($\varepsilon_0 = 0,1\%$, $t_{\text{уст}}/t_{\text{уст}}^* \rightarrow 15$). Еще больший выигрыш по времени установления при введении дополнительного канала можно получить в ОУ, где подсхема 1 содержит два усилительных каскада, выполненных по параллельно-балансной структуре. В таких усилителях, как правило, $u_{1 \text{ гр } (1)-1} \ll 50 \text{ мВ}$,

$m_{u4} \gg 100$. Напротив, эффективность введения дополнительного канала снижается с уменьшением коэффициента m_{u4} усилителя ($\varepsilon_0 = 5\%$, $m_{u4} = 100$, $t_{уст}^*/t_{уст} \rightarrow 30$; $\varepsilon_0 = 5\%$, $m_{u4} = 10$, $t_{уст}^*/t_{уст} \rightarrow 3$).

Уравнения (2-90) и графики (рис. 2-26) получены без учета влияния разделительных конденсаторов $C1$ и $C2$ (рис. 2-24). Можно показать, что при выполнении условий

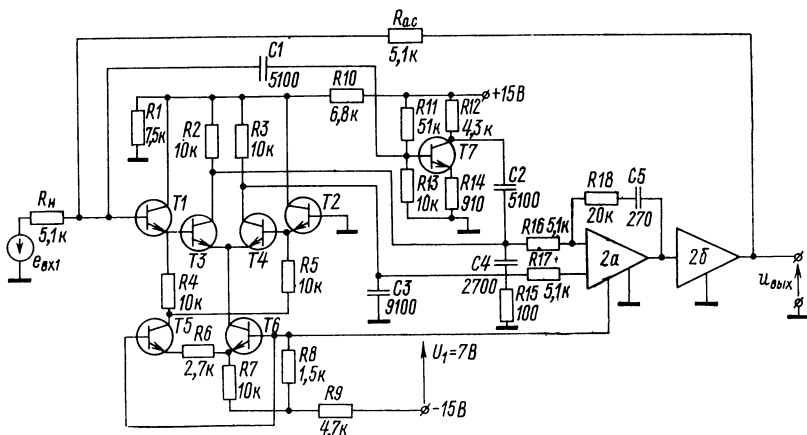


Рис. 2-27. Схема решающего усилителя с двухканальным ОУ

$$\frac{\tau_i}{\tau_{ср}} \geq (5 \div 15) \frac{m_y + 1}{m_u m_y + 1} \frac{u_3}{u_{гр}^*}, \quad i = 1; 2, \quad (2-93)$$

где

$$\tau_1 = C_1 \left(\frac{1}{y_{11(2)-3}} + \frac{1}{Y_n + Y_{o.c} + y_{11(2)-1}} \right),$$

$$\tau_2 = C_2 \left(\frac{1}{y_{22(2)-3}} + \frac{1}{y_{11-2} + y_{22(2)-1}} \right),$$

разделительные конденсаторы не изменяют вида рассмотренного переходного процесса усилителя. В реальных схемах транзисторных ОУ условие (2-93) выполняется при значениях емкостей разделительных конденсаторов в десятки и сотни пикофард (при $f_{ср} = 1 \div 10$ МГц), что позволяет сравнительно легко реализовать усилители по структурной схеме рис. 2-24 в гибридно-плечном исполнении. В некоторых схемах ОУ удается исключить один из разделительных конденсаторов $C1$ или $C2$.

Как уже отмечалось (§ 1-3), при проектировании быстродействующего ОУ целесообразно формировать ЛАЧХ петлевого усиления $|T_U(j\omega)|$, соответствующей аperiодическому звену первого порядка $T_U(s)$. В этой связи в ОУ (рис. 2-24) следует таким образом провести согласование дополнительного и основного каналов

усиления, чтобы исключить появление в области низких и средних частот ЛАЧХ $|T_U(j\omega)|$ участков с наклоном 0 и -40 дБ/дек. Можно показать, что при выполнении условий:

$$\left. \begin{aligned} y_{22(1)-3} &= n_y (y_{22(1)-1} + y_{11-2}), \quad \tau_1 > \tau_2, \\ y_{11(1)-3} &< y_{11(1)-1} + Y_n + Y_{o.c.}, \end{aligned} \right\} \quad (2-94)$$

в ЛАЧХ $|T_U(j\omega)|$ отсутствуют участки с наклоном 0 и -40 дБ/дек на частотах сопряжения каналов.

На рис. 2-27 приведена схема инвертирующего РУ с дополнительным каналом (подсхема 3 на Т7), имеющим расширенный диапазон активной работы по сравнению с диапазоном входного ДК (подсхема 1 на Т1—Т6; $u_{1гр(1)-1} = 50$ мВ, $u_{1гр(1)-3} = 2$ В). Подсхема 2а включает в себя каскады средней части усилителя, подсхема 2б — выходной каскад ОУ. ЛАЧХ усилителя $|K_U(j\omega)|$ имеет наклон -20 дБ/дек в диапазоне частот, меньших частоты среза, которая равна 3 МГц. Введение в усилитель дополнительного канала не увеличивает частоту среза, но тем не менее позволяет в 20 раз повысить скорость нарастания выходного напряжения ОУ.

Взаимосвязь динамических и энергетических характеристик. На характеристики элементов ОУ, выполненных по структурной схеме рис. 2-24, могут быть наложены ограничения, особенно важные при микроэлектронном исполнении усилителей. Как правило, допустимые уровни мощностей, рассеиваемых на бескорпусных транзисторах, не превышают нескольких десятков милливатт. Применение транзисторов большей мощности приводит к увеличению габаритов микросхемы. Поэтому несомненный интерес представляет выявление взаимосвязи характеристик быстродействия РУ (рис. 2-24) и энергетических свойств подсхем 1 и 3.

Для определения этой взаимосвязи рассмотрим типовые каскады, которые могут быть использованы в качестве подсхем 1 и 3 (рис. 2-6 — 2-9, 2-11). ДК (рис. 2-8, 2-9) обычно используются в подсхеме 1 при сравнительно малых эмиттерных сопротивлениях ($R_E \rightarrow 0$, см. § 2-3) и, как правило, их активные элементы работают в режиме микротоков. Каскады (рис. 2-6 — 2-9) можно использовать в дополнительном канале с расширенным диапазоном активной работы. К их частотным свойствам не предъявляются требования более высокие, чем к входному каскаду ОУ. Каскад с общим эмиттером (рис. 2-6) целесообразно применять в подсхеме 3 только в тех случаях, когда подсхема 1 имеет несимметричный выход и инвертирует фазу входного сигнала. Для повышения входного сопротивления и улучшения частотных свойств каскада (рис. 2-6) иногда целесообразно на его вход вводить эмиттерный повторитель. Схемы (рис. 2-7, 2-9) используются при неинвертирующем выходе подсхемы 1. Каскад (рис. 2-8) можно применять в качестве дополнительного канала усиления как при несимметричном (инвертирующем или неинвертирующем), так и при симметричном выходе подсхемы 1. Статические режимы работы транзисторов рассматриваемых каскадов предполагаются выбранными таким образом, что при динамических перегрузках ОУ эти транзисторы работают либо в области отсечки, либо в активной области. Входное граничное напряжение ДК, используемого в подсхеме 1, близко к величине $2m_{\phi T}$ (2-49). Каскады, на основе которых строится подсхема 3 (рис. 2-6 — 2-9), как уже отмечалось, должны обладать значительными входными граничными напряжениями, что легко осуществить соответствующим выбором сопротивлений R_E и эмиттерных токов транзисторов I_E^0 (2-30), (2-51) ($I_E^0 = 0,5I_0$ для схем на рис. 2-8, 2-9).

Как правило, статические уровни коллекторных напряжений транзисторов подсхем 1 и 3 сравнимы; в то время как токи транзисторов могут значительно отличаться. Поэтому уровни рассеиваемой мощности на активных элементах подсхем 1 и 3 удобно сравнивать по значениям эмиттерных токов $I_{Э-1}^0$ и $I_{Э-3}^0$, соответствующих статическому режиму работы транзисторов этих подсхем. Тогда на основании выражений (2-23), (2-30), (2-51), (2-90) нетрудно установить, что отношение токов $I_{Э-1}^0$ и $I_{Э-3}^0$ связано с коэффициентами n_y и n_u следующим образом:

$$n_I = \frac{I_{Э-3}^0}{I_{Э-1}^0} = 2|n_1|n_y n_u. \quad (2-95)$$

Формула (2-95) справедлива, если в качестве подсхемы 1 используются каскады, приведенные на рис. 2-8 ($n_1 = 0,5$) и рис. 2-9 ($|n_1| = 1$) при $R_{Э} = 0$, а в качестве подсхемы 3 — каскады, представленные на рис. 2-8 и 2-6 ($R_{Э} \neq 0$). При реализации подсхемы 3 на основе каскада (рис. 2-7) коэффициент n_I равен:

$$n_I = 2|n_1|n_y n_u \left(1 + \frac{R_{Э2}}{R_{Э}} \right). \quad (2-96)$$

Выражения (2-90), (2-95), (2-96) позволяют получить функциональную взаимосвязь времени установления переходного процесса РУ (рис. 2-24) и коэффициента n_I . Анализ зависимостей $t_{уст}/\tau_{ср}^* = f(n_1, n_y)$, показанных на рис. 2-28 ($n_1 = 0,5$), приводит к важным практическим выводам. Характер кривых подтверждает тот факт, что увеличение относительных энергетических возможностей дополнительного каскада (возрастание n_I) соответствует уменьшению времени $t_{уст}$, которое при $n_I \rightarrow \infty$ стремится к времени уста-

Рис. 2-28. Зависимости относительного времени установления переходного процесса от параметров n_I , n_y ($\epsilon_0 = 5\%$, $m_{u4} = 100$)

новления ОУ, работающего без динамической перегрузки ($t_{уст} \approx 3\tau_{ср}^*$ при $n_y \geq 10$). Следует подчеркнуть, что увеличение коэффициента n_I возможно не только за счет больших значений $I_{Э-3}^0$, но и уменьшения рабочих токов транзисторов входных каскадов основного тракта усилителя $I_{Э-1}^0$, что соответствует тенденции построения входных каскадов с малыми уровнями входных токов. Естественно, что в этом случае можно получить значительный выигрыш в быстродействии усилителя при сравнительно малых энергетических возможностях подсхемы 3. Для фиксированных значений коэффициента n_I существует однозначный выбор относительного усиления дополнительного канала n_y , соответствующего минимальному времени установления. Совокупность таких точек определяет огибающая к кривым с разными коэффициентами n_y , которая на рис. 2-28 показана штриховой линией. Например, при $n_I = 30$ необходимо выбрать коэффициент $n_y \approx 1$, чтобы получить минимальное время установления $t_{уст} = 7\tau_{ср}^*$. Таким образом, приведенные на рис. 2-28 зависимости позволяют при проектировании ОУ, соответствующих структурной схеме рис. 2-24, согласовать требования по быстродействию усилителя с требованиями, предъявляемыми к энергетике его дополнительного канала.

Режим насыщения дополнительного канала. Качество переходного процесса РУ (рис. 2-24) в значительной степени зависит от вида динамической перегрузки подсхем 1 и 3. Переходные характеристики усилителя в нелинейном режиме, при котором транзисторы подсхем 1 и 3 входят в область отсечки, определяются (2-90). В настоящем разделе рассматриваются переходные характеристики РУ (рис. 2-24) для случая, когда в режиме динамической перегрузки подсхемы 3 ($|u_1(t)| > u_{1\text{ гр } (1-3)}, u_{1\text{ гр } (1-3)} \gg u_{1\text{ гр } (1-1)}$) ее транзисторы входят в область насыщения. При этом изменяется знак коэффициента передачи подсхемы 3 (y_{21-3}). Для подсхемы 1, построенной на основе ДК, характерен режим отсечки транзисторов при больших входных сигналах (см. рис. 2-10). На первом участке переходной характеристики усилителя ($e_{\text{вх1}}(t) = E_{\text{вх1}} \cdot 1(t); |u_1(t)| > u_{1\text{ гр } (1-3)}$) подсхемы 1 и 3 находятся в режиме динамической перегрузки ($y_{ij(2-1)}, y_{ij(2-3)}$) — переходный процесс имеет расходящийся характер. На втором участке ($u_{1\text{ гр } (1-3)} \geq |u_1(t)| \geq u_{1\text{ гр } (1-1)}$) подсхема 3 выходит из перегрузки, и переходный процесс становится сходящимся; на третьем участке ($|u_1(t)| \leq u_{1\text{ гр } (1-1)}$) подсхемы 1 и 3 находятся в активном режиме ($y_{ij(1-1)}, y_{ij(1-3)}$) — переходный процесс заканчивается.

При определении переходных характеристик РУ (рис. 2-24) рассматривается наиболее общий случай, когда ЛАЧХ $|K_U(j\omega)|$, соответствующая апериодическому звену первого порядка $K_U(s)$ (2-89), формируется несколькими корректирующими цепями, как связанными, так и не связанными со входом подсхемы 2:

$$\left. \begin{aligned} y_{21-2}(s) &= y_{21-2} \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s}, \\ y_{11-2}(s) &= y_{11-2} \left(1 + \frac{y_{11-2} + y_{22(1-1)} + y_{22(1-3)} \tau_2 s}{y_{11-2}} \right), \end{aligned} \right\} \quad (2-97)$$

где $f_2 = 1/\tau_2$ — частота сопряжения низкочастотного и высокочастотного участков ЛАЧХ $|K_U(j\omega)|$. Анализ динамических характеристик ОУ проводится с учетом того фактора, что перегрузка подсхемы 3 приводит к заметному изменению постоянной времени цепи коррекции, связанной с выходом этой подсхемы (поскольку $y_{22(1-3)} \neq y_{22(2-3)}$). Переходный процесс РУ (рис. 2-24) на первом участке характеризуется соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{вых1}}(t) &= \left[-u_9 - R_{\text{о.с}} (j'_{y1(2-1)} + j'_{y1(2-3)}) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{y_{11(2-3)} + y_{11(2-1)} + Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}} (j'_{y2(2-1)} + j'_{y2(2-3)})}{y_{21(2-3)} Y_{\text{о.с}}} \right] h(t), \\ u_{\text{вых1}}(t_1) &= u_9 - \frac{u_{1\text{ гр } (1-3)}}{K_{\text{о.с1}}} + R_{\text{о.с}} j'_{y1(2-1)}, \end{aligned} \right\} \quad (2-98)$$

где

$$\begin{aligned} j'_{y1(2-1)} &= -(y_{11(1-1)} - y_{11(2-1)}) u_{1\text{ гр } (1-1)}, \\ j'_{y2(2-1)} &= -y_{21(1-1)} u_{1\text{ гр } (1-1)} - (y_{22(1-1)} - y_{22(2-1)}) u_{2\text{ гр } (1-1)}, \\ j'_{y1(2-3)} &= -(y_{11(1-3)} - y_{11(2-3)}) u_{1\text{ гр } (1-3)} - y_{12(2-3)} u_{2\text{ гр } (1-3)}, \\ j'_{y2(2-3)} &= -(y_{22(1-3)} - y_{21(1-3)}) u_{1\text{ гр } (1-3)} - (y_{22(1-3)} - y_{22(2-3)}) u_{2\text{ гр } (1-3)}, \\ h(t) &= -1 + \frac{1}{\sqrt{(n_{y2} - a_2)^2 + a_2 n_{y1}}} \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times \left[\left(\frac{1}{\tau_{cp}^* s_1} + a_2 \right) e^{s_1 t} - \left(\frac{1}{\tau_{cp}^* s_2} + a_2 \right) e^{s_2 t} \right], \quad a_2 = \frac{\tau_2}{\tau_{cp}}, \\ n_{y1} &= - \frac{4(y_{21(1)-1} + y_{21(1)-3})(Y_n + Y_{o.c} + y_{11(2)-3} + y_{11(2)-1})}{Y_n + Y_{o.c} + y_{11(1)-1} + y_{11(1)-3}}, \\ [& (y_{22(2)-3} + y_{22(2)-1} + y_{11-2})(Y_n + Y_{o.c} + y_{11(2)-3} + \\ & + y_{11(2)-1}) - y_{12(2)-3} y_{21(2)-3}] \times \\ n_{y2} &= - \frac{y_{21(2)-3}(y_{22(1)-1} + y_{22(1)-3} + y_{11-2})}{y_{21(1)-1} + y_{21(1)-3}} \times \\ & \times \frac{y_{21(1)-1} + y_{21(1)-3}}{Y_n + Y_{o.c} + y_{11(1)-1} + y_{11(1)-3}}, \\ s_1 &= \frac{2(n_{y2} - a_2)}{a_2 n_{y1} \tau_{cp}^*} \left(-1 + \sqrt{1 + \frac{a_2 n_{y1}}{(n_{y2} - a_2)^2}} \right), \\ s_2 &= \frac{2(n_{y2} - a_2)}{a_2 n_{y1} \tau_{cp}^*} \left(-1 - \sqrt{1 + \frac{a_2 n_{y1}}{(n_{y2} - a_2)^2}} \right). \end{aligned}$$

Параметры $u_{1 гр(1)-1}$, $u_{1 гр(1)-3}$, $u_{2 гр(1)-1}$, $u_{2 гр(1)-3}$ — граничные напряжения подсхем 1 и 3 соответственно по входу и выходу.

Длительность первого участка переходного процесса t_1 определяется решением трансцендентного уравнения (2-98). Переходные характеристики ОУ на втором и третьем участках характеризуются выражениями (2-90).

Анализ соотношений (2-90), (2-98) показывает, что динамическая перегрузка подсхемы 3, связанная с насыщением ее транзисторов, как правило, приводит к большему затягиванию переходного процесса на выходе ОУ, чем перегрузка подсхемы 3, обусловленная отсечкой ее транзисторов (сравниваются подсхемы с одинаковыми параметрами $u_{1 гр(1)-3}$); при этом насыщение подсхемы 3 может привести к неустойчивой работе усилителя. На основании (2-98) нетрудно получить условие устойчивой работы РУ (рис. 2-24) для рассматриваемого вида динамической перегрузки подсхемы 3:

$$\begin{aligned} & \frac{y_{11(2)-3} + y_{11(2)-1} + Y_n + Y_{o.c}}{y_{21(2)-3} Y_{o.c}} (j'_{y2(2)-1} + j'_{y2(2)-3}) - \\ & - R_{o.c} (j'_{y1(2)-3} + j'_{y1(2)-3}) \geq u_3. \quad (2-99) \end{aligned}$$

Если условие (2-99) не выполняется, то под действием положительной обратной связи, возникающей в РУ при перегрузке подсхемы 3, меняется знак производной $d[u_{вых1}(t)]/dt$ при $t > 0$, что и обуславливает расходящийся процесс на выходе усилителя.

В качестве примера рассмотрим переходную характеристику усилителя (рис. 2-24) на участке динамической перегрузки подсхемы 3, когда в этой подсхеме используется каскад (рис. 2-6). Насыщение каскада (рис. 2-6) наступает при положительной полярности входного сигнала, т. е. при напряжении $e_{вх1}(t) = -E_{вх1} \cdot 1(t)$, где $E_{вх1} > 0$. Выражение (2-98) для рассматриваемой полярности напряжения $e_{вх1}(t)$ и с учетом соотношений пересчета автономных параметров из y - в h -систему (табл. 2-1) примет вид:

$$\begin{aligned} u_{вых1}(t) &= \left[u_3 - R_{o.c} j'_{y1(2)-1} + \frac{y_{11(2)-3} + y_{11(2)-1} + Y_{o.c} + Y_n}{y_{21(2)-3} Y_{o.c}} \times \right. \\ & \times j'_{y2(2)-1} - \frac{y_{11(2)-1} + Y_n + Y_{o.c}}{Y_{o.c}} e_{h(2)-3} + \end{aligned}$$

$$+ \frac{1 + h_{11(2)-3}(y_{11(2)-1} + Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}})}{h_{21(2)-3}Y_{\text{о.с}}} j_{h(2)-3} \Big] h'(t). \quad (2-100)$$

Автономные и неавтономные h -параметры каскада (рис. 2-6) при его перегрузке, связанной с насыщением транзистора $T1$, определяются соотношениями (2-23), (2-25), т. е.

$$\left. \begin{aligned} e_{h(2)-3} &= U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*, & j_{h(2)-3} &= (Y_{\text{Б}} + Y_{\text{Э}})(U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*), \\ h_{11(2)-3} &\approx r_{\text{б}}' + \frac{r_{\text{к.п}}}{1 - \alpha\alpha_I}, & h_{21(2)-3} &= -1. \end{aligned} \right\} \quad (2-101)$$

Для подсхемы 1, построенной на базе ДК, полагаем:

$$j_{y1(2)-1}' \approx 0, \quad j_{y2(2)-1}' \approx i_{2\text{ гр}(1)-1}. \quad (2-102)$$

На основании (2-100) — (2-102) при $h_{11(2)-3}(y_{11(2)-1} + Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}}) \ll 1$ можно получить:

$$u_{\text{вых 1}}(t) = \left[u_{\text{Э}} - R_{\text{о.с}} i_{2\text{ гр}(1)-1} - \frac{Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}} + y_{11(2)-1} + Y_{\text{Э}} + Y_{\text{Б}}}{Y_{\text{о.с}}} \times \right. \\ \left. \times (U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*) \right] h(t). \quad (2-103)$$

Из выражения (2-103) следует условие устойчивой работы РУ:

$$\frac{Y_{\text{н}} + Y_{\text{о.с}} + y_{11(2)-1} + Y_{\text{Э}} + Y_{\text{Б}}}{Y_{\text{о.с}}} (U_{\text{КБ}}^0 + U_{\text{КБ}}^*) + \\ + R_{\text{о.с}} i_{2\text{ гр}(1)-1} \geq u_{\text{Э}}. \quad (2-104)$$

Исходя из рассмотрения материала, изложенного в § 2-4 и 2-5, можно дать ряд рекомендаций по выбору способа повышения быстродействия ОУ в режимах «большого сигнала». Так, дополнительные каналы с расширенным диапазоном активной работы, имеющие разделительные цепи с основным трактом усиления, целесообразно в основном использовать в ОУ, предназначенных для гибридно-пленочного исполнения. Их применение связано с введением минимального числа дополнительных элементов в тех случаях, когда ОУ имеет также высокочастотный параллельный канал усиления. Применение квазилинейных входных каскадов наиболее перспективно в ОУ, реализуемых в полупроводниковом исполнении, а также в тех гибридно-пленочных усилителях, в которые неудобно вводить дополнительные каналы с разделительными цепями. К таким усилителям можно отнести ОУ с высоким быстродействием по инвертирующему и неинвертирующему входам и с входными каскадами, имеющими симметричный выход по переменному току.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

СХЕМОТЕХНИКА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

3-1. Квазилинейные дифференциальные каскады

Улучшение параметров одноканальных операционных усилителей в значительной мере связано с совершенствованием их входных каскадов, которые определяют важнейшие статические характеристики ОУ, а также оказывают существенное влияние на его

полосу пропускания и быстродействие. За счет рационального построения входных каскадов можно получить значительное улучшение некоторых важнейших параметров ОУ: частоты среза, скорости нарастания выходного напряжения, коэффициента ослабления синфазных входных напряжений, входных сопротивлений для дифференциального и синфазного сигналов и т. п.

Далее излагаются принципы построения и основные элементы схемотехники квазилинейных дифференциальных каскадов (ДК), специально предназначенных для быстродействующих ОУ. Их применение позволяет ценой небольшого усложнения исходной схемы усилителя получить значительный выигрыш по максимальной скорости нарастания выходного напряжения ОУ и времени установления переходного процесса РУ. На основе квазилинейных ДК могут быть синтезированы быстродействующие усилители с малым потреблением энергии, что практически недостижимо при других способах быстродействия ОУ.

Квазилинейные ДК строятся на базе типовых каскадов (рис. 2-8, 2-9, 2-11). Это позволяет использовать при их реализации все последние достижения в области схемотехники линейных интегральных схем [18]. Такая преемственность способствует раздельному решению задач повышения быстродействия и улучшения статических параметров микроэлектронных усилителей.

а. Принципы построения

Одними из основных параметров ДК, определяющих быстродействие ОУ в режимах «большого сигнала» (§ 2-4), являются их входные граничные напряжения $u_{1\text{ гр } (1)}$ и $u'_{1\text{ гр } (1)}$. Все существующие схемотехнические методы, которые в настоящее время используются для увеличения входных граничных напряжений, можно разделить на две основные группы. В усилителях, использующих первую совокупность методов (§ 2-3), расширение диапазона активной работы достигается за счет тех или иных изменений в структуре типовых ДК (рис. 2-12). Это приводит к потере большей части тех положительных свойств, которые им присущи.

В квазилинейных усилителях, использующих методы второй группы, базовая схема не исключается из структуры ДК, а только дополняется определенной совокупностью активных и пассивных элементов, которые, не нарушая свойств базовой схемы в режимах «малого сигнала», придают ей дополнительное качество — расширяют диапазон активной работы.

Общая характеристика свойств квазилинейных каскадов. Типовой ДК (рис. 2-9) входит в нелинейный режим, если напряжение между базами его транзисторов $T1—T2$ превышает 50—100 мВ. При этом приращения тока в нагрузке прекращаются, принимая предельные значения:

$$i_{2\text{ гр } (1)} \approx n_1 I_0, \quad i'_{2\text{ гр } (1)} \approx -n_1 I_0, \quad (3-1)$$

где n_1 — коэффициент нагрузки (2-47).

Для того чтобы приращения выходного тока не ограничивались в области больших входных напряжений, можно изменять ток I_0 , т. е. сделать этот ток зависимым от уровня входного напряжения. Действительно, из (3-1) видно, что при увеличении тока I_0

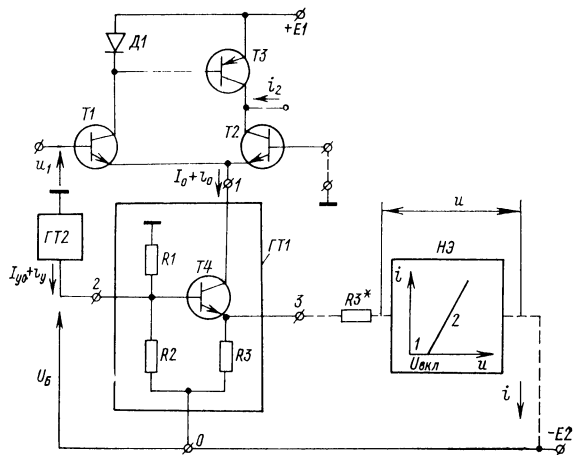


Рис. 3-1. Дифференциальный каскад с управляемым генератором тока ГТ1

пропорционально модулю входного напряжения ток в нагрузке будет получать дальнейшие приращения. Следовательно, на характеристике прямой передачи входного сигнала $i_2 = f(u_1)$ после зоны насыщения выходного тока, свойственной типовым ДК (рис. 2-10), можно сформировать дополнительный участок с линейной зависимостью тока нагрузки от входного напряжения. Для этого необходимо к базовому ДК (рис. 2-9) подключить ряд дополнительных элементов, которые в состоянии преобразовать изменение модуля входного напряжения в изменение тока I_0 .

На рис. 3-1 показана функциональная схема каскада с одним из возможных способов управления током I_0 , а на рис. 3-2 — его конкретная реализация, поясняющая работу данного ДК. Отдельные этапы формирования результирующей характеристики прямой передачи ДК $i_2 = f(u_1)$ отражены на рис. 3-3.

Квазилинейный каскад (рис. 3-1) содержит типовой параллельно-балансный усилитель, выполненный на транзисторах $T1, T2$. Статический режим ДК устанавливается генератором тока ГТ1, реализованном по традиционной схеме на транзисторе $T4$ [18].

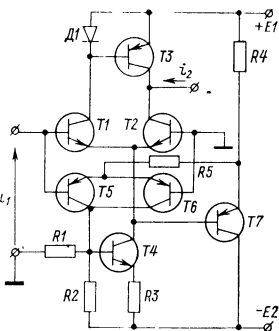


Рис. 3-2. Схема квазилинейного дифференциального каскада

Для управления током I_0 к базе транзистора $T4$ подключен зависимый источник $ГТ2$, ток которого является функцией входного напряжения. Данный источник увеличивает напряжение смещения базы транзистора $T4$ пропорционально модулю входного сигнала, что приводит к увеличению коллекторного тока транзистора $T4$ в области больших входных напряжений (рис. 3-3, б).

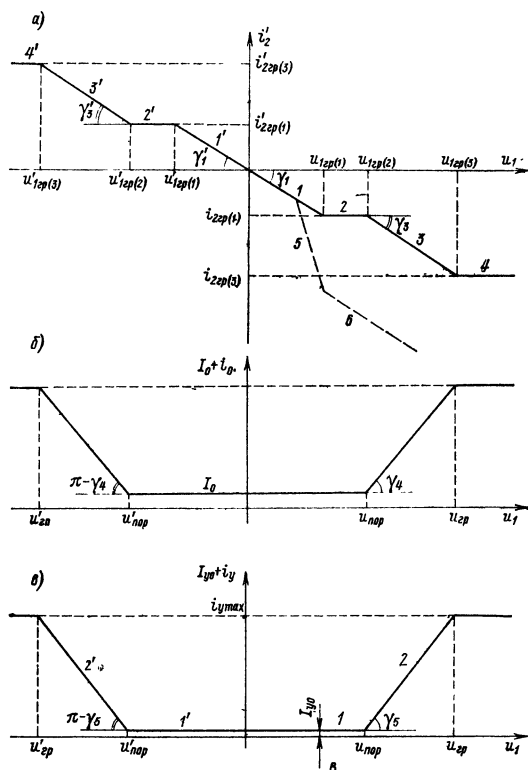


Рис. 3-3. Формирование характеристики прямой передачи входного напряжения квазилинейного дифференциального каскада

Зависимый источник $ГТ2$ играет важную роль в работе каскада. В схеме на рис. 3-2 он реализован на транзисторах $T5$, $T6$ и резисторе $R5$. Элементы $T7$, $R4$ имеют вспомогательное назначение. В области малых входных напряжений, когда базовый параллельно-балансный каскад работает в линейном режиме, транзисторы $T5$, $T6$ закрыты и не участвуют в передаче сигнала. Между эмиттерами и базами данных активных элементов устанавливается нулевое напряжение. Поэтому их влиянием на малосигнальные параметры ДК можно пренебречь.

Результирующая характеристика прямой передачи квазилинейного ДК (рис. 3-2) $i_2 = f(u_1)$ имеет в общем случае несколько

участков (рис. 3-3, а). На первом участке транзисторы $T5—T6$ закрыты (зависимый источник $ГТ2$ выключен), и выходной ток i_2 получает приращение за счет перераспределения начального тока I_0 генератора $ГТ1$ между транзисторами $T1$ и $T2$.

Как только входное напряжение достигнет уровня $u_{1\text{ гр } (1)} = 50 \div 100$ мВ, приращения тока i_2 прекращаются. На характеристике $i_2 = f(u_1)$ появляется первое насыщение выходного тока (рис. 3-3, а). В пределах первого и второго участков этой характеристики транзисторы $T5—T6$ находятся в области отсечки, и здесь квазилинейный каскад ведет себя как типовой ДК (рис. 2-9).

Дальнейшее увеличение входного напряжения приводит к тому, что в активный режим входит транзистор $T6$. В свою очередь это вызывает линейное увеличение коллекторного тока транзистора $T4$ и тока в нагрузке. На характеристике прямой передачи входного напряжения появляется участок 3.

При отрицательной полярности входного напряжения в активный режим входит транзистор $T5$. В остальном принцип работы ДК (рис. 3-2) не меняется.

Характеристика прямой передачи (рис. 3-3, а) для каждой из полярностей входного напряжения содержит по четыре участка. В дальнейшем будем считать, что эта характеристика симметрична, т. е. положим

$$\begin{aligned} |u'_{1\text{ гр } (1)}| &= u_{1\text{ гр } (1)}, & |u'_{1\text{ гр } (2)}| &= u_{1\text{ гр } (2)}, & |u'_{1\text{ гр } (3)}| &= u_{1\text{ гр } (3)}, \\ i'_{2\text{ гр } (1)} &= -i_{2\text{ гр } (1)}, & i'_{2\text{ гр } (3)} &= -i_{2\text{ гр } (3)}, & \gamma'_1 &= \gamma_1, & \gamma'_3 &= \gamma_3. \end{aligned}$$

Как следует из описания принципа работы квазилинейного ДК, его свойства в значительной мере определяются законом изменения тока зависимого источника $ГТ2$. Чтобы исключить участок 2, необходимо изменять ток I_0 сразу после выхода транзисторов $T1$ или $T2$ из активного режима работы. Условие синтеза линейной характеристики прямой передачи входного напряжения можно записать в следующем виде:

$$u_{1\text{ гр } (1)} = u_{1\text{ гр } (2)} = u_{\text{пор}}, \quad \text{tg } \gamma_1 = \text{tg } \gamma_3 = |n_1| \text{tg } \gamma_4. \quad (3-2)$$

Условия (3-2) физически реализуемы, если цепи управления выходным током генератора $ГТ1$ находятся в обесточенном состоянии при $|u_1| < u_{1\text{ гр } (1)}$. Следовательно, управляемый источник $ГТ2$ (рис. 3-1) должен иметь характеристику $i_y = f(u_1)$ с зоной нечувствительности в области начала координат (рис. 3-3, в). Практически из-за неидеальности активных элементов трудно обеспечить полное выключение зависимого источника $ГТ2$ в области малых входных напряжений. Обратные токи коллекторных переходов транзисторов, на которых строится $ГТ2$ (рис. 3-2, $T5—T6$), а также наличие в большинстве случаев небольшого смещения их эмиттерно-базовых переходов, обуславливают появление неуправляемого тока на выходе зависимого источника $ГТ2$ (I_{y0}). Если этот ток мал во всем температурном диапазоне, то подклю-

чение к базовому ДК дополнительных элементов, расширяющих диапазон активной работы, не ухудшает стабильности его режима. В схеме ДК (рис. 3-2) это достигается за счет выбора напряжений между эмиттерами и базами транзисторов $T5$ — $T6$, близкими к нулю.

Если ток i_0 начнет меняться раньше или позже чем базовый ДК войдет в режим ограничения изменений выходного тока, то на характеристике прямой передачи (рис. 3-3, а) появятся нежелательные участки 5 или 2.

Относительная протяженность участка 2, которая характеризуется коэффициентом $m_{u2} = u_{1\text{ гр } (2)} / u_{1\text{ гр } (1)}$ (2-83), определяется напряжением включения $u_{\text{пор}}$ зависимого источника $ГТ2$. В большинстве случаев коэффициент m_{u2} может варьироваться по усмотрению разработчика в определенных пределах. Так, в схеме ДК (рис. 3-2) введение диода в цепь базы транзистора $T7$ приводит к приоткрыванию транзисторов $T5$ — $T6$ и, следовательно, к уменьшению напряжения $u_{\text{пор}}$ и коэффициента m_{u2} .

Неудачный выбор начального смещения эмиттерно-базовых переходов транзисторов $T5$ — $T6$ может привести к заметной нестабильности коллекторного тока транзистора $T4$, что отрицательно скажется на температурном дрейфе э. д. с. смещения ОУ.

Коэффициент m_{u2} , так же как и напряжение $u_{1\text{ гр } (3)}$, является важным параметром квазилинейного каскада, характеризующим качество его работы в режимах «большого сигнала». Лучшие ДК имеют этот коэффициент равным единице. С увеличением m_{u2} эффективность использования квазилинейного ДК в быстродействующем усилителе несколько падает (рис. 2-21). Вместе с тем в большинстве случаев допустимо иметь значения коэффициента m_{u2} , лежащие в пределах 5—10. Таким образом, в быстродействующих ОУ могут использоваться, причем достаточно эффективно, и те каскады, у которых протяженность второго участка характеристики прямой передачи входного напряжения достигает 300—500 мВ. Это соответствует более глубокой отсечке транзисторов зависимого источника тока $ГТ2$ (рис. 3-1) и благоприятно сказывается на общей стабильности режима ДК.

Учитывая, что коэффициент $m_{u2} = u_{1\text{ гр } (2)} / u_{1\text{ гр } (1)}$ и дополнительный температурный дрейф, вносимый зависимым источником тока, находятся в слабой взаимосвязи, вопрос о приемлемости того или иного напряжения включения этого источника ($u_{\text{пор}}$) следует решать с учетом конкретного технического задания на разработку ОУ. Практически взаимосвязь дрейфа и коэффициента m_{u2} весьма слаба и не является сколь-нибудь серьезным препятствием на пути синтеза быстродействующих усилителей с хорошими статическими параметрами. Во-первых, за счет надлежащего выбора температурных коэффициентов изменения напряжений эмиттер — база, определяющих статический режим транзисторов зависимого источника тока, можно и при линейной характеристике прямой передачи сигнала обеспечить высокую стабильность ДК.

Во-вторых, при фиксированном коэффициенте m_{u2} некоторое увеличение быстродействия может быть достигнуто за счет повышения наклона третьего участка характеристики $i_2 = f(u_1)$ относительно первого (рис. 3-3, а). Однако чрезмерное увеличение $m_{y1} = \tan \gamma_3 / \tan \gamma_1$ может привести к неустойчивости РУ. Поэтому весьма желательно, чтобы граница третьего и четвертого участков располагалась не выше прямой, являющейся линейным продолжением характеристики прямой передачи базового ДК (рис. 3-4).

Рассмотренные особенности формирования квазилинейных характеристик прямой передачи ДК учитываются при синтезе квазилинейных каскадов, отличающихся друг от друга способами подключения зависимого источника тока к базовой схеме.

Каскады с управляемым генератором тока ГТ1 (рис. 3-1). Формирование характеристики прямой передачи сигнала (рис. 3-3) посредством изменения тока i_0 имеет ряд особенностей, касающихся выбора статического режима активных элементов. Генератор ГТ1 является, по существу, масштабным усилителем, на вход 2

которого включен источник сигнала ГТ2. Поэтому транзистор Т4 должен всегда работать в линейном режиме. При традиционном выполнении каскада, когда сопротивление резистора R3 измеряется десятками килоом, а заданное отношение $i_{2 \text{ гр } (3)} / i_{2 \text{ гр } (1)}$ велико — последнее осуществить весьма трудно. Действительно, с увеличением тока i_0 напряжение коллектор — база транзистора Т4 уменьшается. При некотором входном напряжении транзистор Т4, если не принять мер, войдет в насыщение. Такой режим следует рассматривать как нежелательное явление, затягивающее переходный процесс на выходе РУ. Поэтому необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$|i_{2 \text{ гр } (3)}| < |n_1| R_3^{-1} (E_2 - 2U_{\text{ЭБ4}}). \quad (3-3)$$

Неравенство (3-3) определяет при заданных сопротивлениях резистора R3 и напряжениях источника питания E2 диапазон линейной работы генератора ГТ1, в пределах которого характеристика прямой передачи входного напряжения каскада описывается уравнением:

$$i_2 \approx n_1 (I_0 + K_{11} i_y) \operatorname{th} \frac{u_1}{2m_y \varphi_T}, \quad (3-4)$$

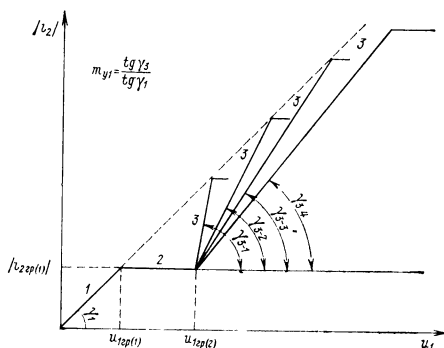


Рис. 3-4. Варианты характеристик прямой передачи с различными коэффициентами m_{y1}

где I_0 — выходная координата генератора тока при отключенном источнике ГТ2; $\varphi_T = 25$ мВ; K_{I1} — модуль коэффициента усиления по току генератора ГТ1 относительно входа 2. Выражение для расчета K_{I1} имеет следующий вид:

$$K_{I1}^{-1} = 1 + h_{21\ 6-4} + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} (h_{11\ 6-4} + R_3), \quad (3-5)$$

где $h_{21\ 6-4}$, $h_{11\ 6-4}$ — h -параметры транзистора Т4 при включении по схеме с общей базой.

Параметры характеристики прямой передачи ДК (рис. 3-1) связаны с параметрами характеристики ГТ2 $i_y = f(u_1)$ следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} y_{21\ (3)} &= n_1 K_{I1} y_{21\ y} \sim \operatorname{tg} \gamma_3, & u_{1\ \text{гр}\ (2)} &= u_{\text{пор}}, \\ i_{2\ \text{гр}\ (3)} &= n_1 (I_0 + K_{I1} i_{y\ \text{max}}), & u_{1\ \text{гр}\ (3)} &= u_{\text{гр}}, \end{aligned} \right\} \quad (3-6)$$

где

$$y_{21\ y} \sim \operatorname{tg} \gamma_5.$$

Если требуется получить значительное расширение диапазона активной работы ДК (рис. 3-1), не ухудшая стабильности режима транзистора Т4, то неравенство (3-3) может не выполняться. В этом случае для предотвращения насыщения этого транзистора в переходном режиме ОУ следует подключить к резистору R_3 нелинейную цепь, состоящую из резистора R_3^* и нелинейного элемента (НЭ). В качестве НЭ (рис. 3-1) могут использоваться диоды, стабилитроны, эмиттерно-базовые переходы транзисторов в режиме обратимого пробоя и другие полупроводниковые приборы.

При малых входных сигналах статический режим НЭ соответствует участку 1 и его ток мал по сравнению с током I_0 . Это достигается за счет выбора напряжения включений НЭ ($U_{\text{вкл}}$), превышающего напряжение на резисторе R_3 на величину $u_{\text{вкл}}$. Поэтому нелинейный элемент не влияет на стабильность статического режима и выходное сопротивление ГТ1.

При входном напряжении, превышающем напряжение включения зависимого источника ГТ2, $u_{\text{пор}}$ начинает увеличиваться ток i_y (рис. 3-3, в) и напряжение на НЭ. В этот период приращением тока i_0 можно пренебречь, так как сопротивление резистора R_3 велико, а усиление генератора ГТ1 K_{I1} по второму входу мало.

НЭ начинает работать на участке 2 с малым динамическим сопротивлением ($r_{\text{н. э}}$) в тот момент времени, когда

$$u_1 = u_{\text{пор}} + u_{\text{вкл}} (y_{21\ y} R_{\text{вх}\ 2})^{-1} \approx u_{1\ \text{гр}\ (2)}, \quad (3-7)$$

где $R_{\text{вх}\ 2}$ — входное сопротивление ГТ1 относительно узла 2.

Уменьшение эквивалентного сопротивления в цепи эмиттера транзистора Т4 соответствует началу третьего участка характе-

ристики $i_2 = f(u_1)$ (рис. 3-3, а). Нелинейная цепь $R3^* - HЭ$ позволяет получить сравнительно большие токи в нагрузке при изменении напряжения U_B в пределах 2—3 В.

В полупроводниковых ОУ в качестве токостабилизирующего двухполюсника ГТ1 часто используются подсхемы, не содержащие высокоомных резисторов в эмиттерных цепях активных элементов. В таких случаях опасность насыщения транзисторов не возникает. Так, например, если в ДК (рис. 3-1) закоротить резистор $R3$, а вместо резистора $R2$ включить $p-n$ -переход, то транзистор $T4$ превратится в линейный повторитель тока с широким диапазоном изменения выходного тока.

Каскады с параллельным соединением генератора тока ГТ1 и зависимого источника тока ГТ2 (рис. 3-5). Значительно большими возможностями в комплексном улучшении параметров ОУ обладают квазилинейные ДК, у которых зависимый источник ГТ2 и генератор ГТ1 включены параллельно. В таких схемах генератор тока ГТ1 не участвует в формировании третьего участка характеристики прямой передачи входного напряжения (рис. 3-3, а). Следовательно, его структура и параметры элементов могут быть рассчитаны на получение оптимальной стабильности тока I_0 , заданного выходного сопротивления, требуемого диапазона изменения синфазных входных напряжений ОУ и т. д.

В области малых входных напряжений ток I_0 определяет статический режим транзисторов $T1-T2$, а зависимый источник ГТ2 находится в выключенном состоянии ($i_y \approx 0$, рис. 3-3, в). Как только входное напряжение превысит напряжение включения $u_{пор}$, начинается увеличиваться ток i_y и, следовательно, суммарный ток эмиттерной цепи транзисторов $T1, T2$ ДК. При этом закон изменения выходного тока ДК (i_2) соответствует изменениям тока i_y . Поэтому

$$\left. \begin{aligned} y_{21(3)} &= n_1 y_{21y} \sim \operatorname{tg} \gamma_3, & u_{1гр(2)} &= u_{пор}, \\ i_{2гр(3)} &= n_1 (I_0 + i_{y\max}), & u_{1гр(3)} &= u_{гр}. \end{aligned} \right\} \quad (3-8)$$

Если заданный максимальный выходной ток ($i_{2гр(3)}$) значительно превышает предельный ток источника ГТ2 ($i_{y\max}$), то для согласования диапазонов изменения токов i_2 и i_y в схему ДК целесооб-

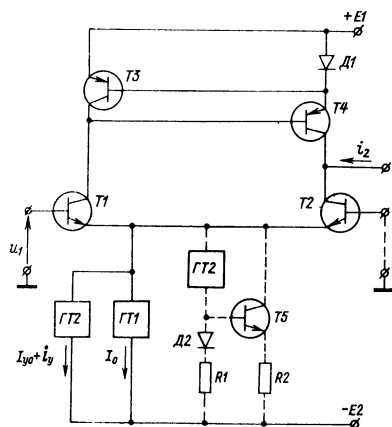


Рис. 3-5. Дифференциальный каскад с параллельным включением генератора тока ГТ1 и зависимого источника ГТ2

разно ввести дополнительный усилитель, выполненный на транзисторе $T5$ (рис. 3-5). За счет надлежащего выбора коэффициента передачи этого усилителя можно в весьма широких пределах варьировать граничную координату $i_{2 \text{ гр } (3)}$ характеристики прямой передачи входного напряжения.

Каскады с выключаемым генератором тока ГТ1 (рис. 3-6). Способы построения генераторов ГТ1 весьма разнообразны [18]. Тем не менее в схемах сравнительно большой группы источников тока можно найти такой узел, относительно которого каждый из

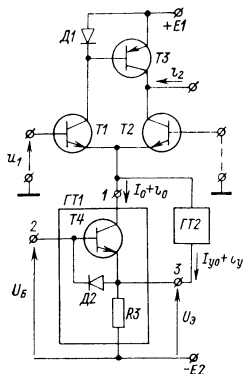


Рис. 3-6. Способ компенсации неустойчивости статического режима дифференциального каскада

них можно рассматривать как неинвертирующий усилитель с единичным коэффициентом передачи тока. Так, например, роль такого узла у ДК (рис. 3-6) выполняет эмиттер транзистора $T4$. Если сопротивление резистора $R3$ удовлетворяет неравенству $R3 \gg h_{116-4}$, то коэффициент передачи приращений тока i_y в коллекторную цепь $T4$ близок к единице. Данное свойство схемы рис. 3-6 позволяет синтезировать ДК с высокой стабильностью статического режима транзисторов $T1-T2$ при весьма нестабильном начальном токе I_{y0} зависимого источника ГТ2.

Предположим, что к базовому каскаду (рис. 3-6) подключается зависимый источник ГТ2, находящийся в выключенном состоянии (рис. 3-3, в, $i_y = 0$). Это вызывает уменьшение эмиттерного и, следовательно, коллекторного тока транзистора $T4$. В результате в эмиттерной цепи транзисторов $T1$ и $T2$ ДК произойдет почти полная

взаимная компенсация тока I_{y0} и приращения тока $i_0 \approx -I_{y0}$. Аналогичным образом компенсируется влияние температурной и временной неустойчивости тока I_{y0} на статический режим ДК. Это позволяет применять в качестве ГТ2 зависимые источники с относительно большими (единицы — десятки микроампер) начальными токами, но малыми напряжениями включения ($u_{\text{пор}}$). Пониженная чувствительность характеристик к разбросу и температурным изменениям тока I_{y0} является основным достоинством квазилинейных каскадов, реализованных по функциональной схеме рис. 3-6.

В области больших входных напряжений квазилинейный ДК (рис. 3-6) работает следующим образом. До тех пор пока генератор ГТ1 в состоянии обрабатывать приращения тока i_y , сумма эмиттерных токов транзисторов $T1-T2$ не изменяется. При $i_y \approx I_0$ транзистор $T4$ закрывается, и компенсирующая обратная связь перестанет функционировать. С этого момента выходной ток ДК

начинает получать дополнительные приращения (рис. 3-3, α , участок 3). Поэтому граничные координаты характеристик передачи сигнала ДК и зависимого источника ГТ2 не совпадают:

$$\left. \begin{aligned} y_{21(3)} &= n_1 y_{21y} \sim \operatorname{tg} \gamma_3, & i_{2\text{ гр}(3)} &= n_1 i_{y\text{ max}}, \\ u_{1\text{ гр}(2)} &= u_{\text{пор}} + I_0 y_{21y}^{-1}, & u_{1\text{ гр}(3)} &= u_{\text{гр}}. \end{aligned} \right\} \quad (3-9)$$

В переходном режиме напряжение U_3 узла 3 может значительно возрасти. Для предотвращения пробоя эмиттерно-базового перехода транзистора Т4 (если такой режим представляет опасность) в схему необходимо ввести элементы защиты. Включение диода Д2 (рис. 3-6) решает эту задачу. Как только напряжение U_3 превысит напряжение U_B , диод Д2 откроется и источник ГТ2 окажется подключенным к низкоомной цепи смещения базы транзистора Т4. В тех случаях, когда данная цепь не в состоянии пропустить большие уровни тока i_y на источник питания E_2 , роль устройства защиты может выполнить эмиттерно-базовый переход дополнительного $p-n-p$ -транзистора (на рис. 3-6 не показан), коллектор которого нужно подключить к источнику E_2 .

Заметим, что при реализации генератора ГТ1 по безрезистивным схемам [18] необходимость в элементах защиты отпадает.

Каскады с параллельным соединением базовой схемы ДК и двух зависимых источников тока (рис. 3-7). Представленная на рис. 3-7 функциональная схема квазилинейного ДК несколько отличается от ранее рассмотренных по принципу действия. Расширение диапазона активной работы здесь обеспечивается двумя зависимыми источниками ГТ2 и ГТ3, каждый из которых управляется входным напряжением только одной полярности. Ток i_y^+ возрастает линейно при $u_1 > u_{1\text{ гр}(2)}$, а ток i_y^- — при $u_1 < u_{1\text{ гр}(2)}$. Характеристика прямой передачи входного напряжения ДК и ее параметры определяются следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} i_2 &= n_1 I_0 \operatorname{th} \frac{u_1}{2m_3 \varphi_T} + n_1 (i_y^+ + i_y^-), \\ y_{21(3)} &= n_1 y_{21y} \sim \operatorname{tg} \gamma_3, & u_{1\text{ гр}(2)} &= u_{\text{пор}}, \\ i_{2\text{ гр}(3)} &= n_1 (I_0 + i_{y\text{ max}}^+), & u_{1\text{ гр}(3)} &= u_{\text{гр}}. \end{aligned} \right\} \quad (3-10)$$

Начальные токи зависимых источников ДК должны быть минимальны и по возможности идентичны, поскольку отличие токов I_{y0}^+ и I_{y0}^- приводит к увеличению э. д. с. смещения ОУ.

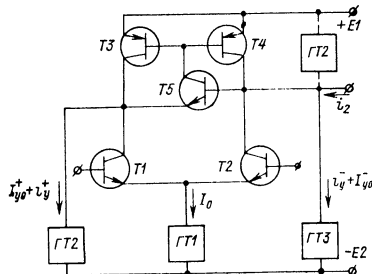


Рис. 3-7. Способы подключения зависимых источников к активной нагрузке дифференциального каскада

При положительной полярности входного напряжения расширение диапазона активной работы ДК обеспечивает источник $\Gamma T2$, так как генератор тока $\Gamma T3$ выключен. При отрицательной — только источник $\Gamma T3$ создает приращение выходного тока.

Если возникает необходимость повысить входные граничные напряжения ДК с неуправляемой активной нагрузкой [18], то зависимый источник $\Gamma T2$ следует подключать непосредственно к выходу ДК (рис. 3-7).

Каскады с цепями обратной связи (рис. 3-8). В современных ОУ находят применение параллельно-балансные каскады, у которых статический режим активных элементов устанавливается с помощью цепей глубокой отрицательной обратной связи [18]. Обобщенную функциональную схему таких ДК ввиду их многообразия построить затруднительно. Поэтому последний способ расширения

диапазона активной работы рассмотрим на конкретных примерах (рис. 3-8).

Анализ свойств усилителей (рис. 3-8) показывает, что в области больших входных напряжений, когда транзисторы левого или правого плеча ДК входят в режим отсечки, выходной ток линейно связан с током цепи обратной связи $i_{o.c.}$:

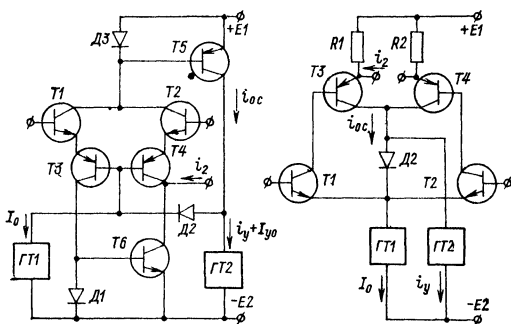


Рис. 3-8. Способ расширения диапазона активной работы дифференциального каскада с обратной связью

$$\begin{aligned} i_2 \Big|_{u_1 > 2m_3\varphi_T} &\approx -n_1 i_{o.c.} \\ i_2 \Big|_{u_1 < -2m_3\varphi_T} &\approx n_1 i_{o.c.} \end{aligned} \quad (3-11)$$

С другой стороны,

$$i_{o.c.} = i_y (1 + K_{I_{o.c.}}^{-1})^{-1}, \quad (3-12)$$

где $K_{I_{o.c.}}$ — модуль коэффициента усиления тока по петле обратной связи.

Из уравнений (3-11) и (3-12) следует, что при перегрузке балансной схемы зависимый источник $\Gamma T2$ в такой же степени влияет на выходной ток, что и генератор $\Gamma T1$:

$$i_2 \approx -n_1 (I_0 + i_y) \operatorname{th} \frac{u_1}{2m_3\varphi_T}. \quad (3-13)$$

Однако потенциалы точек подключения генераторов $\Gamma T1$ и $\Gamma T2$ могут отличаться друг от друга. Важно только, чтобы $\Gamma T2$ подключался за инвертирующим каскадом. Последнее обстоятельство несколько упрощает построение квазилинейных ДК на основе схем, представленных на рис. 3-8.

Уравнение (3-13) справедливо для ограниченного диапазона изменений выходного тока. При выполнении неравенства $|i_2| < < |n_1| K_{I_{o.c}} I_0$, которое определяет область применимости выражения (3-13), параметры характеристики прямой передачи сигнала рассчитываются по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} y_{21(3)} &= -n_1 y_{21y} \sim \operatorname{tg} \gamma_3, \\ i_{2 \text{ гр}(3)} &= -n_1 (I_0 + i_{y \text{ max}}) < -n_1 K_{I_{o.c}} I_0, \end{aligned} \right\} \quad \begin{aligned} u_{1 \text{ гр}(2)} &= u_{\text{пор}}, \\ u_{1 \text{ гр}(3)} &= u_{\text{гр}}. \end{aligned} \quad (3-14)$$

Из выражений (3-14) следует, что для получения достаточно широкого диапазона активной работы ДК необходимо иметь большое усиление по петле обратной связи $K_{I_{o.c}} \gg 1$.

Схемные варианты зависимых источников тока. Все ранее рассмотренные квазилинейные ДК содержат зависимые источники тока

IT_2 , характеристика которых $i_y = f(u_1)$ (рис. 3-3) должна иметь зону нечувствительности в области начала координат. Для практической реализации источников с данными свойствами наиболее приемлемы нелинейные усилительные каскады на биполярных транзисторах, показанные на рис. 3-9.

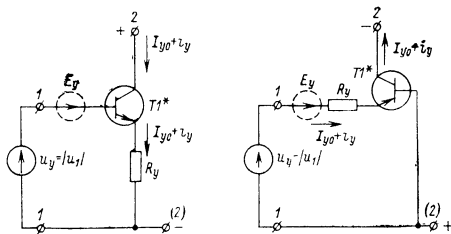


Рис. 3-9. Схемы зависимых источников тока

Одной из особенностей современных планарных транзисторов является малая крутизна их входной характеристики $I_{\Sigma} = f(U_{\Sigma B})$ при напряжениях $U_{\Sigma B} < 0,3 \div 0,4$ В. Это позволяет в первом приближении считать запертым состоянием транзистора TI^* не режим отсечки, а начало активной области, если напряжение $U_{\Sigma B}$ отпирающей полярности не превышает порогового напряжения эмиттерного перехода ($U_{\Sigma B}^* \approx 0,5$ В, рис. 2-4). Следовательно, коллекторный ток транзистора TI^* (рис. 3-9) пренебрежимо мал, если $u_y = |u_1| < U_{\Sigma B}^* \approx 0,5$ В. На характеристике $i_y = f(u_1)$ (рис. 3-3, в) это соответствует участку 1.

При $u_y > 0,5$ В транзистор TI^* входит в активный режим. Его коллекторный ток возрастает пропорционально входному напряжению. На характеристике прямой передачи входного напряжения появляется участок 2. Граничная координата по напряжению для второго участка равна $u_{\text{пор}} = U_{\Sigma B}^* \approx 0,5$ В. Наклон кривой $i_y = f(u_1)$ к оси напряжений зависит от сопротивления резистора R_y :

$$y_{21y} \approx (R_y + h_{116-1}^*)^{-1} \sim \operatorname{tg} \gamma_5. \quad (3-15)$$

В активном режиме каскады (рис. 3-9) характеризуются входными сопротивлениями по цепи базы ($R_{\text{вх. Б}}$) и по цепи эмиттера ($R_{\text{вх. Э}}$):

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{вх. Б}} &\approx (R_y + h_{11 \text{ Б-Б}}^*) (1 + h_{21 \text{ Б-Б}}^*)^{-1}, \\ R_{\text{вх. Э}} &\approx R_y + h_{11 \text{ Б-Б}}^* \ll R_{\text{вх. Б}}. \end{aligned} \right\} \quad (3-16)$$

Напряжение включения каскадов (рис. 3-9) относительно велико ($u_{\text{пор}} \approx 0,5$ В). Для регулировки этого напряжения в цепь эмиттерно-базового перехода транзистора $T1^*$ можно ввести источник напряжения E_y . Выбирая напряжение источника в пределах 0 — 0,5 В, можно вывести статический режим транзистора $T1^*$

ближе к границе активного режима. Это уменьшит напряжение включения:

$$u_{\text{пор}} = U_{\text{ЭБ}}^* - E_y. \quad (3-17)$$

Температурная стабильность статического режима $T1^*$ повысится, если в качестве источника E_y использовать полупроводниковые диоды, смещенные в прямом направлении.

Способы формирования напряжений, пропорциональных абсолютному значению входного сигнала. Базовый каскад рис. 2-9 имеет ограниченное число узлов, к которым можно подключить входы 1—1 зависимых источников $\Gamma T2$ (рис. 3-9). В большинстве случаев такие узлы приходится создавать искусственно

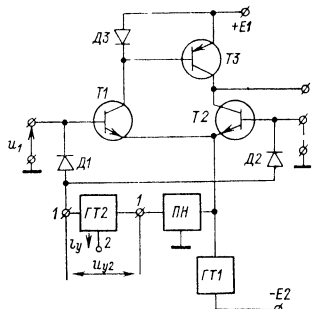


Рис. 3-10. Мостовая схема выделения модуля дифференциальной составляющей входных напряжений

за счет введения дополнительных элементов.

В ДК, показанном на рис. 3-10, для этой цели введены диоды $D1, D2$ и повторитель напряжения $ПН$. Диоды $D1—D2$ и эмиттерно-базовые переходы транзисторов $T1—T2$ образуют мостовую схему, которая выделяет модуль входного напряжения $u_{y2} \approx |u_1|$. Это позволяет подключить к узлам 1—1 входы зависимого источника (рис. 3-9). Поскольку управляющее напряжение u_{y2} пропорционально модулю разности входных напряжений, ток i_y будет изменяться так, как показано на рис. 3-3, в. Повторитель напряжения имеет вспомогательное назначение. Он позволяет согласовать режимы активных элементов ДК по постоянному току.

Диоды $D1—D2$ можно исключить из схемы. Для этого необходимо выполнить зависимый источник $\Gamma T2$ в виде двух элементарных генераторов $\Gamma T3$ и $\Gamma T4$ (рис. 3-11), каждый из которых управляется входным напряжением только одной полярности: $\Gamma T4$ — положительным входным напряжением, а $\Gamma T3$ — отрицательным. Результирующая зависимость тока $i_y = i_{y2}^+ + i_{y2}^-$ (рис. 3-3, в) получается при соединении выходов 2 и (2) $\Gamma T3, \Gamma T4$ (рис. 3-9).

Базы транзисторов $T1$ — $T2$ ДК (рис. 2-9) также являются управляющими узлами, к которым можно подключить зависимые источники тока $ГТ5$ и $ГТ6$ (рис. 3-12). Однако при управлении со входа затруднительно построить высококачественный ДК. Из-за неидентичности сопротивлений $R_{вх.э}$ и $R_{вх.б}$ (3-16) входная проводимость ДК в режимах «большого сигнала» для положительной и отрицательной полярности входного напряжения будет неодинакова. Как следствие, коэффициент m_{y2} (2-83), определяющий эффективность использования такого квазилинейного ДК при различных сопротивлениях резисторов обратной связи, значительно превышает единицу. Для минимизации коэффициента m_{y2} желательно, чтобы сопротивление резистора R_y (рис. 3-9) было соизмеримо

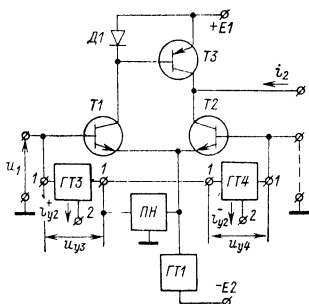


Рис. 3-11. Раздельное управление зависимыми источниками тока $ГТ3$, $ГТ4$

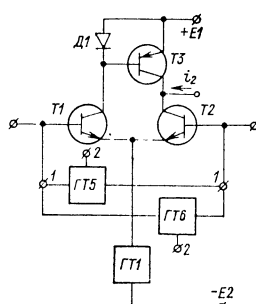


Рис. 3-12. Управление зависимыми источниками тока через входы дифференциального каскада

с входным сопротивлением базового каскада на малом сигнале. Однако с повышением сопротивления резистора R_y уменьшается наклон (3-15) характеристики прямой передачи сигнала ДК, и для существенного повышения быстродействия ОУ требуется значительное усиление тока зависимого источника. Для этой цели можно использовать схему генератора $ГТ1$ (рис. 3-1) или дополнительный усилитель (рис. 3-5).

Транзисторы зависимых источников $ГТ5$ и $ГТ6$ в схеме (рис. 3-12) работают при нулевом смещении эмиттерно-базовых переходов. Поэтому граничное напряжение $u_{1 гр(2)}$ ДК относительно велико ($u_{1 гр(2)} \approx 500$ мВ), а коэффициент $m_{u2} = u_{1 гр(2)}/u_{1 гр(1)}$ фиксирован. Указанные недостатки управления источниками со входа ДК устраняются, если эти источники подключить к базам транзисторов $T1$ — $T2$ через какие-либо согласующие повторители напряжения.

Рассмотренные способы формирования управляющих напряжений имеют ряд модификаций. На рис. 3-13 показана обобщенная схема, иллюстрирующая варианты подключения зависимых источников к ДК на составных транзисторах. Диоды $Д3$ — $Д6$ служат

для установления небольшого начального смещения (E_y) эмиттерно-базового перехода транзистора $T1^*$ (рис. 3-9), который входит в схему каждого из зависимых источников $ГТ7 — ГТ10$. Варьируя число диодов, можно изменять протяженность второго участка характеристики прямой передачи входного напряжения. Для получения управляющих напряжений, пропорциональных модулю входного сигнала ($u_{y10} = 0,5 |u_1|$, $u_{y9} = |u_1|$), используются диоды $D1 — D2$ и резисторы $R3 — R4$.

Транзисторы $T3 — T4$ работают, как правило, в режимах микроток, и поэтому входные эмиттерные повторители имеют небольшую нагрузочную способность. Это ограничивает максимальный ток зависимых источников $i_{y \max}$ на уровне

$$i_{y \max} \leq n_{I1} I_{01} = n_{I1} I_{01}^*, \quad (3-18)$$

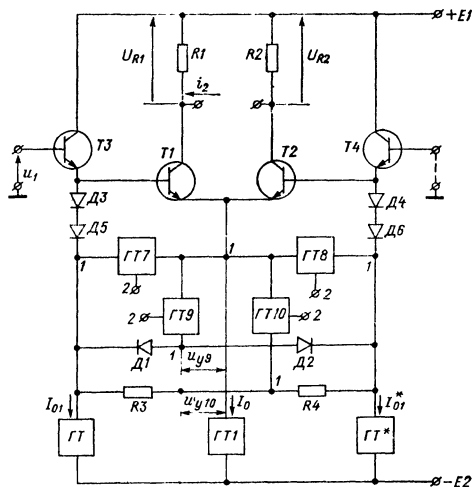
где n_{I1} — коэффициент пропорциональности. Если эмиттерная цепь транзистора в подсхеме зависимого источника подключена к генератору $ГТ$ ($ГТ^*$), то коэффициент n_{I1} равен единице. В других случаях $n_{I1} = h_{213-1}^*$, где h_{213-1}^* — h -параметр транзистора $T1^*$ при включении по схеме с общим эмиттером (рис. 3-9).

Наиболее просто противоречие между заданным диапазоном изменения выходного тока ДК и статическим режимом по току

Рис. 3-13. Способы подключения зависимых источников тока к дифференциальному каскаду на составных транзисторах

транзисторов $T3 — T4$ разрешается оптимизацией отношения $n_{I0} = I_0 / I_{01}$, а также соответствующим выбором активных элементов h_{213-1}^* . При $n_{I0} = 1 \div 2$ и $h_{213-1}^* > 100$ легко реализовать более чем десятикратный выигрыш по скорости нарастания выходного напряжения ОУ. Если коэффициент n_{I0} принять равным 5—15, то для получения достаточно больших значений граничного тока на выходе $i_{2 \text{ гр}(3)}$ (рис. 3-3), как правило, требуется использовать дополнительный усилитель (рис. 3-5).

Энергетические показатели квазилинейных ДК. Если ДК работает в пределах первого участка характеристики прямой передачи входного напряжения, то мощность $P_{\text{пот}}$, потребляемая им от источников питания, минимальна: $P_{\text{пот}} = P_{\text{пот min}}$. Некоторое увеличение потребляемой мощности будет наблюдаться в течение



времени работы зависимых источников тока, т. е. при подаче на входы ОУ быстро изменяющихся сигналов большой амплитуды. Поскольку зависимые источники отключаются сразу же после окончания переходного процесса, а время установления $t_{уст}$ измеряется долями микросекунды, то средняя мощность, потребляемая квазилинейным ДК, лишь в несколько раз превышает $P_{пот\ min}$.

Подсхемы нагрузки квазилинейных ДК. Различают два типа каскадов: ДК с симметричным (рис. 3-13) и с несимметричным (рис. 3-12) выходами. Работа квазилинейного усилителя с симметричным выходом на третьем участке характеристики прямой передачи сигнала сопровождается сдвигом выходных синфазных напряжений:

$$u_{вых. сф} = 0,5 (\Delta U_{R1} + \Delta U_{R2}) \approx 0,5 (R_1 + R_2) (i_{2 гр (3)} - 0,5 I_0). \quad (3-19)$$

Чтобы транзисторы $T1$ и $T2$ не вошли в насыщение, их статический режим по напряжению следует выбирать в соответствии с неравенством:

$$U_{КБ1}^0 = U_{КБ2}^0 > 0,5 (R_1 + R_2) (i_{2 гр (3)} - 0,5 I_0). \quad (3-20)$$

Из неравенства (3-20) следует, что симметричное подключение нагрузки нежелательно. При таком построении ДК весьма трудно реализовать более чем десяти — двадцатикратный выигрыш по скорости нарастания выходного напряжения ОУ.

Более приемлемы для работы в квазилинейных ДК активные нагрузки с несимметричным выходом (рис. 3-12). Им следует отдавать предпочтение в тех случаях, когда требуется получить предельный выигрыш по быстродействию.

Для уменьшения температурного дрейфа э. д. с. смещения ОУ в эмиттерные цепи транзисторов активных нагрузок вводят резисторы $R1, R2$ (рис. 3-14). Данные элементы отрицательно влияют на характеристики квазилинейного ДК в режимах «большого сигнала». Во время переходного процесса при $|i_{2 гр (3)}| \gg I_0$ через резисторы $R1, R2$ протекают большие токи. Если статическое напряжение коллектор — база транзистора $T3$ мало ($U_{КБ3}^0 < < R_2 |i_{2 гр (3)}|$), то подсхема активной нагрузки войдет в нелинейный режим. Наступит преждевременное ограничение выходного тока i_2 (рис. 3-3). Чтобы этого не произошло, необходимо выбирать

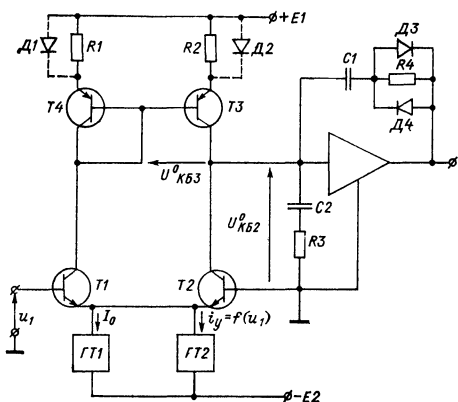


Рис. 3-14. К пояснению свойств активных нагрузок

напряжение $U_{КБЗ}^0$ достаточно большим: $U_{КБЗ}^0 > R_2(|i_{2 гр (3)}| - 0,5I_0)$. Последнее не всегда осуществимо. В таких случаях резисторы $R1$, $R2$ следует шунтировать диодами $D1$ — $D2$, а статическое напряжение на этих резисторах установить равным 300—400 мВ. Диоды $D1$ — $D2$ открываются на время работы зависимого источника $ГТ2$ и предотвращают насыщение транзистора $T3$. При этом температурный дрейф э. д. с. смещения ДК не ухудшится, так как в режиме «малого сигнала» диоды $D1$, $D2$ закрыты.

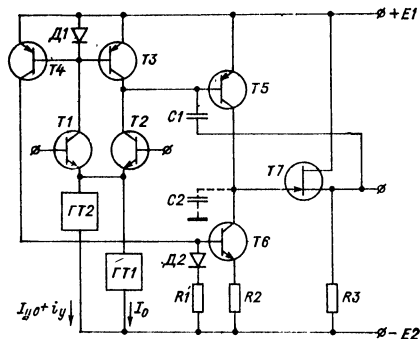


Рис. 3-15. Входной квазилинейный и промежуточный каскады ОУ

закорачивается через конденсаторы $C1$ или $C2$. На резисторах $R3$ — $R4$ возникает большое падение напряжения. Чтобы активные элементы ДК не вошли в режим насыщения, должны выполняться следующие неравенства:

$$\begin{aligned} U_{КБ2}^0 &> R_3|i_{2 гр (3)}| < U_{КБ3'}^0 \\ U_{КБ2}^0 &> R_4|i_{2 гр (3)}| < U_{КБ3'}^0 \end{aligned} \quad (3-21)$$

где $U_{КБ2}^0$, $U_{КБ3}^0$ — координаты статического режима транзисторов $T2$ и $T3$.

Если неравенства (3-21) не выполняются, то резистор $R4$ ($R3$) следует шунтировать диодами $D3$, $D4$ (рис. 3-14).

Квазилинейный ДК дает существенный выигрыш по быстродействию, если промежуточный каскад (ПК) ОУ не входит в режим перегрузки. В ОУ рассматриваемого класса процесс перезаряда корректирующего конденсатора ускоряется. Поэтому на вход ПК может поступать напряжение относительно большой амплитуды,

В одноканальных ОУ применяются в основном две схемы коррекции передаточной функции коэффициента усиления — последовательная (рис. 3-14, $C2$) и параллельная (рис. 3-14, $C1$). Последовательно с корректирующим конденсатором часто включают резистор ($R3$ или $R4$). С точки зрения динамических свойств ОУ введение данных элементов нежелательно. Выходной ток квазилинейного ДК во время переходного процесса практически полностью

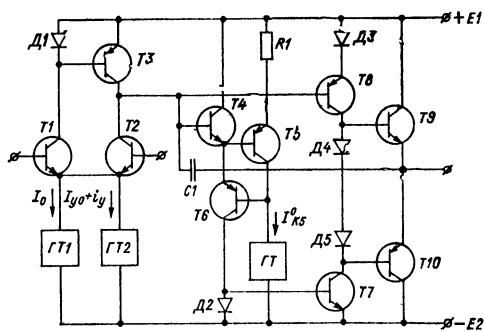


Рис. 3-16. Схема устранения динамической перегрузки промежуточного каскада

способное ввести его активные элементы в режим отсечки. Такой режим, как правило, вызывает некоторое ухудшение переходных характеристик РУ по одному из фронтов. В тех случаях, когда затягивание фронта ощутимо, следует увеличить диапазон активной работы ПК. Изменения выходного тока ПК должны иметь значительный размах. Это способствует более быстрому перезаряду паразитной емкости на выходе ПК и улучшает параметры переходного процесса.

На рис. 3-15 показана схема ОУ, у которого ПК, выполненный на транзисторах $T5$, $T6$, не входит в режим ограничения выходного тока. При положительной полярности входного напряжения, когда конденсатор $C1$ перезаряжается приращениями коллекторного тока транзистора $T3$, в работу включается транзистор $T4$. Его коллекторный ток, равный току зависимого источника $IT2$, передается на выход промежуточного каскада. В результате скорость перезаряда паразитной емкости C_2 возрастает. Это улучшает параметры переходного процесса для отрицательного фронта изменения выходного напряжения ОУ.

ОУ (рис. 3-16) работает аналогичным образом. Транзисторы $T4$ — $T6$ расширяют диапазон изменения выходного тока ПК при положительных полярностях входного напряжения.

Схемы защиты транзисторов ДК. Обратное пробивное напряжение эмиттерного перехода типового интегрального транзистора лежит в пределах 5—7 В. Во время переходного процесса, когда $u_1 > (5 \div 7)$ В, один из транзисторов каскада, как правило, входит в режим обратимого пробоя. Такой режим весьма характерен для большинства микроэлектронных усилителей, работающих с быстроизменяющимися сигналами большой амплитуды. Он не приводит к катастрофическим отказам, если мощность, выделяемая в транзисторе, мала. Вместе с тем при длительной эксплуатации ОУ ухудшаются некоторые его параметры — э. д. с. смещения и разность входных токов. Поэтому в большинстве случаев желательно предусмотреть защиту транзисторов от пробоя. Применительно к квазилинейным ДК традиционные методы защиты [7, 18] несколько видоизменяются.

За счет шунтирования входов ОУ двухполюсником, состоящим из двух встречно-включенных стабилитронов, можно ограничить входное напряжение на уровнях в 4—5 В. Такой вариант защиты транзисторов вполне подходит для квазилинейных ДК, так как при их использовании не нарушаются принципы управления зависимыми источниками тока (рис. 3-10). Однако стабилитроны вносят сравнительно большую емкость во входные цепи ОУ, которая отрицательно влияет на параметры его переходного процесса. Кроме того, включение стабилитронов ухудшает шумовые характеристики ОУ.

Более перспективны схемы защиты, показанные в табл. 3-1.

При малом сигнале высокочастотные диоды $D1$, $D3$ (схема № 1) закрыты большим обратным напряжением. Поэтому их барьерная

емкость мала. Как только входное напряжение превысит напряжение на стабилитроне $D2$ ($U_{ст}$), диод $D3$ откроется и входное сопротивление ОУ резко уменьшится. Если резисторы обратной связи РУ относительно высокоомны, то это предотвратит пробой эмиттерно-базового перехода транзистора $T2$. При отрицательных входных напряжениях схема № 1 повышает надежность работы транзистора $T1$.

Таблица 3-1

Схемы защиты транзисторов ДК от пробоя

№ пп.	Схема защиты	Напряжение срабатывания
1		$u_{ср} \approx U_{ст} + 1 \text{ В}$
2		$u_{ср} \approx (0,5n + 1) \text{ В}$

Используя стабилитроны ($D2$) с различными напряжениями стабилизации, можно подобрать наиболее оптимальное для заданных транзисторов напряжение срабатывания цепей защиты $u_{ср}$.

Схема № 1 (табл. 3-1) имеет ряд модификаций. Вместо резистора $R1$ допускается включать $p-n$ -переход ($D4$). Однако использование резистора иногда оказывается более выгодным. В этом случае диоды $D1$ и $D3$ имеют меньшую барьерную емкость. Сравнивая ДК (рис. 3-10) и схему № 1, легко заметить, что диоды защиты могут

одновременно входить в подсхему выделения модуля входного напряжения ($D1$, $D2$, рис. 3-10). Если применяется иной способ управления зависимыми источниками тока, то элементы $R1$ ($D4$) целесообразно закортить (схема № 2, табл. 3-1).

В усилителях с квазилинейными ДК могут использоваться и другие способы защиты транзисторов от пробоя, например включение в эмиттерные цепи транзисторов $T1 - T2$ высоковольтных диодов [7], специальное построение базовой схемы ДК и т. д.

6. Схемные варианты

Применение на практике рассмотренных принципов расширения диапазона активной работы ДК позволяет увеличить быстродействие ОУ практически при любых схемных решениях базовых входных каскадов. Это дает разработчику определенную свободу в выборе способов построения ОУ, способствует установлению рациональных режимов активных элементов и т. д.

Таблица 3-2

Схемные варианты квазилинейных дифференциальных каскадов

№ схемы	Схема ДК	Исходная схема	Элемент зависи- мого ис- точника
1		Рис. 3-1	$T6$ $R2 (R_y)$ $D1$ $D2$
2		Рис. 3-7	$T3$ $T4$ $R1 (R_y)$ $R2 (R_y)$ $D3$ $D4$
3		Рис. 3-5	$T5$ $T6$ $R1 (R_y)$

№ схемы	Схема ДК	Исходная схема	Элемент зависи- мого ис- точника
4		Рис. 3-6	T_6 $R1 (R_y)$ D_3 D_4
5		Рис. 3-7	T_5 T_6 $R3 (R_y)$ $R4 (R_y)$

Ввиду многообразия схем квазилинейных ДК ограничимся рассмотрением лишь наиболее характерных примеров их построения.

В табл. 3-2 под номером 1 изображена схема ДК со следящей связью по синфазному сигналу [18]. Статический режим по току транзисторов $T1 - T2$ устанавливается генератором $ГТ1$, а по напряжению — эмиттерным повторителем на транзисторе $T7$. Следящая связь (элементы $T7, D4, D5$) фиксирует напряжения между базами и коллекторами транзисторов $T1 - T2$. Это благоприятно сказывается на ослаблении синфазных сигналов ОУ.

При отсутствии входного сигнала транзистор $T6$ работает в микрорежиме и не влияет на малосигнальные параметры каскада. Если на вход подается отрицательное напряжение большого значения, то активные элементы левого плеча ДК ($T1, T3$) входят в от-

сечку. Потенциал эмиттера транзистора $T2$ и, следовательно, транзистора $T7$, фиксируется. Диод $D2$ закрывается. Входное напряжение практически полностью прикладывается к эмиттерно-базовому переходу транзистора $T6$. Его коллекторный ток возрастает и через генератор $ГТ1$ передается в нагрузку.

Если база транзистора $T1$ получает положительное приращение напряжения относительно базы транзистора $T2$, то в отсечку входят активные элементы правого плеча ДК ($T2$, $T4$). Потенциал эмиттера транзистора $T7$ начинает следить за изменением входного напряжения. Диод $D2$ открывается, и база транзистора $T6$ оказывается подключенной к базе транзистора $T2$. Это приводит к увеличению тока i_0 и, следовательно, выходного тока i_2 .

Если коэффициент усиления генератора $ГТ1$ по входу 2 велик, то резистор $R2$, определяющий наклон характеристики $i_2 = f(u_1)$, можно ввести последовательно с генератором $ГТ1$. При этом наклон третьего участка будет зависеть только от сопротивления резистора $R2$. Это позволяет применять в качестве генератора $ГТ1$ нелинейные усилительные каскады с большим, но нестабильным коэффициентом передачи по току. Транзистор $T7$ в этом случае можно перевести в микрорежим, т. е. уменьшить потребляемую каскадом мощность.

Схема ДК № 1 имеет ряд модификаций, отличающихся конкретным выполнением генераторов $ГТ1$, способами формирования управляющих напряжений (рис. 3-2) и т. д. Инерционность подсистемы следящей связи при работе транзистора $T7$ в микрорежиме не позволяет иногда выбирать напряжения коллектор — база транзисторов $T1$, $T2$ близкими к нулю. Поэтому транзисторы $T3$ — $T4$ в микро мощных быстродействующих усилителях могут отсутствовать. На основе диодов $D1$, $D2$ легко реализуется защита транзисторов ДК от перенапряжений (табл. 3-1).

Квазилинейный каскад № 2 (табл. 3-2) имеет улучшенный коэффициент ослабления синфазных входных напряжений. Диод $D2$ в данной схеме определяет начальное смещение эмиттерно-базовых переходов транзисторов $T3$ — $T4$. При отсутствии сигнала эти транзисторы закрыты. Если входное напряжение велико, то приращение тока в нагрузке обеспечивает транзистор $T3$. Транзистор $T4$ работает при положительной полярности входного напряжения, которое почти полностью прикладывается к его эмиттерно-базовому переходу. Резисторы $R1$, $R2$ определяют наклоны третьего участка характеристики прямой передачи входного напряжения. Максимальное приращение тока в нагрузке $i_{2\text{ гр } (3)}$ ограничивается током генератора $ГТ$: $|i_{2\text{ гр } (3)}| \leq h_{21\text{ э-б}} I_{01} \approx h_{21\text{ э-б}} I_{01}$. При подключении коллекторов транзисторов $T3$ — $T4$ к узлу 2 осуществляется комбинированное управление выходным током ДК.

В табл. 3-2 под номером 3 представлен каскад, у которого к базовой схеме ($T1$, $T2$, $ГТ1$, $T7$) подключены эмиттерные повторители. Токи генераторов $ГТ$, $ГТ^*$ выбираются таким образом,

чтобы разброс и температурная нестабильность коэффициентов h_{213-2} , h_{213-1} не влияли на статический режим транзисторов $T3-T4$. При отсутствии сигнала на входе каскада транзисторы $T5-T6$ закрыты. Этот режим обеспечивается диодами $D2, D3$.

В области малых входных напряжений транзисторы $T5-T6$ не участвуют в усилении сигналов. Увеличение входного сигнала приводит к перестройке схемы ДК. Пути передачи входного напряжения изменяются. Транзистор $T6$ входит в активный режим и совместно с транзистором $T1$ обеспечивает приращение выходного тока. На характеристике $i_2 = f(u_1)$ появляется участок 3 (рис. 3-3, а). Как только ток базы транзистора $T5$ ($T6$) достигнет уровня тока I_{01} (I_{01}^*), наступит ограничение выходного тока ДК. На характеристике прямой передачи (рис. 3-3, а) появится участок 4.

Схема № 3 допускает комбинированное управление суммарным током эмиттерной цепи транзисторов $T1, T2$. Коллекторы транзисторов $T5-T6$ можно соединить с узлом 2 генератора $ГТ1$. Последнее позволяет перевести входные эмиттерные повторители в область микротоков.

Для уменьшения протяженности второго участка характеристики прямой передачи последовательно с диодами $D2, D3$ следует ввести резистор или $p-n$ -переход (включение $p-n$ -перехода предпочтительнее). Если статический режим транзисторов $T1-T2$ окажется нестабильным, то коллекторы транзисторов $T5-T6$ можно соединить с узлом 3 генератора $ГТ1$ (рис. 3-6).

Квазилинейный каскад № 4 (табл. 3-2) отличается от ранее рассмотренного выполнением зависимого источника тока ($T6, R1$). Характеристика прямой передачи входного напряжения ДК линейна, так как транзистор $T6$ при отсутствии сигнала работает практически в активном режиме. В данной схеме рекомендуется использовать канал компенсации температурной нестабильности эмиттерного тока транзистора $T6$ (рис. 3-6). Для этого коллектор транзистора $T6$ подключается к узлу 3. Если ДК реализуется по полупроводниковой технологии, то идентичность $p-n$ -переходов оказывается весьма высокой. Стабильность статического режима транзистора $T6$ улучшается, и его коллектор можно подключить к узлу 2 или источнику питания. В каждом из рассмотренных случаев свойства каскада № 4 изменяются, так как изменяется его структурная схема, требования к элементам и режиму их работы и т. д.

В усилителе № 5 (табл. 3-2) приращения выходного тока на третьем участке характеристики $i_2 = f(u_1)$ обеспечиваются транзисторами $T3, T5$ при положительной полярности входного напряжения и транзисторами $T4, T6$ — при отрицательной полярности этого напряжения. Кроме того, каскад имеет управляемый генератор $ГТ1$ (рис. 3-1), который создает дополнительный канал передачи коллекторного тока транзисторов $T5, T6$ на выход кас-

када. Необходимость в таком построении схемы возникает в тех случаях, когда к входному сопротивлению ДК № 5 на большом сигнале предъявляются жесткие требования. Если ограничения по данному параметру отсутствуют, а транзисторы $T5 - T6$ имеют большой коэффициент усиления в схеме с общим эмиттером, то коллекторы этих транзисторов подключать к генератору $\Gamma T1$ не обязательно.

При интегральной технологии изготовления ОУ число активных элементов в малой степени влияет на его стоимость и надежность. Поэтому улучшение параметров часто достигается за счет преобразования типовых ДК в более сложные дифференциальные усилители, иногда лишь отдаленно напоминающие ДК; рассмотренные в настоящей главе.

В заключение следует отметить, что квазилинейные каскады позволяют синтезировать относительно простые одноканальные ОУ с широким спектром технических характеристик.

3-2. Дифференциальные каскады с активными нагрузками

Применение активных нагрузок позволяет спроектировать высококачественный ОУ на двух-трех усилительных каскадах. Дальнейшее уменьшение числа каскадов и, следовательно, числа малых постоянных времени передаточной функции коэффициента усиления создает предпосылки к синтезу более широкополосных одноканальных ОУ. Однако данное направление повышения частоты среза ОУ ($f_{ср}$), несмотря на перспективность, используется довольно редко. Это объясняется трудностями в разработке достаточно технологичных для микроэлектронного исполнения ДК с малым дрейфом и повышенным усилением ($K_U \approx 10^5 \div 10^6$).

Рассмотрим факторы, ограничивающие сверху коэффициент усиления ДК (рис. 3-17) с типовыми активными нагрузками, схемы которых приведены в табл. 3-3. При расчете коэффициента усиления напряжения воспользуемся уравнением:

$$K_U = -y_{21}(y_{22} + Y_H)^{-1}, \quad (3-22)$$

где Y_H — проводимость нагрузки ДК; y_{21} , y_{22} — y -параметры входного каскада. Для ДК, приведенного на рис. 3-17, а,

$$y_{21}^{-1} \approx -(h_{11\ 6-1} + h_{11\ 6-2}),$$

$$y_{22} \approx h_{22\ 6-2} + h_{22\ a} + h_{12\ 6-2}(1 + h_{21\ a})(h_{11\ 6-1} + h_{11\ 6-2})^{-1},$$

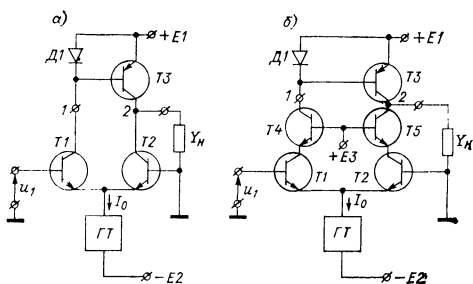
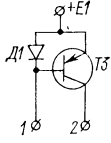
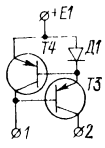
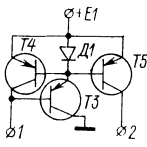
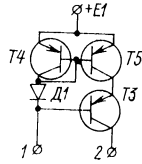
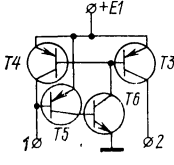


Рис. 3-17. Дифференциальные каскады с активными нагрузками

Таблица 3-3

№ пп.	Схемы активных нагрузок	Параметры уравнения (3-25)
1		$\xi_1 = 2; \xi_2 = 1$
2		$\xi_1 = 2; \xi_2 = 0$
3		$\xi_1 = 1; \xi_2 = 1$
4		$\xi_1 = 2; \xi_2 = 0$
5		$\xi_1 = 1; \xi_2 = 1$

где h_{ija} — h -параметры под-
схемы активной нагрузки.
Аналогично для ДК, пока-
занного на рис. 3-17, б,

$$y_{21}^{-1} \approx -(h_{11 \ 6-1} + h_{116-2}),$$

$$y_{22} \approx h_{22 \ a} + h_{22 \ 6-5} + \\ + h_{12 \ 6-5} h_{22 \ 6-2} + h_{12 \ 6-2} h_{12 \ 6-5} \times \\ \times (1 + h_{21 \ a})(h_{11 \ 6-1} + h_{11 \ 6-2})^{-1}$$

Первое условие получения
достаточно большого коэффи-
циента K_U состоит в мини-
мизации проводимости на-
грузки ДК. Типовые схе-
матехнические решения —
истокные и эмиттерные по-
вторители со следящей свя-
зью на входе второго каскада
ОУ позволяют уменьшить
проводимость Y_n настолько,
чтобы ее влиянием на коэф-
фициент усиления можно бы-
ло пренебречь. В этом случае
коэффициент усиления ДК
(рис. 3-17, а) принимает мак-
симальное значение:

$$K_{U \max}^{-1} \approx 2h_{12 \ 6-2}(h_{11 \ 6-1} + \\ + h_{11 \ 6-2})(h_{22 \ a} + h_{22 \ 6-2}). \quad (3-23)$$

Для каскада, приведен-
ного на рис. 3-17, б,

$$K_{U \max}^{-1} \approx 2h_{12 \ 6-2}h_{12 \ 6-5} + \\ + (h_{11 \ 6-1} + h_{11 \ 6-2}) \times \\ \times (h_{22 \ 6-2}h_{12 \ 6-5} + h_{22 \ a} + h_{22 \ 6-5}). \quad (3-24)$$

Выходную проводимость
подсхем активных нагрузок
(табл. 3-3) можно оценить по
следующей формуле:

$$h_{22 \ a} \approx \xi_1 h_{22 \ 6-3} + \xi_2 h_{12 \ 6-3} h_{11 \ 6-3}^{-1}, \quad (3-25)$$

где ξ_1, ξ_2 — коэффициенты,

которые даны в табл. 3-3; h_{ij} 6-3 — h -параметры выходного транзистора $T3$ при включении по схеме с общей базой.

Если в эмиттерную цепь транзистора $T3$ включен резистор (рис. 3-14), то в уравнение (3-25) следует подставлять h -параметры эквивалентного трехполюсника, состоящего из данного резистора и транзистора $T3$. Формулы (3-23) — (3-25) позволяют сравнить различные модификации ДК по максимальному коэффициенту усиления.

Активные нагрузки отличаются по значению выходной проводимости. При прочих равных условиях наибольший коэффициент усиления может быть получен при использовании схем № 2 и № 4 (табл. 3-3).

ДК (рис. 3-17, а) имеет ограниченные возможности по повышению усиления. Его коэффициент усиления по напряжению не превышает

$$K_{U \max} \leq 0,5 h_{12}^{-1} \text{ 6-2.}$$

В схеме (рис. 3-17, б) коэффициент $K_{U \max}$ ограничивается в основном сравнительно небольшим сопротивлением коллекторного перехода транзистора $T5$ и выходной проводимостью активной нагрузки (h_{22a}). Типовые значения максимального коэффициента усиления по напряжению данного каскада обычно не превышают нескольких десятков тысяч. В большинстве случаев этого недостаточно для построения высококачественного ОУ. Усилительные свойства ДК (рис. 3-17, б) можно существенно улучшить, если в качестве активной нагрузки использовать схему № 4 (табл. 3-3), а вместо транзисторов $T5$ и $T3$ включить полевые транзисторы (ПТ). Однако для работы ПТ в пологой области выходных характеристик между его выводами должны быть установлены относительно большие статические напряжения. Это, в свою очередь, отрицательно сказывается на коэффициенте использования питания, диапазоне изменения синфазных входных напряжений ДК. Такие каскады нетехнологичны при изготовлении ОУ в виде полупроводниковой интегральной схемы.

В рассматриваемых ниже каскадах для повышения коэффициента усиления $K_{U \max}$ выходные биполярные транзисторы активной нагрузки и балансной схемы ДК охвачены цепью обратной связи, которая значительно ослабляет влияние параметров h_{226} , h_{126} на коэффициент усиления. На рис. 3-18 изображен усилитель, поясняющий основные принципы построения каскадов данного класса.

В эмиттерные цепи транзисторов $T1$ — $T2$ (рис. 3-18) включены $ГТ1$, $ГТ2$, которые осуществляют преобразование входных напря-

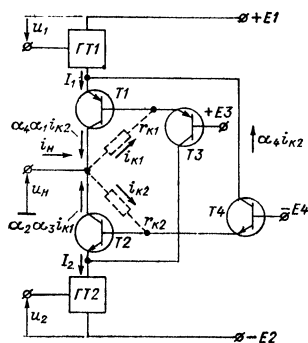


Рис. 3-18. Способ уменьшения выходной проводимости дифференциального каскада

жений u_1 и u_2 в приращения эмиттерных токов $T1 - T2$, т. е. определяют числитель формулы (3-22). Для уменьшения выходной проводимости ДК (y_{22}) в схему введены транзисторы $T3 - T4$, для которых $h_{21\ 6-3} = -\alpha_3 \approx -1$, $h_{21\ 6-4} = -\alpha_4 \approx -1$. Статический режим транзисторов $T1$, $T3$ и $T2$, $T4$ устанавливается с помощью источников $E3$, $E4$ и генераторов токов $\Gamma T1$, $\Gamma T2$.

Если выходные сопротивления генераторов токов $\Gamma T1$ и $\Gamma T2$ велики, то транзисторы $T1 - T2$ работают в режиме, близком к режиму измерения параметра h_{226} при включении транзистора по схеме с общей базой. Следовательно, внутренняя обратная связь транзисторов $T1 - T2$ не влияет на выходную проводимость (y_{22}) каскада.

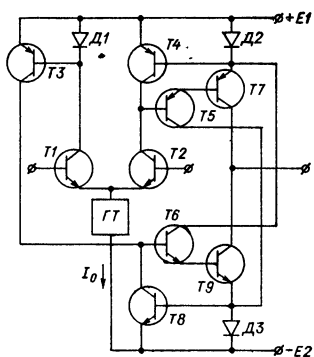


Рис. 3-19. Схема дифференциального каскада с повышенным усилением

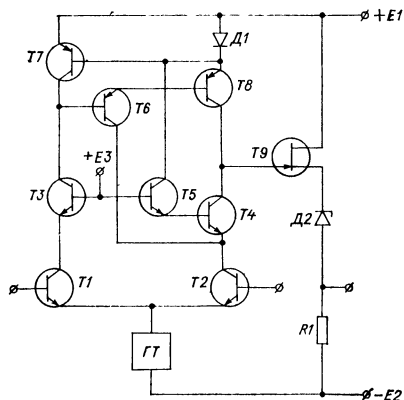


Рис. 3-20. Схема операционного усилителя

Изменение выходного напряжения на некоторую величину приводит к появлению небольших приращений токов через сопротивления коллекторно-базовых переходов транзисторов $T1 - T2$: $i_{k1} = h_{22\ 6-1}u_n$, $i_{k2} = h_{22\ 6-2}u_n$. Учитывая, что передача приращений токов i_{k1} и i_{k2} в коллекторные цепи транзисторов $T3 - T4$ близка к единице, можно показать, что на выходе ДК произойдет почти полная взаимная компенсация токов i_{k1} и $\alpha_2\alpha_3i_{k1}$ (i_{k2} и $\alpha_1\alpha_4i_{k2}$). Поэтому выходная проводимость ДК при введении обратной связи уменьшается, а коэффициент $K_{U\ max}$ возрастает:

$$y_{22} \approx h_{22\ 6-1}(1 - \alpha_2\alpha_3) + h_{22\ 6-2}(1 - \alpha_1\alpha_4) + h_{12\ 6-1}Y_{\text{вых } 1} + \\ + h_{12\ 6-2}Y_{\text{вых } 2} \approx h_{22\ 6-1}(1 - \alpha_2\alpha_3) + \\ + h_{22\ 6-2}(1 - \alpha_1\alpha_4) \ll h_{22\ 6-1} + h_{22\ 6-2}, \quad (3-26)$$

где $Y_{\text{вых } 1}$, $Y_{\text{вых } 2}$ — выходные проводимости генераторов токов $\Gamma T1$, $\Gamma T2$.

Из выражения (3-26) следует, что выигрыш по коэффициенту усиления $K_{U \max}$, который дает введение транзисторов $T3 - T4$, равен $n_k \approx (2 - \alpha_2 \alpha_3 - \alpha_1 \alpha_4)^{-1} \gg 1$. При использовании высококачественных транзисторов $T3, T4$, имеющих в микрорежиме большое усиление по току в схеме с общим эмиттером, легко получить $n_k = 10 \div 15$. Вторым способом повышения коэффициента усиления является переключение транзисторов $T3 - T4$ из микрорежима в область средних эмиттерных токов (100—500 мкА), например, с помощью каких-либо дополнительных цепей смещения [18]. На рис. 3-19 показан ДК, у которого в качестве активных нагрузок применены схемы № 2 табл. 3-3. Причем транзисторы $T5 - T6$ этих схем выполняют функции компенсирующих каналов, повышающих коэффициент усиления ДК.

В схеме ОУ (рис. 3-20) нейтрализация выходных сопротивлений транзисторов $T8$ и $T4$ осуществляется с помощью транзисторов $T6$ и $T5$. Источник $E3$ может быть связан с выходом типовой под-

схемы следящей связи по синфазному сигналу (схема № 2, табл. 3-2). Второй каскад ОУ выполнен на основе истокового повторителя ($T9, D2, R1$). Экспериментальная ЛАЧХ коэффициента усиления по напряжению ОУ приведена на рис. 3-21. В сравнении с традиционными двухкаскадными ОУ [18] представленный усилитель (рис. 3-20) имеет несколько лучшие частотные свойства и реализован по более простой схеме.

Рассмотренные принципы построения ДК с повышенным усилением могут найти применение не только при синтезе одноканальных ОУ, но также в гираторах, генераторах тока и других электронных устройствах.

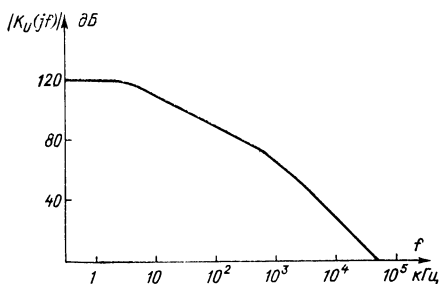


Рис. 3-21. ЛАЧХ коэффициента усиления напряжения ОУ

3-3. Дифференциальные каскады с большим ослаблением синфазных входных напряжений

Свойства ДК по отношению к синфазным сигналам сильно влияют на погрешности многих вычислительных и автоматических устройств (§ 1-1). Параметры ОУ при синфазном изменении входных напряжений находятся в тесной взаимосвязи со структурой его входного каскада. За счет рационального построения ДК они могут быть значительно улучшены.

а. Параметры дифференциальных каскадов для синфазного сигнала

Способность ДК усиливать с минимальной погрешностью разность входных напряжений u_1 и u_2 является одним из его важнейших свойств:

$$u_{\text{вых}} = K_U (u_1 - u_2) + u_{\text{вых}0}, \quad (3-27)$$

где K_U — коэффициент усиления; $u_{\text{вых.о}}$ — выходное напряжение ошибки: $u_{\text{вых.о}} = f(u_1, u_2)$. При одинаковых приращениях напряжений на базах транзисторов $T1-T2$ (рис. 3-22) на выходе ДК не должно быть какого-либо сигнала. На практике последнее осуществить крайне трудно. Во-первых, транзисторы $T1-T2$ не являются идеальными усилительными элементами. Они имеют конечные сопротивления коллекторных переходов ($r_k = 1 \div 20$ МОм) и сравнительно глубокую внутреннюю обратную связь ($h_{126} \approx \approx 10^{-4}$). Во-вторых, генератор тока (IT), устанавливающий статический режим каскада, характеризуется конечным выходным сопротивлением. Поэтому эмиттерные токи транзисторов $T1-T2$ при воздействии синфазной составляющей входных напряжений изменяются. В результате совместного действия указанных факторов, а также в связи со значительным разбросом параметров транзисторов на выходе ДК появляется ошибка $u_{\text{вых.о}}$, обусловленная синфазными изменениями напряжений u_1 и u_2 ,

$$u_{\text{вых.о}} = K_{\text{сф}} u_{\text{сф. вх}}, \quad (3-28)$$

где $K_{\text{сф}}$ — коэффициент передачи синфазных входных напряжений.

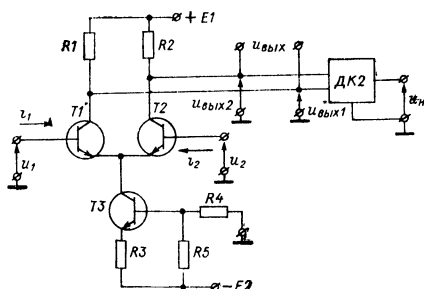


Рис. 3-22. К определению параметров дифференциального каскада для синфазных сигналов

Кроме этого, у ДК с симметричным выходом (рис. 3-22) происходит смещение среднего уровня напряжений на резисторах $R1, R2$, которое является входным синфазным сигналом для второго каскада ОУ:

$$u_{\text{вых.сф}} = 0,5 (u_{\text{вых.1}} + u_{\text{вых.2}}) = K_{\text{пр.сф}} u_{\text{сф. вх}}, \quad (3-29)$$

где $K_{\text{пр.сф}}$ — коэффициент преобразования синфазного входного напряжения $u_{\text{сф. вх}}$ в выходное напряжение $u_{\text{вых.сф}}$.

Для объективной оценки свойств различных усилителей недостаточно

знать ошибку $u_{\text{вых.о}}$ на их выходе. Поэтому вводят третий параметр ДК — коэффициент ослабления синфазных входных напряжений ($K_{\text{ос.сф}}$). Он определяется как отношение синфазного входного напряжения к напряжению ошибки ($e_{\text{вх.о}}$) от этого сигнала, приведенной по входу каскада ($e_{\text{вх.о}} = u_{\text{вых.о}}/K_U$):

$$K_{\text{ос.сф}} = \frac{u_{\text{сф. вх}}}{e_{\text{вх.о}}} = \frac{K_U}{K_{\text{сф}}}. \quad (3-30)$$

Если ОУ содержит два последовательно соединенных ДК, то его результирующий коэффициент ослабления синфазных входных напряжений равен:

$$K_{\text{ос.сф.2}}^{-1} = K_{\text{ос.сф.1}}^{-1} + \frac{K_{\text{пр.сф.1}}}{K_U} K_{\text{ос.сф.2}}^{-1}, \quad (3-31)$$

где $K_{\text{ос.сф.1}}$, $K_{\text{пр.сф.1}}$, K_U — параметры первого каскада, $K_{\text{ос.сф.2}}$ — параметр второго каскада.

Синфазное изменение напряжений u_1 и u_2 приводит также к изменению входных токов ОУ (i_1, i_2). Степень влияния синфазного сигнала на приращения входных токов определяется входными сопротивлениями для синфазных входных напряжений:

$$Y_{\text{вх.сф.1}} = i_1 u_1^{-1} \Big|_{u_1=u_2}, \quad Y_{\text{вх.сф.2}} = i_2 u_2^{-1} \Big|_{u_1=u_2}. \quad (3-32)$$

Для рассматриваемого ДК (рис. 3-22) данные параметры зависят от характеристик элементов следующим образом:

$$Y_{\text{вх. сф } 1} = h_{22 \text{ 6-1}} + (1 + h_{21 \text{ 6-1}}) \left(0,5y_{22-6}^* + \frac{h_{12 \text{ 6-2}} - h_{12 \text{ 6-1}}}{h_{11 \text{ 6-1}} + h_{11 \text{ 6-2}}} \right),$$

$$Y_{\text{вх. сф } 2} = h_{22 \text{ 6-2}} + (1 + h_{21 \text{ 6-2}}) \left(0,5y_{22-6}^* + \frac{h_{12 \text{ 6-1}} - h_{12 \text{ 6-2}}}{h_{11 \text{ 6-1}} + h_{11 \text{ 6-2}}} \right),$$

где $h_{ij \text{ 6-}k}$ — h -параметры k -го транзистора при включении по схеме с общей базой; y_{22-6}^* — выходная проводимость генератора тока, реализованного на транзисторе $T3$.

6. Обобщенная функциональная схема входных каскадов операционных усилителей

При построении ОУ применяется большое число разновидностей ДК. Для выбора наиболее рациональных схемотехнических решений из множества весьма близких модификаций ДК необходимо располагать подробной сравнительной характеристикой их свойств на синфазном сигнале.

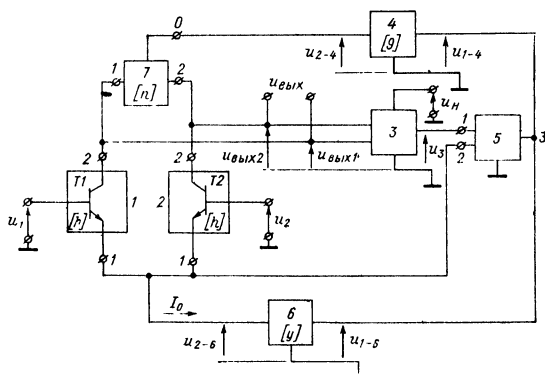


Рис. 3-23: Обобщенная схема дифференциального каскада

Наиболее распространенные ДК могут быть представлены в виде обобщенной функциональной схемы, показанной на рис. 3-23. Эта схема содержит типовой параллельно-балансный каскад, выполненный на базе трехполюсников 1 и 2. Нагрузкой ДК является подсхема 7. Обычно она включает два резистора (рис. 3-22) или повторитель тока (рис. 3-17, а). В качестве подсхемы 3, как правило, используется второй параллельно-балансный каскад. Выходное напряжение этой подсхемы пропорционально синфазному изменению напряжений $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$: $u_3 = c_{из}(u_{вых1} + b_{из}u_{вых2})$, где $c_{из}$, $b_{из} \approx 1$ — коэффициенты пропорциональности.

Функциональная схема содержит цепи отрицательной обратной связи по синфазному сигналу. Однонаправленные каналы передачи напряжения u_3 включают в себя многополюсники 3, 5, 4, 7, когда сигнал обратной связи поступает в коллекторные цепи транзисторов подсхем 1—2, либо многополюсники 3, 5, 6, когда этот сигнал воздействует на генератор тока 6.

В схемах ДК со следящей связью напряжение $u_{2-6} \approx 0,5 (u_1 + u_2)$ подается через многополюсники 5, 4 или 5, 6 в коллекторную или эмиттерную цепи транзисторов подсхем 1 и 2 (рис. 3-23). Модификацией данного под-

класса ДК являются параллельно-балансные усилители, у которых под-
схема 5 осуществляет сравнение входного и выходного синфазных напряже-
ний, а сигнал рассогласования между напряжениями u_{2-6} и u_3 воздействует
на подсхемы питания коллекторных или эмиттерных цепей транзисторов
 $T1$ и $T2$ (см. рис. 3-28, 3-31).

Характеристики ДК, соответствующие функциональной схеме рис. 3-23,
могут быть определены в общем виде путем решения следующей системы
уравнений:

$$\left. \begin{aligned} K_{\text{ос. сф}} &= \frac{u_{\text{сф. вх}}}{u_{\text{вх}}} \bigg|_{u_{\text{вых 1}} = u_{\text{вых 2}}}, \\ K_U &= - \frac{u_{\text{вых 1}} - u_{\text{вых 2}}}{u_{\text{вх}}} \bigg|_{u_{\text{сф. вх}} = 0}, \\ K_{\text{пр. сф}} &= \frac{u_{\text{вых 1}} + u_{\text{вых 2}}}{2u_{\text{сф. вх}}} \bigg|_{u_{\text{вх}} = 0}, \\ u_{\text{вх}} &= u_1 - u_2, \quad u_{\text{сф. вх}} = \frac{u_1 + u_2}{2}, \\ u_{\text{вых 1}} &= b_{u1} u_{\text{сф. вх}} + b_{u2} u_{\text{вх}} + b_{u3} u_{1-4} + b_{u4} u_{1-6}, \\ u_{\text{вых 2}} &= b'_{u1} u_{\text{сф. вх}} + b'_{u2} u_{\text{вх}} + b'_{u3} u_{1-4} + b'_{u4} u_{1-6}, \\ u_3 &= c_{u3} (u_{\text{вых 1}} + b_u u_{\text{вых 2}}), \quad c_u = u_{2-6} u_{\text{сф. вх}}^{-1} \approx 1, \\ u_{1-4} &= u_{1-6} = c_{u5-1} u_3 + c_u c_{u5-2} u_{\text{сф. вх}}, \end{aligned} \right\} \quad (3-33)$$

где b_{ui} , b'_{ui} , c_u , c_{u3} , c_{u5-i} — коэффициенты передачи подсхем ДК.

Решение системы уравнений (3-33) относительно коэффициента $K_{\text{ос. сф}}$
приводит к обобщенному выражению:

$$\left. \begin{aligned} K_{\text{ос. сф}}^{-1} &= \frac{(K_{\text{ос. сф}}^*)^{-1} + n_{b1} (b_{u3} - b'_{u3} + b_{u4} - b'_{u4})}{1 + n_{b2} (b'_{u3} - b_{u3} + b'_{u4} - b_{u4})}, \\ n_{b1} &= \frac{1}{b'_{u2} - b_{u2}} \frac{c_u c_{u5-2} + c_{u5-1} c_{u3} (b_{u1} + b_u b'_{u1})}{1 - c_{u5-1} c_{u3} [b_{u3} + b_{u4} + b_u (b'_{u3} + b'_{u4})]}, \\ n_{b2} &= \frac{1}{b'_{u2} - b_{u2}} \frac{c_{u5-1} c_{u3} (b_{u2} + b_u b'_{u2})}{1 - c_{u5-1} c_{u3} [b_{u3} + b_{u4} + b_u (b'_{u3} + b'_{u4})]}, \\ K_{\text{ос. сф}}^* &= \frac{b'_{u2} - b_{u2}}{b_{u1} - b'_{u1}}, \end{aligned} \right\} \quad (3-34)$$

где $K_{\text{ос. сф}}^*$ — коэффициент ослабления синфазных входных напряжений ДК,
в котором исключено влияние следящих и обратных связей.

Второй параметр ДК — коэффициент преобразования синфазного вход-
ного напряжения (3-29) — определяется следующим выражением:

$$K_{\text{пр. сф}} = K_{\text{пр. сф}}^* + K'_{\text{пр. сф}} + K''_{\text{пр. сф}}, \quad (3-35)$$

где

$$K_{\text{пр. сф}}^* = 0,5 (b_{u1} + b'_{u1}),$$

$$K'_{\text{пр. сф}} = \frac{0,5c_{u5-2}c_u (b_{u3} + b'_{u3} + b_{u4} + b'_{u4})}{1 - c_{u5-1}c_{u3} [b_{u3} + b_{u4} + b_u (b'_{u3} + b'_{u4})]},$$

$$K''_{\text{пр. сф}} = \frac{0,5c_{u5-1}c_{u3} (b_{u1} + b_u b'_{u1}) (b_{u3} + b'_{u3} + b_{u4} + b'_{u4})}{1 - c_{u5-1}c_{u3} [b_{u3} + b_{u4} + b_u (b'_{u3} + b'_{u4})]}.$$

В формуле (3-35) $K_{\text{пр. сф}}^*$ — коэффициент преобразования синфазного входного напряжения при исключенных обратных связях.

Решение системы уравнений (3-33) относительно коэффициента усиления напряжения ДК можно представить в следующем виде:

$$K_U = K_U^* + K'_U, \quad (3-36)$$

где

$$K_U^* = b'_{u2} - b_{u2},$$

$$K'_U = \frac{c_{u5-1}c_{u3} (b_{u2} + b_u b'_{u2}) (b_{u3} - b'_{u3} + b_{u4} - b'_{u4})}{1 - c_{u5-1}c_{u3} [b_{u3} + b_{u4} + b_u (b'_{u3} + b'_{u4})]}.$$

В выражении (3-36) K_U^* — коэффициент усиления ДК при отсутствии обратных и следящих связей.

Выражения (3-34) — (3-36) позволяют провести сравнительный анализ характеристик ДК наиболее распространенных подклассов.

Формулы для расчета коэффициентов b_{ui} , b'_{ui} каскада при условии, что подсхемы 1, 2, 7 описываются h -параметрами, имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} b_{u1} &= b_{u01}/\Delta, & b'_{u1} &= b'_{u01}/\Delta, \\ b_{u2} &= b_{u02}/\Delta, & b'_{u2} &= b'_{u02}/\Delta, \\ b_{u3} &= d_{b3}g_{21-4}/\Delta, & b'_{u3} &= d'_{b3}g_{21-4}/\Delta, \\ b_{u4} &= d_{b4}y_{21-6}/\Delta, & b'_{u4} &= d'_{b4}y_{21-6}/\Delta, \end{aligned}$$

где b_{u01} , b'_{u01} , b_{u02} , b'_{u02} , Δ , d_{b3} , d'_{b3} , d_{b4} , d'_{b4} — коэффициенты, определяемые соотношениями табл. 3-4; g_{21-4} , y_{21-6} — коэффициент передачи по напряжению и проводимость передачи напряжения подсистем 4 и 6 соответственно; $h_{12-7} \approx 0$.

В табл. 3-4 приняты следующие обозначения:

$$\begin{aligned} A &= g_{22-4}h_{22-7} [(h_{21-2} - h_{21-1}) (h_{12-1} - h_{12-2}) + (h_{11-1} + h_{11-2}) \times \\ &\quad \times (h_{22-1} + h_{22-2})] + g_{22-4} (h_{22-1}\Delta_{2h} + h_{22-2}\Delta_{1h}) (1 + h_{11-7}h_{22-7}) + \\ &\quad + g_{22-4}y_{22-6} [\Delta_{1h}\Delta_{2h} (1 + h_{11-7}h_{22-7}) + h_{22-7} (h_{11-2}\Delta_{1h} + h_{11-1}\Delta_{2h})] + \\ &\quad + g_{22-4}h_{21-7} [\Delta_{2h} (h_{22-1} + y_{22-6}\Delta_{1h}) + h_{22-2}\Delta_{1h}] + \\ &\quad + (h_{11-1} + h_{11-7}\Delta_{1h}) (h_{22-2} + h_{22-7}) + (1 + h_{22-1}h_{11-7}) \times \\ &\quad \times (\Delta_{2h} + h_{11-2}h_{22-7}) - h_{21-1}h_{12-2}h_{21-7} + \\ &\quad + y_{22-6} (h_{11-1} + h_{11-7}\Delta_{1h}) (h_{11-2}h_{22-7} + \Delta_{2h}); \end{aligned}$$

Коэффициенты для расчета параметров дифференциального каскада

Коэффициент	Формула
b_{u01}	$A - d'_{b3} + A_1 Y_{\text{вх.сф}2-3} + h_{11-2} h_{21-1} y_{22-6} h_{11-7} h_{22-7} +$ $+ A_2 Y_{\text{вх.сф}2-3} \Delta_{1h} (1 + h_{11-2} y_{22-6}) + A_2 [Y_{\text{вх.сф}2-3} (h_{11-2} h_{22-1} +$ $+ h_{21-1} h_{12-2}) + h_{21-1} y_{22-6} \Delta_{2h} \Sigma]$
b'_{u01}	$A - d'_{b3} + A_1 Y_{\text{вх.сф}1-3} h_{11-7} h_{22-7} + h_{11-1} h_{21-2} y_{22-6} -$ $- A_1 Y_{\text{вх.сф}1-3} h_{21-7} - h_{21-1} h_{11-2} y_{22-6} h_{21-7} + A_2 [Y_{\text{вх.сф}1-3} \Delta_{2h} \times$ $\times (1 + h_{11-1} y_{22-6}) + Y_{\text{вх.сф}1-3} (h_{11-1} h_{22-2} + h_{12-1} h_{21-1}) +$ $+ h_{21-2} y_{22-6} \Delta_{1h} \Sigma]$
b_{u02}	$A_2 h_{21-1} h_{22-2} + h_{21-1} h_{11-7} h_{22-7} + g_{22-4} h_{22-7} (h_{21-1} - h_{21-2})$
b'_{u02}	$- A_2 h_{22-1} h_{21-2} + g_{22-4} h_{22-7} (h_{21-1} - h_{21-2}) - h_{21-2} - h_{21-1} h_{21-7}$
d_{b3}	$A_1 h_{22-7} + h_{11-1} h_{22-2} + \Delta_{2h} \Sigma (1 + h_{11-1} y_{22-6}) - h_{21-1} h_{12-2} h_{21-7} -$ $- h_{21-1} h_{12-2} h_{11-7} h_{22-7}$
d'_{b3}	$A_1 h_{22-7} + h_{22\Sigma-1} h_{11-2} h_{11-7} h_{22-7} + h_{22-7} h_{11-7} \Delta_{1h} \Sigma (1 + h_{11-2} y_{22-6}) -$ $- h_{12-1} h_{21-2} + h_{21-7} [h_{22\Sigma-1} h_{11-2} + \Delta_{1h} \Sigma (1 + h_{11-2} y_{22-6})]$
d_{b4}	$A_2 h_{21-1} \Delta_{2h} \Sigma + h_{21-1} h_{11-2} h_{22-7} (g_{22-4} + h_{11-7}) + h_{11-1} h_{21-2} g_{22-4} h_{22-7}$
d'_{b4}	$A_2 h_{21-2} \Delta_{1h} \Sigma + h_{11-1} h_{21-2} [(1 + g_{22-4} h_{22-7}) + h_{21-1} h_{11-2} g_{22-4} h_{22-7}]$
Δ	$A_1 [h_{22\Sigma-2} g_{22-4} h_{22-7} (1 + h_{11-7} h_{22\Sigma-1}) + h_{22\Sigma-1} g_{22-4} (h_{22-2} + h_{22-7}) +$ $+ (1 + h_{11-7} h_{22\Sigma-1}) (h_{22\Sigma-2} + h_{22-7}) + h_{22\Sigma-1} h_{22\Sigma-2} g_{22-4} h_{21-7}]$

$$A_1 = h_{11-1} + h_{11-2} + h_{11-1} h_{11-2} y_{22-6};$$

$$A_2 = g_{22-4} (1 + h_{21-7}) + h_{11-7} + g_{22-4} h_{11-7} h_{22-7};$$

$$h_{22\Sigma-1} = h_{22-1} + Y_{\text{вх.сф}1-3}; \quad h_{22\Sigma-2} = h_{22-2} + Y_{\text{вх.сф}2-3};$$

$$y_{22-6} = y_{22-6}^* + Y_{\text{вх}5}; \quad \Delta_{ih} = h_{11-i} h_{22-i} - h_{12-i} h_{21-i};$$

$$\Delta_{1h\Sigma} = h_{11-1} h_{22\Sigma-1} - h_{12-1} h_{21-1}; \quad \Delta_{2h\Sigma} = h_{11-2} h_{22\Sigma-2} - h_{12-2} h_{21-2};$$

$Y_{\text{вх}5}$ — входная проводимость подсхемы 5 по второму входу; y_{22-6}^* — выходная проводимость подсхемы 6 при исключенной петле обратной связи; g_{22-4} — выходное сопротивление подсхемы 4; $Y_{\text{вх.сф}1-3}$, $Y_{\text{вх.сф}2-3}$ — входные проводимости для синфазных входных напряжений подсхемы 3 по первому и второму входам (3-32).

При определении параметров ДК того или иного подкласса выражения (3-34) — (3-36) можно намного упростить.

в. Сравнительная характеристика схемотехнических методов повышения коэффициента ослабления синфазных входных напряжений

Обзор отечественной и зарубежной схемотехники ДК показывает, что большинство существующих и разрабатываемых ОУ имеют входные каскады, относящиеся к одному из ниже рассматриваемых подклассов.

Каскады с симметричным выходом (рис. 3-22). С учетом структурных особенностей ДК формула (3-34) принимает вид:

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1} = (K_{\text{ос. сф}}^*)^{-1} \approx K_{\text{ос. сф}}^{-1}(1) + K_{\text{ос. сф}}^{-1}(2), \quad (3-37)$$

где

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1}(1) = \frac{y_{22-6}^*}{R_1 + R_2} (h_{21-1}h_{11-2}R_1 - h_{21-2}h_{11-1}R_2),$$

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1}(2) = h_{12-1} - h_{12-2} + \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{R_1 + R_2} (h_{22-1}R_1 - h_{22-2}R_2).$$

Для упрощения дальнейших расчетов коэффициент $K_{\text{ос. сф}}^{-1}(2)$ удобно представить следующим образом:

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1}(2) = K_{\text{ос. сф}}^{-1}(3) + K_{\text{ос. сф}}^{-1}(4),$$

где

$$\begin{aligned} K_{\text{ос. сф}}^{-1}(3) = & h_{12-1} - h_{12-2} + \\ & + \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{R_1 + R_2} [(h_{22-1} + \\ & + Y_{\text{вх. сф } 1-3}) R_1 - \\ & - (h_{22-2} + Y_{\text{вх. сф } 2-3}) R_2], \end{aligned}$$

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1}(4) = \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{R_1 + R_2} (Y_{\text{вх. сф } 2-3} R_2 - Y_{\text{вх. сф } 1-3} R_1). \quad (3-38)$$

Первое слагаемое правой части выражения (3-37) пропорционально выходной проводимости подсхемы 6 (y_{22-6}^*) (рис. 3-23). Путем рационального построения данной подсхемы можно уменьшить составляющую $K_{\text{ос. сф}}^{-1}(1)$ до любого, наперед заданного значения.

Транзисторные генераторы тока ($ГТ$), которые в настоящее время широко используются для стабилизации режима ДК [7, 18], выполняются либо по схеме без обратной связи (рис. 3-22), либо по схеме с глубокой отрицательной обратной связью (рис. 3-24, а). Выходная проводимость $ГТ$ первой группы может быть минимизирована за счет оптимального выбора резисторов цепи смещения и типов активных элементов:

$$y_{22-6}^* \approx h_{126-3} R_3^{-1} + h_{226-3} \left[1 + \frac{R_4 R_5}{R_3 (R_4 + R_5)} \right]. \quad (3-39)$$

У генераторов с обратной связью (рис. 3-24, а) выходная проводимость равна $y_{22-6}^* \approx h_{22-6-3}$. Поэтому в качестве транзистора $ТЗ$ выгодно применять полевые транзисторы. В этом случае легко получить значения выходной проводимости, лежащие в пределах 10^{-8} — 10^{-9} См.

Рассмотренный способ построения каскадов с малой выходной проводимостью (§ 3-2) дает хорошие результаты и при синтезе схем высококачествен-

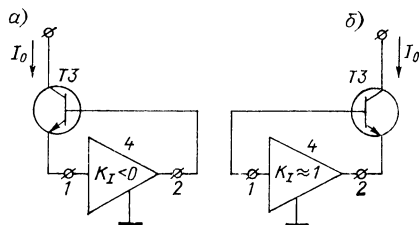
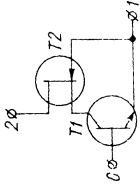
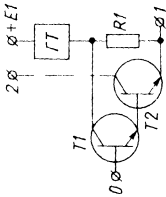
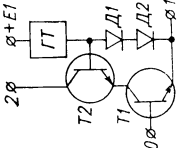
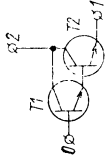
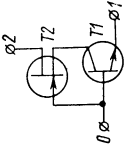


Рис. 3-24. Функциональные схемы генераторов тока

Эквивалентные параметры входных подсистем дифференциального каскада

Подсистема	Эквивалентный h -параметр			
	h_{11}	h_{12}	h_{21}	h_{22}
	$h_{11\phi-1}$	$h_{12\phi-1}h_{12\phi-2}$	$h_{21\phi-1}$	$h_{12\phi-2}h_{22\phi-1}$
	$h_{11\phi-2}$	$h_{22\phi-2}h_{11\phi-1} + h_{12\phi-2}$	— 1	$h_{22\phi-2}(1 + h_{21\phi-1})$

	$h_{11\ 6-1}$	$h_{11\ 6-1}h_{22\ 6-2} +$ $+ h_{12\ 6-1}h_{12\ 6-2}$	$h_{21\ 6-1}$	$h_{22\ 6-2}(1 + h_{21\ 6-1})$
	$h_{11\ 6-2}$	$h_{12\ 6-1} + h_{12\ 6-2} +$ $+ h_{11\ 6-1}h_{22\ 6-2}$	-1	$h_{22\ 5-2}(1 + h_{21\ 6-1}) +$ $+ h_{22\ 6-1}$
	$h_{11\ 6-1}$	$h_{12\ 6-1}h_{12\ 3-2}$	$-h_{21\ 6-1}h_{21\ 3-2}$	$h_{22\ 6-1}h_{12\ 3-2}$

венных ГТ. Если между эмиттером и базой транзистора ТЗ включить усилитель 4 с единичным коэффициентом передачи по току (рис. 3-24, б), то

$$y_{22-6}^* \approx h_{22-3} (1 + h_{21-4}) + h_{22-4} [h_{12-3} + h_{22-3} (h_{11-3} + h_{11-4})],$$

где h_{ij-4} — h -параметры подсхемы 4. При достаточно малых значениях параметров h_{22-4} и h_{11-4} выходное сопротивление ГТ может достигать нескольких сотен мегаом.

На рис. 3-25 показан ДК, у которого для уменьшения составляющей $K_{ос.сф(1)}^{-1}$ (3-37) введены транзисторы Т4—Т5. Данные активные элементы передают в противофазе приращение тока через коллекторный переход транзистора ТЗ на выход каскада. При достаточно высокоомном резисторе R3 коэффициент $K_{ос.сф(1)}^{-1}$ определяется формулой

$$K_{ос.сф(1)}^{-1} \approx \frac{h_{22-3} (h_{11-6-1} + h_{11-6-2})}{R_1 + R_2} \left[R_1 \left(\frac{h_{11-6-2}}{h_{11-6-1} + h_{11-6-2}} - \frac{h_{11-6-4}}{h_{11-6-5} + h_{11-6-4}} \right) - R_2 \left(\frac{h_{11-6-1}}{h_{11-6-1} + h_{11-6-2}} - \frac{h_{11-6-5}}{h_{11-6-5} + h_{11-6-4}} \right) \right].$$

Рис. 3-25. Способ повышения коэффициента ослабления синфазных входных напряжений дифференциального каскада

Если выходное напряжение каскада снижается только с одного из резисторов R1 или R2, то выигрыш по коэффициенту $K_{ос.сф(1)}$, который даст введение транзисторов Т4—Т5, может быть весьма значительным.

В усилителях с типовым построением генератора тока I_0 (рис. 3-22) более весомый вклад в сумму слагаемых выражения (3-37) вносит коэффициент

$K_{ос.сф(2)}^{-1}$, который определяется неидентичностью параметров h_{12} и h_{22} входных трехполюсников. Применение интегральных пар в качестве транзисторов Т1 и Т2, а также изготовление ОУ в одном кристалле несколько повышает коэффициент ослабления синфазных входных напряжений. Однако значительного выигрыша по данному параметру не происходит, так как разброс h_{12} и h_{22} пары интегральных транзисторов остается достаточно высоким. Как следствие, гарантированные значения коэффициента $K_{ос.сф}$ типовых полупроводниковых ОУ ограничены на уровнях 60—80 дБ [18].

Применение полевых транзисторов при построении ДК сопровождается значительным ухудшением коэффициента ослабления синфазных входных напряжений (3-37). Полевые транзисторы имеют более глубокую внутреннюю обратную связь по напряжению при включении по схеме с общим затвором ($h_{123} = 10^{-2} \div 10^{-3}$) и большой относительный разброс параметра h_{123} . Кроме этого, повышенные значения параметра h_{113} подчеркивают при прочих равных условиях влияние выходной проводимости генератора тока I_0 на слагаемое $K_{ос.сф(1)}^{-1}$ (3-37).

Основным схемотехническим методом повышения коэффициента ослабления синфазных входных напряжений ДК рассматриваемого подкласса является построение подсхем 1, 2 (рис. 3-23) на базе двух-трех активных элементов. Последние должны соединяться друг с другом таким образом, чтобы параметры h_{12-1} и h_{22-1} эквивалентного трехполюсника были значительно меньше, чем параметры h_{12-6-i} или h_{22-6-i} отдельно взятого транзистора. Данными свойствами обладают подсхемы, приведенные в табл. 3-5.

Абсолютные значения сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$ ДК (рис. 3-22) не влияют на коэффициент $K_{ос.сф}$ с точностью до слагаемых второго порядка малости. Более важной характеристикой нагрузки является относительный разброс сопротивлений этих резисторов. Обычно с помощью резисторов $R1$, $R2$ регулируется э. д. с. смещения ДК [18], поэтому практически их сопротивления выбираются неравными. В таких случаях весьма желательно, чтобы выходная проводимость генератора тока $б$ (рис. 3-23) удовлетворяла равенству:

$$y_{22-6}^* = h_{22-1} + h_{22-2}^* \quad (3-40)$$

При данном значении выходной проводимости (3-40) коэффициент $K_{ос.сф}$ не зависит от сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$:

$$K_{ос.сф}^{-1} \approx h_{12-1} - h_{12-2} + h_{11-1}h_{22-1} - h_{11-2}h_{22-2}^* \quad (3-41)$$

Условие (3-40) почти всегда выполняется в полупроводниковых ОУ, построенных на транзисторах с высокой идентичностью характеристик. В усилителях на дискретных элементах равенство (3-40) можно обеспечить за счет регулировки генератора тока $б$ и надлежащего выбора его режима [18]. Необходимо только иметь в виду, что данный метод не гарантирует высокую температурную и временную стабильность коэффициента ослабления синфазных входных напряжений.

Каскады с активными нагрузками (рис. 3-17, а). Для увеличения коэффициента усиления ДК и упрощения структуры коррекции ОУ резисторы $R1$, $R2$ (рис. 3-22) часто заменяют активной нагрузкой (АН). Введение АН не изменяет качественную сторону работы ДК при синфазных входных сигналах. Поэтому все ранее полученные выводы относительно предельных возможностей ДК (рис. 3-22) сохраняют свою силу и для данного подкласса схем.

В результате преобразования (3-34) с учетом типовых значений параметров элементов ДК нетрудно получить:

$$K_{ос.сф}^{-1} = K_{ос.сф(5)}^{-1} + K_{ос.сф(6)}^{-1}, \quad (3-42)$$

где

$$K_{ос.сф(5)}^{-1} \approx h_{12-1} - h_{12-2} + \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{1 + h_{21-7}} (h_{21-7}h_{22-1} - h_{22-2}),$$

$$K_{ос.сф(6)}^{-1} \approx \frac{y_{22-6}^*}{1 + h_{21-7}} (h_{21-7}h_{21-1}h_{11-2} - h_{21-2}h_{11-1}).$$

Если параметр h_{21-7} равен единице, то из сравнения выражений (3-42) и (3-37) следует, что значения коэффициента $K_{ос.сф}$ (3-42) практически совпадают с этим коэффициентом для ДК, имеющего симметричный выход. Чем сильнее параметр h_{21-7} отличается от единицы, тем больше сказывается влияние на коэффициент ослабления синфазных входных напряжений выходной проводимости подсхемы $б$ (рис. 3-23). Если подсхемы 1—2 имеют совершенно идентичные h -параметры, то необходимым условием получения достаточно большого ослабления синфазных сигналов является равенство $h_{21-7} = 1$. Это предъявляет повышенные требования к точности передачи тока подсхем активной нагрузки (табл. 3-3).

Каскады с отрицательной обратной связью (ООС) по синфазному сигналу. Дифференциальные усилители с ООС получили широкое применение в полупроводниковых ОУ первого и второго поколений [7, 18]. По способу введения ООС все ДК можно разделить на две основные группы. В усилителях первой группы сигнал ООС поступает в эмиттерные цепи транзисторов $T1—T2$ через подсхему $б$ (рис. 3-23). В усилителях второй группы напряжение ООС u_3 подается в цепь коллекторного питания ДК. Существуют также

каскады, сочетающие в себе особенности усилителей первой и второй групп (рис. 3-26).

Согласно формуле (3-31), для расчета результирующего коэффициента ослабления двухкаскадного усилителя необходимо предварительно найти коэффициенты $K_{ос. сф}$, $K_{пр. сф}$, K_U .

Обобщенное выражение (3-34) при исключенной передаче синфазного напряжения на вход подсхемы 4 принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} K_{ос. сф}^{-1} &\approx K_{ос. сф(2)}^{-1} + \frac{y_{вых 6}}{y_{22-6}^*} K_{ос. сф(1)}^{-1}, \\ y_{вых 6} &= y_{22-6}^* + \frac{n_c (b_{u01} + b_u b'_{u01})}{1 - n_c (d_{b4} + b_u d'_{b4})}, \end{aligned} \right\} \quad (3-43)$$

$$n_c = y_{21-6} c_{u5-1} c_{u3} / \Delta,$$

где $K_{ос. сф(1)}$, $K_{ос. сф(2)}$ — составляющие коэффициента ДК без обратных связей (3-37). Уравнение (3-43) показывает, что введение ООС эквивалентно изменению выходной проводимости подсхемы 6 ДК (рис. 3-22)

от ее собственного значения y_{22-6}^* до уровня $y_{вых 6} = f(n_c)$. Иными словами, отрицательная обратная связь уменьшает влияние на коэффициент ослабления только одной составляющей выражения (3-37) — $K_{ос. сф(1)}$. При этом степень повышения коэффициента ослабления зависит от глубины ООС и может быть оценена по предельным значениям выходной проводимости $y_{вых 6}$. В результате преобразований (3-43) можно найти:

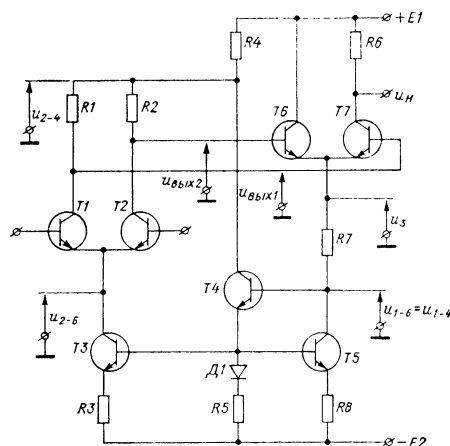


Рис. 3-26. Дифференциальный каскад с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу

$$\begin{aligned} y_{вых 6} \Big|_{n_c \rightarrow \infty} &\approx \\ &\approx \left(h_{22-1} + \frac{R_2}{R_1} b_u h_{22-2} \right) \times \\ &\times \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{h_{11-2} + b_u h_{11-1} R_2 R_1^{-1}} + (h_{12-1} - h_{12-2}) \frac{b_u h_{21-2} R_2 R_1^{-1} - h_{21-1}}{h_{11-2} + b_u h_{11-1} R_2 R_1^{-1}}. \end{aligned} \quad (3-44)$$

Для упрощения выражения (3-44) положим, что каскады усилителя характеризуются высокой симметрией ($b_u = 1$, $R_2 \approx R_1$). Тогда

$$y_{вых 6} \Big|_{n_c \rightarrow \infty} = y'_{вых 6} \approx h_{22-1} + h_{22-2}. \quad (3-45)$$

Из последних соотношений следует ряд важных выводов. Во-первых, выходная проводимость $y_{вых 6}$ в зависимости от глубины ООС меняется в пределах от y_{22-6}^* до $y'_{вых 6}$. Таким образом, вводить ООС для минимизации сомножителя при коэффициенте $K_{ос. сф(1)}^{-1}$ (3-43) целесообразно только в тех случаях, когда $y_{22-6}^* \gg h_{22-1} + h_{22-2}$. В усилителях с традиционным выполнением под-

схемы 6 (рис. 3-22) проводимость y_{22-6}^* весьма близка к сумме параметров h_{22-1} и h_{22-2} (3-39).

Из рассмотренного следует, что большого выигрыша по увеличению коэффициента ослабления ДК данная ООС не дает. Исключение составляют усилители с полевыми транзисторами на входе, так как для них обычно выполняется неравенство $y_{22-6}^* \gg h_{22-1} + h_{22-2}$.

Во-вторых, независимо от построения подсхемы 6 при глубокой ООС эквивалентная проводимость $y_{\text{вых } 6}$ близка к оптимальной (3-40). Поэтому предельный коэффициент ослабления синфазных входных напряжений схем с обратной связью равен:

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1} \approx h_{12-1} - h_{12-2} + h_{11-1}h_{22-1} - h_{11-2}h_{22-2}. \quad (3-46)$$

Сравнение формул (3-46) и (3-37) показывает, что из соотношения для коэффициента ослабления ДК без обратной связи исключается слагаемое, обусловленное выходной проводимостью генератора тока 6. Однако вследствие преобладающего влияния на $K_{\text{ос. сф}}$ разброса параметров h_{12} и h_{22} подсхем 1 и 2, ощутимого улучшения данного коэффициента не наблюдается.

Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент преобразования синфазного входного напряжения в выходное (3-35):

$$K_{\text{пр. сф}} \approx (b_u - 1) \frac{b_{u4}b'_{u1} - b'_{u4}b_{u1}}{2(b_{u4} + b_u b'_{u4})} \ll K_{\text{пр. сф}}^*. \quad (3-47)$$

Данное свойство ДК первой группы является иногда решающим фактором в пользу их применения в схемах микроэлектронных ОУ. Это объясняется тем, что транзисторы ДК часто работают в режиме микротоков. Поэтому коэффициент усиления по напряжению первого каскада мал. В таких условиях вполне оправданы схемотехнические методы, уменьшающие коэффициент преобразования $K_{\text{пр. сф}}$.

Снижение входных проводимостей для синфазного сигнала $Y_{\text{вх. сф } 1}$, $Y_{\text{вх. сф } 2}$ (3-32) в схемах ДК с обратной связью незначительно. Для расчета этих проводимостей можно воспользоваться формулами (3-32), положив в них $y_{22-6}^* \approx h_{22-1} + h_{22-2}$.

Второй способ введения ООС еще в меньшей степени повышает коэффициент ослабления синфазных входных напряжений входного каскада. Обобщенное выражение (3-34) при исключенной передаче синфазного сигнала в эмиттерную цепь ($y_{21-6} = 0$) с учетом (3-33) и типовых значений параметров элементов совпадает с выражением (3-37). Следовательно, с точностью до величин второго порядка малости можно утверждать, что ДК с глубокой отрицательной обратной связью по питанию коллекторных цепей транзисторов $T1-T2$ имеют такой же коэффициент ослабления синфазных входных напряжений, что и ДК без ООС (рис. 3-22).

Относительно коэффициента преобразования $K_{\text{пр. сф}}$ (3-39) необходимо отметить, что при введении ООС вторым способом он уменьшается, снижая тем самым влияние второго каскада ОУ на общий коэффициент ослабления (3-31):

$$K_{\text{пр. сф}} \approx 0,5(b_u - 1)(b_{u1} - b'_{u1}) \ll K_{\text{пр. сф}}^*. \quad (3-48)$$

Последнее обстоятельство необходимо учитывать при решении вопроса о целесообразности введения ООС. Реализация ДК по схеме с ООС может быть полезна с точки зрения экономичности ДК по потребляемой мощности, упрощения цепей установления и стабилизации статического режима активных элементов.

Каскады со следящей связью. Согласно установившейся терминологии [7, 18], под ДК со следящей связью понимают такие каскады, у которых синфазные входные напряжения передаются без изменения фазы в коллек-

торную или эмиттерную цепи транзисторов $T1, T2$ ДК. В соответствии с функциональной схемой (рис. 3-23) все каскады, удовлетворяющие этому признаку, можно разделить на следующие группы. Первая группа — это ДК, у которых напряжение u_{2-6} поступает на вход подсхемы 7 через многополюсники 4—5 (рис. 3-23). Пример построения каскада дан на рис. 3-27. Вторая группа включает ДК со следящей связью по цепи эмиттерного питания транзисторов $T1, T2$ ($c_{u3} = g_{21-4} = 0$, т. е. отсутствует передача входного и выходного синфазных напряжений ДК в коллекторные цепи транзисторов $T1, T2$). Для усилителей данной группы характерна прямая передача напряжения u_{2-6} на вход подсхемы 6. Третья группа — это ДК с так называемым «плавающим питанием» ($c_{u3} = 0$, рис. 3-27). ДК четвертой ($y_{21-6} = 0$) и пятой ($g_{21-4} = 0$) групп являются, по существу, модификацией усилителей со следящей связью по цепи коллекторного питания транзисторов $T1, T2$. Основное отличие ДК (рис. 3-28, 3-31) состоит в том, что для передачи синфазного сигнала на вход подсхемы 7 (6) у них используется отрицательная обратная связь, охватывающая первый и второй каскады ОУ.

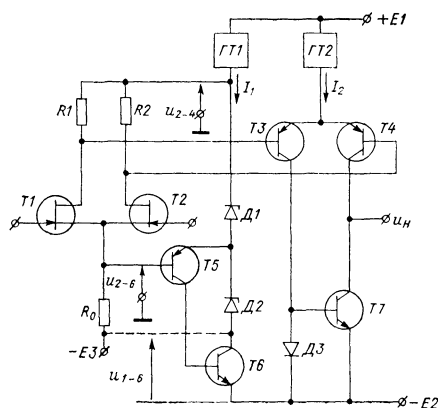


Рис. 3-27. Дифференциальный каскад со следящей связью по питанию

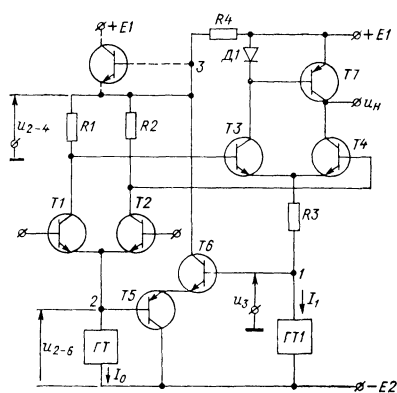


Рис. 3-28. Способ введения входных синфазных напряжений в коллекторную цепь транзисторов $T1, T2$

Полагая в уравнении (3-34) $c_{u3} = y_{21-6} = 0$, можно получить следующее выражение для коэффициента ослабления синфазных входных напряжений ДК со следящей связью по цепи коллекторного питания:

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1} = (1 - \mu_1) K_{\text{ос. сф}}^{-1}(3) + K_{\text{ос. сф}}^{-1}(4) + K_{\text{ос. сф}}^{-1}(1) \left(1 + \frac{Y_{\text{вх } 5}}{y_{22-6}} \right), \quad (3-49)$$

где $\mu_1 = c_{u3} c_{u5-2} g_{21-4} \approx c_{u5-2} g_{21-4}$; $K_{\text{ос. сф}}(1)$, $K_{\text{ос. сф}}(3)$, $K_{\text{ос. сф}}(4)$ определены в выражениях (3-37), (3-38). Если подсхемы 4—5 (рис. 3-23) построить таким образом, чтобы произведение их коэффициентов передачи по напряжению (μ_1) было близко к единице, то коэффициент ослабления возрастает.

Условие $\mu_1 = 1$ с той или иной степенью точности удовлетворяют различные модификации эмиттерных и истоковых повторителей напряжения [7, 18]. Их важнейший параметр — погрешность передачи $(1 - \mu_1)$ — обычно лежит в пределах 10^{-3} — 10^{-5} . Следовательно, при использовании типовых повторителей напряжения в качестве совокупности многополюсников 4—5

первым слагаемым в уравнении (3-49) можно пренебречь:

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1} \approx \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{R_1 + R_2} (R_2 Y_{\text{вх. сф } 2-3} - R_1 Y_{\text{вх. сф } 1-3}) + K_{\text{ос. сф } (1)} \left(1 + \frac{Y_{\text{вх } 5}}{y_{22-6}^*} \right). \quad (3-50)$$

Обычно транзисторы второго каскада ($T3-T4$, рис. 3-27) работают при относительно больших эмиттерных токах. Как следствие этого, входные проводимости для синфазных входных напряжений $Y_{\text{вх. сф } 1-3}$ и $Y_{\text{вх. сф } 2-3}$ подсхемы 3 (рис. 3-23) намного превышают значение параметра h_{22} транзисторов первого каскада ($h_{226-1} \ll Y_{\text{вх. сф } 1-3} \approx h_{226-3}$, $Y_{\text{вх. сф } 2-3} \approx h_{226-4} \gg h_{226-2}$). Поэтому ДК со следящей связью по питанию коллекторных цепей транзисторов $T1, T2$ дают, как правило, незначительное увеличение коэффициента ослабления. Предельный коэффициент ослабления синфазных входных напряжений, равный $K_{\text{ос. сф } (1)}$, может быть получен при условии, что второй каскад ОУ характеризуется малыми значениями проводимостей $Y_{\text{вх. сф } 1-3}$ и $Y_{\text{вх. сф } 2-3}$, т. е. имеет либо полевые транзисторы на входе, либо следящую связь по коллекторному питанию транзисторов $T3, T4$. Это — один из недостатков ДК первой группы. Второй недостаток заключается в единичной передаче синфазного входного напряжения на выход ДК (3-35). Поэтому второй каскад ОУ должен иметь широкий диапазон изменения синфазных входных напряжений и, кроме этого, достаточно большой коэффициент ослабления (3-31).

В ДК второй группы напряжение u_{2-6} подается в эмиттерные цепи транзисторов $T1, T2$ (рис. 3-27 с учетом связи, показанной штриховой линией). Обобщенное выражение (3-34) в этом случае принимает вид:

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1} \approx K_{\text{ос. сф } (2)}^{-1} + \frac{\mu_2 + y_{22-6}^* + Y_{\text{вх } 5}}{y_{22-6}^*} K_{\text{ос. сф } (1)}^{-1}, \quad (3-51)$$

где $\mu_2 = c_{u5-2} y_{21-6}$; $K_{\text{ос. сф } (1)}$, $K_{\text{ос. сф } (2)}$ соответствуют выражению (3-37).

Чтобы уменьшить сомножитель при коэффициенте $K_{\text{ос. сф } (1)}^{-1}$ в уравнении (3-51), можно потребовать взаимного сокращения слагаемых μ_2 и y_{22-6}^* , т. е. положить равными $-\mu_2$ и y_{22-6}^* . Это можно реализовать, если подсхема 5 — усилитель с единичным коэффициентом передачи по напряжению, а подсхема 6 — двухполюсник. Коэффициент ослабления при этом несколько повышается:

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1} \approx K_{\text{ос. сф } (2)}^{-1} + \frac{Y_{\text{вх } 5}}{y_{22-6}^*} K_{\text{ос. сф } (1)}^{-1}. \quad (3-52)$$

Таким образом, введение следящей связи эквивалентно уменьшению проводимости в эмиттерной цепи транзисторов $T1, T2$ ДК без обратной связи до уровня входной проводимости подсхемы 5 ($Y_{\text{вх } 5}$). Это позволяет, во-первых, использовать в качестве подсхемы 6 сравнительно низкоомные резисторы, а во-вторых, не требует построения сложных генераторов тока для минимизации составляющей $K_{\text{ос. сф } (1)}^{-1}$.

Входным каскадам с «плавающим питанием» (рис. 3-27) присущи все особенности усилителей двух ранее рассмотренных групп:

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1} \approx K_{\text{ос. сф } (4)}^{-1} + (1 - \mu_1) K_{\text{ос. сф } (3)}^{-1} + \frac{\mu_2 + y_{22-6}^* + Y_{\text{вх } 5}}{y_{22-6}^*} K_{\text{ос. сф } (1)}^{-1}, \quad (3-53)$$

где коэффициенты $K_{\text{ос. сф}(1)}$, $K_{\text{ос. сф}(3)}$, $K_{\text{ос. сф}(4)}$, μ_1 , μ_2 соответствуют выражениям (3-37), (3-38), (3-49), (3-51).

Для значительного повышения коэффициента ослабления необходимо, чтобы параметры подсхем 3, 4, 5, 6 (рис. 3-23) удовлетворяли следующим условиям:

$$\mu_1 = 1, \quad \mu_2 = -y_{22-6}^*, \quad Y_{\text{вх } 5} \approx 0, \quad Y_{\text{вх. сф } 1-3} = Y_{\text{вх. сф } 2-3} \approx 0.$$

Структура ДК четвертой группы (рис. 3-28) полностью соответствует обобщенной схеме (рис. 3-23), если в ней исключить передачу синфазного входного сигнала в эмиттерную цепь. Точный анализ свойств ДК может быть выполнен на основе выражений (3-34) — (3-36). Вместе с тем для практических расчетов удобнее воспользоваться приближенными соотношениями, полученными при условиях $K_{\text{пр. сф}} \approx 1$, $K_U \approx K_U^*$, $c_u \approx 1$:

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1} \approx (1 - \mu_3) K_{\text{ос. сф}(3)}^{-1} + K_{\text{ос. сф}(4)}^{-1} + K_{\text{ос. сф}(1)}^{-1} \left(1 + \frac{Y_{\text{вх } 5}}{y_{22-6}^*} \right), \quad (3-54)$$

$$\mu_3 = \frac{g_{21-4} c_{u5-2}}{1 - 2c_{u5-1} c_{u3} g_{21-4}}. \quad (3-55)$$

В выражении (3-54) используются коэффициенты $K_{\text{ос. сф}(1)}$, $K_{\text{ос. сф}(3)}$, $K_{\text{ос. сф}(4)}$, определенные соотношениями (3-37) и (3-38). При выборе параметров схемы таким образом, чтобы коэффициент μ_3 равнялся единице, в значительной мере ослабляется влияние параметров входных транзисторов на коэффициент ослабления синфазных входных напряжений.

В связи с этим составляющие выражения (3-55) должны удовлетворять одной из трех систем неравенств:

$$\left. \begin{aligned} c_{u5-1} &< 0, \\ c_{u5-2} &> 0, \\ c_{u3} &< 0, \\ g_{21-4} &> 0, \\ |g_{21-4} c_{u3} c_{u5-1}| &\gg 1, \\ c_{u5-2} c_{u3}^{-1} c_{u5-1}^{-1} &= -2; \end{aligned} \right\} \quad (3-56) \quad \left. \begin{aligned} c_{u5-1} &> 0, \\ c_{u5-2} &< 0, \\ c_{u3} &> 0, \\ g_{21-4} &< 0, \\ |g_{21-4} c_{u3} c_{u5-1}| &\gg 1, \\ c_{u5-2} c_{u3}^{-1} c_{u5-1}^{-1} &= -2; \end{aligned} \right\} \quad (3-57)$$

$$\left. \begin{aligned} c_{u5-1} &> 0, \\ c_{u5-2} &> 0, \\ c_{u3} &< 0, \\ g_{21-4} &< 0, \\ |g_{21-4} c_{u3} c_{u5-1}| &\gg 1, \\ c_{u5-2} c_{u3}^{-1} c_{u5-1}^{-1} &= -2. \end{aligned} \right\} \quad (3-58)$$

Дополнительными условиями значительного увеличения коэффициента ослабления ДК четвертой группы являются следующие неравенства:

$$\left. \begin{aligned} Y_{\text{вх } 5} &= Y_{\text{вх.сф } 5} + \frac{Y_{\text{вх } 5}^*}{1 - 2c_{u5-1}c_{u3}g_{21-4}} \ll y_{22-6}^* \\ Y_{\text{вх.сф } 1-3} &\approx Y_{\text{вх.сф } 2-3} \ll h_{22-1} \approx h_{22-2} \end{aligned} \right\} \quad (3-59)$$

где $Y_{\text{вх.сф } 5}$, $Y_{\text{вх } 5}^*$ — входные проводимости для синфазных и дифференциальных составляющих напряжений на входах подсистемы 5 (рис. 3-23).

Первое из соотношений (3-59) показывает, что подсистема 5 не должна сильно шунтировать выходное сопротивление генератора тока в эмиттерной цепи транзисторов $T1$, $T2$ ДК. Второе — накладывает ограничения на схемную реализацию второго каскада ОУ, входные сопротивления для синфазных напряжений которого следует выбирать достаточно большими.

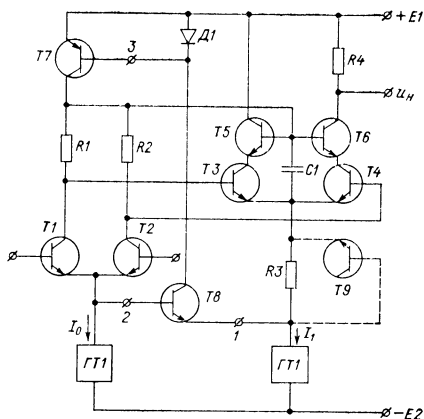


Рис. 3-29. Дифференциальный каскад с повышенным коэффициентом ослабления синфазных входных напряжений

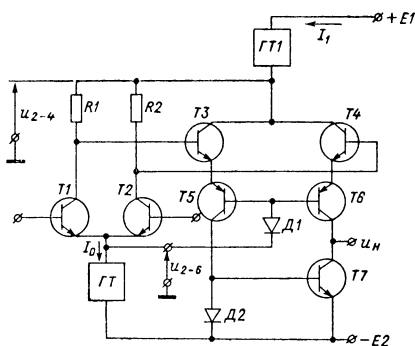


Рис. 3-30. Экономичный дифференциальный каскад с большим ослаблением синфазных входных напряжений

Синтез схем ДК четвертой группы сводится к выбору параметров подсистем 3, 4, 5 (рис. 3-23), удовлетворяющих одной из трех систем ограничений, представленных выражениями (3-56) — (3-58). В связи с тем, что число подходящих подсистем велико, можно синтезировать усилители с широким спектром технических характеристик. На рис. 3-28, 3-29, 3-30 показаны схемы, иллюстрирующие принципы построения таких ДК.

Транзисторы $T5—T6$ ДК (рис. 3-28) обеспечивают усиление по петле отрицательной обратной связи, которая стабилизирует напряжения коллектор — база транзисторов $T1—T2$ в широком диапазоне изменения напряжения $u_{\text{сф. вх}} \approx u_{2-6}$. Если синфазные входные напряжения имеют отрицательную полярность, то коллекторные токи транзисторов $T5—T6$ увеличиваются. Падение напряжения на резисторе $R4$ возрастает. В результате разница между приращениями напряжений u_{2-6} и u_3 сведется к минимуму, и, следовательно, статический режим транзисторов $T1—T2$ по напряжению коллектор — база не изменится. При положительной полярности синфазных входных напряжений транзисторы $T5—T6$ подзапираются. Это приводит к положительному приращению напряжения u_{2-4} . Резистор $R3$ определяет статиче-

ский режим транзисторов входного каскада: $U_{КБ\ 1}^0 - U_{КБ\ 2}^0 = R_3 I_1 + U_{ЭБ\ 5}^0 + U_{ЭБ\ 6}^0$. Сопротивление резистора R_4 выбирается, исходя из заданного диапазона изменения синфазных входных напряжений положительной полярности, с одной стороны, и заданного тока базы ($I_{Б5}^0$) транзистора $T5$ — с другой:

$$u_{сф. \text{ вх max}} < E_1 - R_4 I_0 - 0,5 R_4 I_0 - U_{КБ\ 1}^0, \quad (3-60)$$

$$R_4^{-1} (E_1 - U_{КБ\ 1}^0 - 0,5 R_4 I_1) (1 + h_{21\ 6-5}) \approx I_{Б5}^0 < (0,1 - 0,2) I_0. \quad (3-61)$$

Если транзистор $T5$ имеет небольшой коэффициент усиления по току ($h_{21\ 6-5} + 1$)⁻¹ = 5 ÷ 20, то сопротивление резистора R_4 следует выбирать в соответствии с формулой (3-61). При этом предварительно между узлом 3 и резисторами $R1-R2$ включается эмиттерный повторитель (рис. 3-28). Очевидно, в качестве подсхемы 4 (рис. 3-23) в усилителях рассматриваемого

типа могут использоваться и другие каскады, не инвертирующие фазу напряжения. Подсхема сравнения 5 ДК (рис. 3-28) выполнена на транзисторах $T5-T6$. Ее характеристики связаны с параметрами элементов ДК следующим образом:

$$c_{u5-1} \approx -c_{u5-2} \approx -R_4 (h_{11\ 6-5} + h_{11\ 6-6})^{-1},$$

$$Y_{вх\ 5} \approx h_{22\ 6-5} + R_4^{-1} (1 + h_{21\ 6-5}).$$

Учитывая, что для рассматриваемого каскада $c_{u3} \approx 0,5$, $g_{21-4} \approx 1$, можно получить

$$\mu_3^{-1} \approx 1 + (h_{11\ 6-5} + h_{11\ 6-6}) R_4^{-1} \approx 1. \quad (3-63)$$

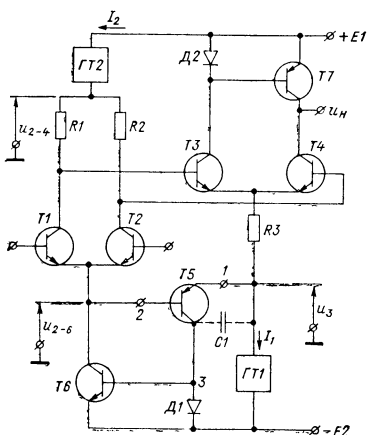


Рис. 3-31. Способ введения обратной связи в эмиттерную цепь транзисторов $T1, T2$ дифференциального каскада

Подставляя выражение (3-63) в формулу (3-54), можно определить коэффициент ослабления синфазных входных напряжений каскада (рис. 3-28)

Основная особенность ДК (рис. 3-29) состоит в том, что для увеличения коэффициента ослабления его второй каскад выполнен по схеме со следящей связью. Подсхема 4, реализованная на транзисторе $T7$, обеспечивает усиление по петле обратной связи в несколько тысяч. Поэтому в уравнении (3-54) можно положить $\mu_3 = 1$, $Y_{вх5} = h_{22\ 6-5}$. Статический режим транзисторов $T1-T2$ по напряжению коллектор — база, так же как и в схеме, приведенной на рис. 3-28, определяется сопротивлением резистора $R3$. Коллекторный ток транзистора $T8$ равен току генератора $ГТ1$. Для повышения экономичности каскада за счет перевода $T8$ в микрорежим диод $D1$ целесообразно заменить высокоомным (30—60 кОм) резистором. Заметим, что подсхема 4 может быть реализована на базе многих других усилительных каскадов, инвертирующих фазу напряжения.

В усилителе (рис. 3-30) второй каскад выполняет ряд дополнительных функций: осуществляет выделение синфазного напряжения u_3 (рис. 3-23) и усиливает разность между напряжениями u_3 и u_{2-6} . Такое совмещение функций в одной подсхеме позволило повысить коэффициент ослабления

синфазных входных напряжений каскада, упростить схему, минимизировать мощность, потребляемую им от источников питания.

Пример построения ДК пятой группы ($g_{21.4} = 0$, рис. 3-23) приведен на рис. 3-31. В данном каскаде сигнал рассогласования между напряжениями u_3 и $u_{2.6}$ подается в эмиттерную цепь транзисторов $T1, T2$ (подсхема б, рис. 3-23). Коллекторный ток транзистора $T6$ приблизительно равен току I_2 . Этот режим транзистора $T6$ устанавливается отрицательной обратной связью по синфазному сигналу. Если напряжение $u_{2.6}$ получает приращение, то коллекторный ток транзистора $T5$ изменяется. Увеличение или уменьшение коллекторного тока транзистора $T6$ вызывает изменение напряжения u_3 . Для того чтобы приращение этого тока в установившемся режиме было незначительным, выходную проводимость генератора тока $ГТ2$ ($g_{22.4}^{-1}$) и входные проводимости $Y_{вх. сф 1-3}$, $Y_{вх. сф 2-3}$ второго каскада следует выбирать достаточно малыми. Поскольку произведение $(I_1 + I_2) R_3$ постоянно,

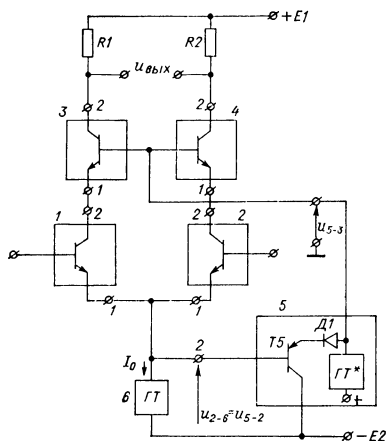


Рис. 3-32. Обобщенная схема каскодных дифференциальных каскадов

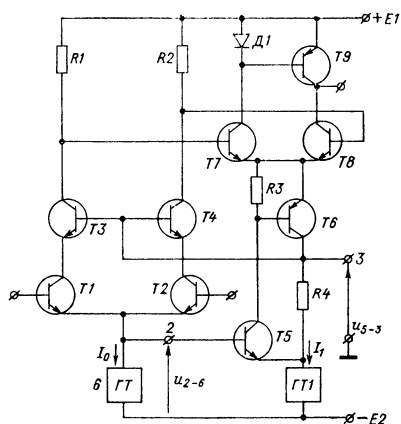


Рис. 3-33. Каскодный дифференциальный каскад с повторителем напряжения

транзисторы $T1-T2$ работают при напряжениях коллектор — база, не зависящих от синфазных входных напряжений. Следовательно, по своим возможностям каскады пятой группы близки к ДК со следящей связью по цепи коллекторного питания транзисторов. При глубокой обратной связи коэффициент ослабления определяется следующим выражением:

$$K_{ос. сф}^{-1} \approx K_{ос. сф (4)}^{-1} + \frac{g_{22.4}^{-1}}{y_{22.6}^*} K_{ос. сф (1)}^{-1}, \quad (3-64)$$

где $K_{ос. сф (1)}$, $K_{ос. сф (4)}$ соответствуют соотношениям (3-37), (3-38).

Каскодные входные каскады. Обобщенная схема каскодных ДК приведена на рис. 3-32. В качестве подсхем 1—4 обычно применяются одиночные полевые или биполярные транзисторы, а иногда — более сложные цепи (табл. 3-5). Подсхема 5 служит для установления статического режима транзисторов ДК по напряжению коллектор — база. В усилителях со следящей связью она, кроме того, осуществляет передачу напряжения $u_{2.6} \approx u_{сф вх}$ в цепь коллекторного питания подсхем 1—2. При $c_{u5.2} = u_{5.3}/u_{2.6} \approx 1$ на-

пряжение между узлами 1—2 данных подсхем остается постоянным в широком диапазоне изменения синфазного сигнала на входах ДК. Как следствие, разброс их h -параметров h_{12} и h_{22} в гораздо меньшей степени влияет на коэффициент ослабления. Традиционные варианты выполнения подсхемы 5 состоят в использовании эмиттерных или истоковых повторителей напряжения (рис. 3-32). Широкое применение в микромощных ОУ могут найти повторители, построенные по схемам с глубокой отрицательной обратной связью (рис. 3-33).

Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений ДК с симметричным выходом (рис. 3-32) определяется формулой:

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1} \approx (1 - \mu_4) K_{\text{ос. сф (2)}}^{-1} + K_{\text{ос. сф (7)}}^{-1} + \mu_4 K_{\text{ос. сф (8)}}^{-1}, \quad (3-65)$$

где $\mu_4 \approx c_{u5-2}$,

$$K_{\text{ос. сф (7)}}^{-1} = \frac{y_{22-6}}{R_1 + R_2} (h_{11-1} h_{21-2} h_{21-4} R_2 - h_{11-2} h_{21-1} h_{21-3} R_1),$$

$$K_{\text{ос. сф (8)}}^{-1} = h_{12-1} h_{12-3} - h_{12-2} h_{12-4} + \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{R_1 + R_2} (h_{22-3} R_1 - h_{22-4} R_2 +$$

$$+ h_{21-4} h_{12-4} h_{22-2} R_2 - h_{21-3} h_{12-3} h_{22-1} R_1),$$

$$y_{22-6} = y_{22-6}^* + Y_{\text{вх 5}}.$$

В выражении (3-65) c_{u5-2} — коэффициент передачи по напряжению подсхемы 5 (рис. 3-23); $Y_{\text{вх 5}}$, y_{22-6}^* — входная и выходная проводимости подсхемы 5 и генератора тока ГТ соответственно; $K_{\text{ос. сф (2)}}$ соответствует соотношению (3-37).

При условии $c_{u5-2} = 1$ намного уменьшается влияние на коэффициент ослабления синфазных входных напряжений разброса h -параметров подсхем 1, 2, но вместе с тем подчеркивается влияние на данный коэффициент выходных проводимостей подсхем 3, 4 (рис. 3-32). Поэтому в качестве подсхем 3—4 желательно использовать активные элементы с малыми значениями параметра h_{22} , а также их комбинации (табл. 3-5).

Если вместо резисторов R_1 , R_2 (рис. 3-32) включается активная нагрузка (рис. 3-17, б), то

$$K_{\text{ос. сф}}^{-1} \approx (1 - \mu_4) K_{\text{ос. сф (9)}}^{-1} + K_{\text{ос. сф (10)}}^{-1} + \mu_4 K_{\text{ос. сф (11)}}^{-1},$$

где

$$K_{\text{ос. сф (9)}}^{-1} \approx h_{12-1} - h_{12-2} + A_3 (h_{11-1} + h_{11-2}) (h_{21-4} h_{22-2} - h_{22-1} h_{21-3} h_{21-7}),$$

$$K_{\text{ос. сф (10)}}^{-1} \approx A_3 y_{22-6} (h_{11-1} h_{21-2} h_{21-4} - h_{11-2} h_{21-1} h_{21-3} h_{21-7}),$$

$$K_{\text{ос. сф (11)}}^{-1} \approx A_3 (h_{11-1} + h_{11-2}) (h_{22-3} h_{21-7} - h_{22-4}), \quad A_3 = (1 + h_{21-7})^{-1},$$

$$h_{21-7} \approx 1 - h\text{-параметр подсхемы активной нагрузки (табл. 3-5)}.$$

В отличие от типовых ДК (рис. 3-22) усилители со следящей связью по коллекторному питанию имеют сравнительно малую входную проводимость для синфазных напряжений (3-32). Так, для схемы на рис. 3-32

$$Y_{\text{вх. сф 1}} = (1 - \mu_4) h_{22-1} + [(1 - \mu_4) \frac{h_{12-2} - h_{12-1}}{h_{11-1} + h_{11-2}} + 0,5 y_{22-6}] (1 + h_{21-1}),$$

$$Y_{\text{вх. сф 2}} = (1 - \mu_4) h_{22-2} + \left(\frac{h_{12-1} - h_{12-2}}{h_{11-1} + h_{11-2}} \right) (1 - \mu_4) + 0,5 y_{22-6} (1 + h_{21-2}).$$

При условии $\mu_4 = 1$ входные сопротивления $R_{вх.сф 1}$, $R_{вх.сф 2}$ могут достигать сотен мегаом, что весьма важно при проектировании высококачественных повторителей напряжения.

3-4. Температурный дрейф дифференциальных каскадов

Входные каскады современных ОУ отличаются друг от друга построением входных цепей, под схем нагрузки, генераторов тока и т. д. Для того чтобы оценить дрейф ДК независимо от конкретных особенностей каждой из его под схем, последние можно представить в виде автономных многополюсников. Тогда изменение структуры любой из под схем ДК приведет к тому или иному изменению ее автономных параметров, а общие выражения для составляющих дрейфа ДК сохраняют свой вид. Это упрощает сравнительную характеристику различных каскадов по дрейфу.

Под действием температуры у биполярного транзистора меняются следующие параметры; обратный ток коллекторного перехода $I_{КБ}$, напряжение эмиттер — база $U_{ЭБ}$ и статический коэффициент усиления по току в схеме с общей базой $\alpha_{ст}$. Если транзистор — автономный трехполюсник — описать системой h -параметров, то его уравнения имеют следующий вид:

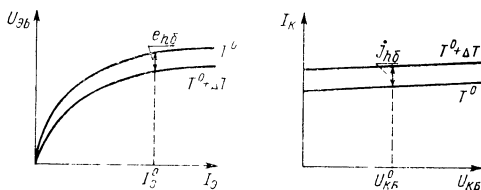


Рис. 3-34. К определению автономных параметров биполярного транзистора

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2 + e_h, \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2 + j_h, \\ e_h &= \frac{\partial U_1}{\partial T} \Delta T, \quad j_h = \frac{\partial I_2}{\partial T} \Delta T, \end{aligned} \right\} \quad (3-66)$$

где U_1 , I_2 — уровни входного напряжения и выходного тока на полюсах транзистора; u_1 , u_2 , i_1 , i_2 — приращения напряжений и токов относительно координат статического режима транзистора U_1^0 , U_2^0 , I_1^0 , I_2^0 .

Из уравнений (3-66) следует, что при включении транзистора типа $n-p-n$ по схеме с общей базой ($U_1 = -U_{ЭБ}$, $I_2 = I_K$) автономный параметр $e_{hб}$ есть не что иное, как температурное изменение напряжения $U_{ЭБ}$ при фиксированном токе эмиттера и при постоянном напряжении коллектор — база (рис. 3-34). С другой стороны, параметр $j_{hб}$ характеризует смещение выходных характеристик транзистора под действием температуры. У высококачественных кремниевых транзисторов типа $n-p-n$ параметры $e_{hб}$ и $j_{hб}$ связаны с координатами статического режима сле-

дующими соотношениями:

$$e_{h6} \approx - \frac{\Delta U_{\text{ЭБ}}}{\Delta T} \left| \begin{array}{l} \Delta T \approx \frac{U_{\text{Э0}} - U_{\text{ЭБ}}^0}{T^0} \Delta T, \\ I_{\text{Э}} = I_{\text{Э}}^0 = \text{const}, \\ U_{\text{КБ}} = U_{\text{КБ}}^0 = \text{const} \end{array} \right. \quad (3-67)$$

$$h6 \approx \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta T} \left| \begin{array}{l} \Delta T \approx \Delta I_{\text{К0}} + \frac{k_{\alpha} I_{\text{Э}}^0 (1 - \alpha_{\text{ст}})}{T^0} \Delta T, \\ I_{\text{Э}} = I_{\text{Э}}^0 = \text{const}, \\ U_{\text{КБ}} = U_{\text{КБ}}^0 = \text{const} \end{array} \right. \quad (3-68)$$

где $k_{\alpha} = 1 \div 2$; $U_{\text{Э0}} = 1,2$ В; T^0 — начальная температура по шкале Кельвина.

Температурный сдвиг входных характеристик транзистора почти линейно зависит от абсолютных значений напряжения между эмиттером и базой. Автономные параметры e_{h6-1} и e_{h6-2} двух транзисторов будут тем менее различаться, чем ближе значения их напряжений $U_{\text{ЭБ}}^0$ при заданной температуре. Практически при равенстве этих напряжений всегда имеется некоторая разница между значениями параметров e_{h6-1} и e_{h6-2} , обусловленная эффектами второго порядка малости. Последние не учитывались при выводе формул (3-67), (3-68).

Автономный параметр j_{h6} существенно зависит от выбора рабочей точки транзистора. С уменьшением эмиттерного тока абсолютные значения параметра j_{h6} уменьшаются. Чем больше статический коэффициент усиления по току транзистора в схеме с общим эмиттером, тем меньше абсолютное смещение его выходных характеристик. Выбор типа транзисторов и их статического режима оказывает большое влияние на показатели ДК по температурному дрейфу.

При расчете автономных параметров e_{h6} и j_{h6} транзисторов типа $p-n-p$ необходимо изменить на обратные знаки в правых частях формул (3-67), (3-68).

Полевой транзистор при включении по схеме с общим затвором также может быть описан уравнениями (3-66).

Нетрудно показать [7], что автономные параметры полевого транзистора с n -каналом выглядят следующим образом:

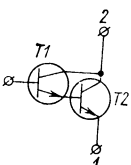
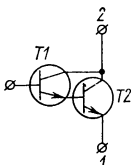
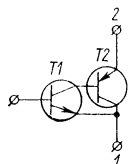
$$e_{h3} = \frac{\Delta U_{\text{ЭИ}}}{\Delta T} \left| \begin{array}{l} \Delta T \approx K_T \left(1 - \sqrt{\frac{I_{\text{С}}^0}{I_{\text{С0}}}} \right) \Delta T, \\ I_{\text{И}} = I_{\text{И}}^0 = \text{const}, \\ U_{\text{СЗ}} = U_{\text{СЗ}}^0 = \text{const} \end{array} \right.$$

$$j_{L3} = \frac{\Delta I_C}{\Delta T} \left. \begin{array}{l} \Delta T \approx \Delta I_3, \\ I_H = I_H^0 = \text{const}, \\ U_{C3} = U_{C3}^0 = \text{const} \end{array} \right\} (3-69)$$

где I_C , I_H — токи стока и истока; U_{3H} , U_{C3} — напряжения затвор — исток и сток — затвор; I_C^0 , I_H^0 , U_{C3}^0 — координаты начального статического режима полевого транзистора; I_{C0} — ток стока, соответствующий режиму с нулевым температурным коэффициентом изменения напряжения затвор — исток [7]; ΔI_3 — температурное изменение тока затвора; $K_T \approx -2,2$ мВ/К.

Таблица 3-6

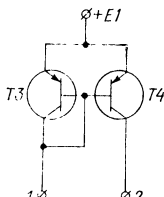
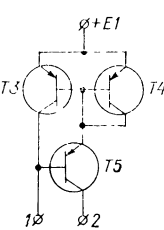
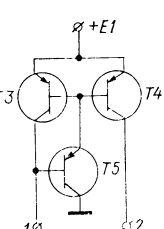
Автономные параметры входных подсхем

Схема	e_h	i_h
	$e_{h6-1} + e_{h6-2} + h_{116-1} i_{h6-2}$	$i_{h6-1} + (1 + h_{216-1}) i_{h6-2}$
	$e_{h6-1} + h_{126-1} e_{h3-2} + h_{126-1} e_{h6-1}$	$i_{h6-1} + h_{226-1} (e_{h3-2} + e_{h6-1})$
	$e_{h6-1} + h_{116-1} (i_{h6-1} - i_{h6-2})$	$i_{h6-1} - (1 + h_{216-1}) i_{h6-2}$

Подсхемы ДК содержат, как правило, несколько активных элементов, каждый из которых характеризуется индивидуальными свойствами. В табл. 3-6, 3-7 приведены формулы для расчета эквивалентных автономных параметров некоторых подсхем ДК, полученные на основании уравнений (3-66).

Располагая данными о значениях автономных параметров всех подсхем каскада, можно найти температурные приращения э. д. с. смещения ($\Delta F_{\text{с.м.}}$) и входных токов ($\Delta I_{\text{вх1}}$, $\Delta I_{\text{вх2}}$). Для ДК с активной нагрузкой (рис. 3-35)

Автономные параметры подсхем активной нагрузки

Схема	e_h	j_h
	$-e_{h6-3} - h_{116-3} j_{h6-4}$	$-2j_{h6-4} - \frac{e_{h6-4} - e_{h6-3}}{h_{116-4}}$
	$-e_{h6-3} - e_{h6-5}$	$2(j_{h6-3} - j_{h6-5}) - \frac{e_{h6-4} - e_{h6-3}}{h_{116-4}}$
	$-e_{h6-3} - e_{h6-5}$	$-j_{h6-4} - \frac{e_{h6-4} - e_{h6-3}}{h_{116-4}}$

$$\left. \begin{aligned}
 \Delta E_{\text{св}} &\approx e_{h-2} - e_{h-1} + \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{1 + h_{21-3}} (j_{h-2} - h_{21-3} j_{h-1} + j_{h-3}) - \\
 &\quad - \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{1 + h_{21-3}} h_{21-3} h_{22-1} e_{h-3} + \frac{h_{11-1} - h_{11-2} h_{21-3}}{1 + h_{21-3}} j_0, \\
 \Delta I_{\text{BX } 1} &\approx -j_{h-1} + 0,5 (1 + h_{21-1}) j_0 + \frac{\Delta E_{\text{св}}}{R_{\text{BX}}}, \\
 \Delta I_{\text{BX } 2} &\approx -j_{h-2} + 0,5 (1 + h_{21-2}) j_0 - \frac{\Delta E_{\text{св}}}{R_{\text{BX}}},
 \end{aligned} \right\} (3-70)$$

где e_{h-k} , j_{h-k} (h_{ij-k}) — автономные (неавтономные) параметры k -й подсхемы каскада; j_0 — температурное приращение тока I_0 ; $R_{вх} \approx (h_{116-1} + h_{116-2}) / (1 + h_{216-1})$ — входное сопротивление каскада.

В дальнейшем для упрощения анализа будем считать, что подсхемы 1—2 — одиночные биполярные транзисторы. Тогда $e_{h-1} = e_{h6-1}$, $j_{h-1} = j_{h6-1}$, $h_{11-1} = h_{116-1}$, $h_{11-2} = h_{116-2}$.

Влияния автономных параметров e_{h6-1} и e_{h6-2} , j_{h6-1} и j_{h6-2} на дрейф э. д. с. смещения ДК взаимно компенсируется. Степень компенсации j_{h6-1} и j_{h6-2} зависит от коэффициента передачи по току подсхемы активной нагрузки h_{21-3} . Чем значительнее данный параметр отличается от единицы, тем существеннее подчеркивается влияние на дрейф $E_{см}$ одного из транзисторов $T1$ или $T2$. При совершенно идентичных транзисторах каскада необходимым условием минимизации составляющей дрейфа, обусловленной смещением их выходных характеристик, является равенство $h_{21-3} = 1$. Для полной взаимной компенсации e_{h6-1} и e_{h6-2} транзисторы $T1$ — $T2$ должны иметь минимальный разброс напряжения эмиттер — база.

Существенное влияние на дрейф э. д. с. смещения каскада оказывает автономный параметр j_{h-3} подсхемы активной нагрузки. Для уменьшения параметра j_{h-3} в эмиттерные цепи транзисторов активной нагрузки (рис. 3-35) желательно включать резисторы $R1$ и $R2$. Выбирая резисторы $R1$ и $R2$ достаточно высокоомными, можно уменьшить автономный параметр j_{h-3} до уровня $2j_{h6-4}$. Однако неидентичность температурных коэффициентов сопротивления резисторов $R1$, $R2$ не позволяет получить дрейф от активной нагрузки меньше, чем $\Delta E_{см} \approx \varphi_T [|\Delta R_1 / (R_1 \Delta T) - \Delta R_2 / (R_2 \Delta T)|] \Delta T$, где $\varphi_T \approx 25$ мВ.

При условии $R1 = R2 = 0$ дрейф э. д. с. смещения, обусловленный подсхемой активной нагрузки, пропорционален разности напряжения база — эмиттер транзисторов $T3$, $T4$. В большинстве случаев эти транзисторы работают при неодинаковых напряжениях коллектор — база. Так, в схеме ДК (рис. 3-35) $U_{КБ3}^0 = 0$, $U_{КБ4}^0 = 0 \div 5$ В. Это порождает дополнительное отличие автономных параметров e_{h6-3} и e_{h6-4} . Даже при совершенно идентичных характеристиках транзисторов $T3$, $T4$ значения их автономных параметров неодинаковы. Данные эффекты связаны с изменением под действием температуры степени влияния напряжения $U_{КБ}$ на вход-

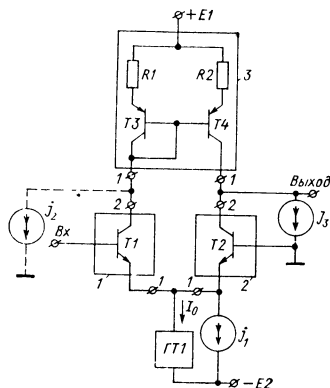


Рис. 3-35. Дифференциальный каскад с активной нагрузкой

ную характеристику. Поэтому весьма желательно, чтобы транзисторы $T3$, $T4$ работали при одинаковых напряжениях коллектор — база.

Если к внутренним узлам ДК (рис. 3-35) подключить генераторы токов j_1 , j_2 , j_3 , то это приведет к появлению дополнительных составляющих параметров смещения:

$$\left. \begin{aligned} \Delta^* E_{\text{см}} &\approx \frac{h_{116-1} - h_{116-2} h_{21-3}}{1 + h_{21-3}} j_1 + \frac{h_{116-1} + h_{116-2}}{1 + h_{21-3}} (j_3 - h_{21-3} j_2), \\ \Delta^* I_{\text{вх } 1} &\approx 0,5(1 + h_{21-1}) j_1 + \frac{\Delta^* E_{\text{см}}}{R_{\text{вх}}}, \\ \Delta^* I_{\text{вх } 2} &\approx 0,5(1 + h_{21-2}) j_1 - \frac{\Delta^* E_{\text{см}}}{R_{\text{вх}}}. \end{aligned} \right\} \quad (3-71)$$

Выражения (3-70), (3-71) позволяют оценить составляющие дрейфа квазилинейных ДК (§ 3-1). Однако дополнительные элементы, вводимые в квазилинейные ДК, как правило, в слабой степени влияют на характеристики дрейфа этих каскадов.

3-5. Схемы и технические характеристики операционных усилителей

В настоящем разделе рассматриваются некоторые схемы ОУ с непосредственной связью каскадов, предназначенные для полупроводникового и гибридно-пленочного исполнения. При их проектировании основное внимание уделялось получению совокупности высоких качественных показателей усилителей по быстродействию и статической точности. Схемы разработаны в соответствии с основными рекомендациями и выводами, изложенными в гл. 2 и 3.

На рис. 3-36 приведена принципиальная схема одноканального гибридно-пленочного ОУ с улучшенными динамическими характеристиками. Квазилинейный входной каскад усилителя состоит из базового ДК с цепью следящей связи ($T1$ — $T4$, $T7$ — $T10$, $D5$ — $D7$, $R1$, $R2$, $R5$ — $R8$) и ряда дополнительных элементов ($T5$, $T6$, $D3$, $D4$, $R3$, $R4$), вводимых для повышения быстродействия ОУ. При работе усилителя в режимах «малого сигнала» транзисторы $T5$, $T6$ и диоды $D3$, $D4$ обесточены и их влиянием на температурный дрейф ОУ можно пренебречь.

Рассмотрим работу усилителя при больших уровнях дифференциальных входных сигналов. Пусть в начале переходного процесса на инвертирующий вход усилителя (*Вход 1*) приходит большой сигнал перегрузки положительной полярности ($U_{\text{вх}} \gg 0,4 \div 0,5$ В; *Вход 2* подключен к общей шине двух источников питания. Через эмиттерные повторители ($T7$, $T9$, $T3$) и диоды $D5$, $D6$ этот сигнал, практически не изменившись по значению, поступает на эмиттер транзистора $T9$. При этом транзистор $T6$ входит в активный режим работы, появляется ток в его эмиттерной цепи и про-

порционально уровню входного напряжения возрастают токи коллекторов транзисторов $T3$, $T1$, $T2$. Эти токи могут достигать нескольких миллиампер. Конденсатор цепи коррекции $C1$ заряжается большим выходным током ДК, что увеличивает скорость нарастания выходного напряжения ОУ. При входном сигнале отрицательной полярности ($U_{вх} < 0$, $|U_{вх}| \geq 0,4 \div 0,5$ В) входят в активный режим элементы $T5$, $D3$, существенно возрастает коллекторный ток транзистора $T4$ и конденсатор $C1$ быстрее разряжается. Аналогичным образом происходит отработка усилителем «больших сигналов», поступающих на неинвертирующий вход

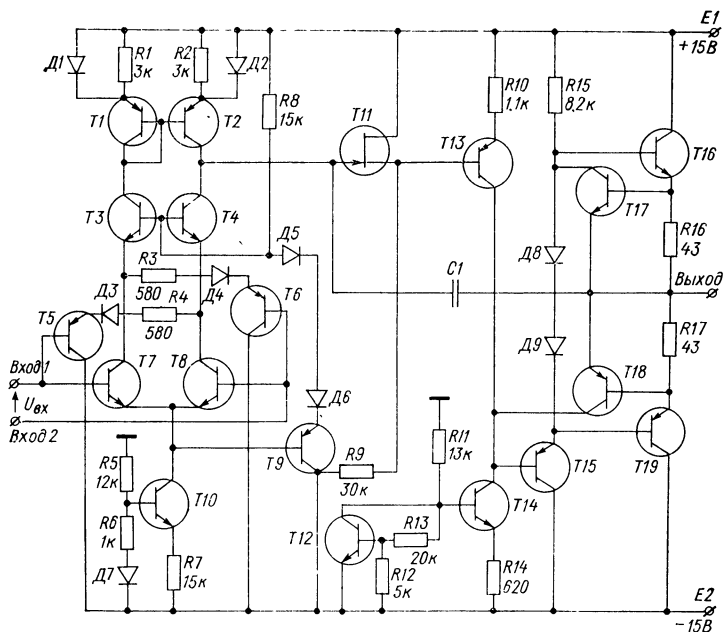


Рис. 3-36. Быстродействующий ОУ с квазилинейным входным каскадом

(Вход 2). Введение в схему усилителя дополнительных элементов ($T5$, $T6$, $D3$, $D4$, $R3$, $R4$) более чем в 50 раз увеличивает максимальную скорость нарастания выходного напряжения ОУ.

Входные транзисторы $T7$, $T8$ (микросхема К1НТ291) квазилинейного каскада в статическом режиме работают при токах коллектора, равных 40 мкА, и напряжениях коллектор — база 0,5—0,7 В. При этом за счет высоких усилительных свойств транзисторов удастся получить малые уровни входного тока усилителя ($I_{вх} \leq 0,5$ мкА) и его температурного дрейфа ($\Delta I_{вх} / \Delta T \leq 3$ нА/К).

Сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ выбраны таким образом, чтобы минимизировалось влияние разброса входных характеристик транзисторов $T1$ — $T2$ на значение и дрейф э. д. с. смещения. Регу-

лировка э. д. с. смещения осуществляется подстройкой сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$. Использование во входном каскаде цепи следящей связи по синфазному сигналу ($T9$, $D5$, $D6$, $R8$) позволяет получать коэффициент ослабления синфазных входных напряжений ОУ более 100 дБ.

Для предотвращения насыщения в переходном режиме транзистора $T2$ в ОУ введены нелинейные элементы (диоды $D1$, $D2$), которые фиксируют падения напряжения на резисторах $R1$, $R2$ при работе квазилинейного каскада в области больших входных напряжений. Входной каскад ОУ имеет высокоомную нагрузку — входное сопротивление истокового повторителя на транзисторе $T11$. За счет этого коэффициент усиления по напряжению входного каскада достигает $(1 \div 3) \cdot 10^3$.

Выходная часть ОУ (рис. 3-36) включает каскад с активной нагрузкой ($T13$, $T14$), согласующий эмиттерный повторитель ($T15$) и выходной каскад на разнотипных транзисторах, работающий в режиме класса АВ ($T16$ — $T19$ — микросхемы КТС-394, КТС-395). Поскольку быстродействие усилителя зависит не только от параметров квазилинейного входного каскада, но определяется также диапазоном активной работы предвыходных каскадов, то их транзисторы работают при статических уровнях коллекторных токов 2-4 мА. Введение в схему усилителя согласующего эмиттерного повторителя ($T15$) позволяет увеличить коэффициент усиления по напряжению каскада с активной нагрузкой ($T13$, $T14$) и сделать его стабильным при больших изменениях сопротивления нагрузки ОУ, а также уменьшить выходное сопротивление усилителя до 100—200 Ом. Выходные цепи защиты усилителя от перегрузок ($T17$, $T18$, $R16$, $R17$) срабатывают при токах нагрузки, больших 12—14 мА.

Коррекция ОУ осуществляется включением конденсатора $C1$ небольшой емкости в цепь отрицательной обратной связи выходной части усилителя. При этом до частот 1—2 МГц обеспечивается равномерный спад ЛАЧХ коэффициента усиления по напряжению ОУ с наклоном, не превышающим — 20 дБ/дек. Изменение усилительных свойств активных элементов выходной части ОУ не влияет на его частоту среза ($f_{ср}$), которая составляет 3—4 МГц.

Типовые технические параметры ОУ (рис. 3-36), а также рассматриваемых далее усилителей приведены в табл. 3-8.

Применение квазилинейных ДК с расширенным диапазоном активной работы в качестве входных каскадов ОУ позволяет особенно успешно решить задачу создания одноканальных быстродействующих интегральных усилителей с малыми уровнями потребляемой мощности. Схема маломощного быстродействующего ОУ, предназначенная для полупроводникового исполнения, приведена на рис. 3-37. Усилитель имеет максимальную скорость нарастания выходного напряжения более 40 В/мкс, при этом потребляемая им мощность не превышает 20 мВт.

Входной квазилинейный каскад ОУ (рис. 3-37) включает в себя

широко распространенный ДК ($T4—T7$, $T10$) и совокупность дополнительных элементов ($T8$, $T9$, $T11—T13$, $T16$, $T17$, $R5$, $R6$, $R8$), без которых усилитель сохраняет работоспособность, но имеет в десятки раз худшие параметры по быстродействию. При нулевом входном сигнале ($U_{вх} = 0$) напряжение эмиттер — база транзисторов $T8$, $T9$ составляет 0,3—0,4 В, их коллекторный ток не превышает долей микроампера, а ток коллектора транзистора $T11$ — единиц микроампер. Если в переходном режиме на *Вход 1* усилителя поступает значительный сигнал отрицательной

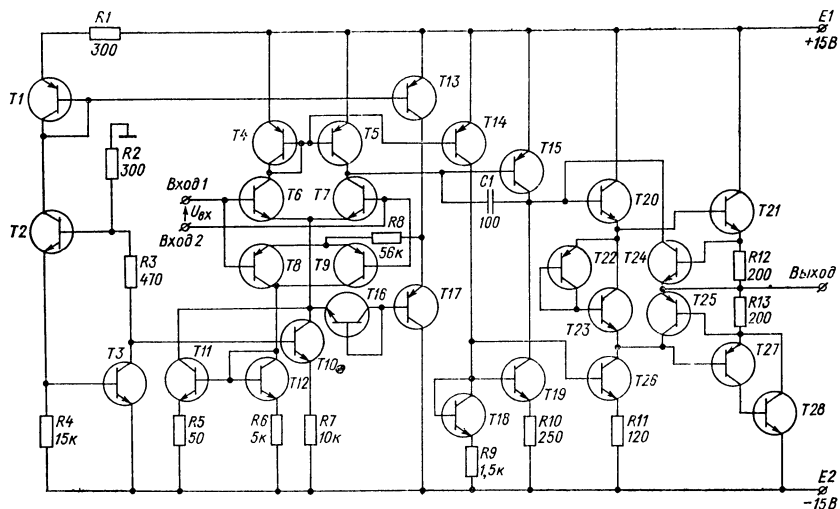


Рис. 3-37. Малоомощный ОУ с улучшенными динамическими характеристиками

полярности ($U_{вх} < 0$, $|U_{вх}| \geq 0,2 \div 0,3$ В), то транзисторы $T8$, $T12$, $T11$ входят в активный режим, в десятки раз возрастает коллекторный ток транзистора $T7$, что уменьшает время разряда конденсатора $C1$. «Большой сигнал» положительной полярности ($U_{вх} \geq 0,2 \div 0,3$ В) поступает со *Входа 1* через эмиттерные повторители ($T6$, $T17$) и $p-n$ -переход $T16$ на эмиттер транзистора $T9$. Транзисторы $T9$, $T12$, $T11$ входят в активный режим, значительно возрастают коллекторные токи транзисторов $T6$, $T4$, $T5$, $T14$. Большой выходной ток квазилинейного ДК форсирует заряд емкости $C1$. Введение в схему квазилинейного каскада транзистора в диодном режиме $T16$ позволяет значительно уменьшить относительную зону нечувствительности его характеристики прямой передачи ($m_{u2} = u_{1 гр (2)-1} / u_{1 гр (1)-1} = 10 \div 12$ — без транзистора; $m_{u2} = 3 \div 4$ — с транзистором; $u_{1 гр (1)-1} = 50$ мВ). При этом в соответствии с выражениями табл. 2-6 уменьшается время установления усилителя (рис. 2-21).

Быстродействие ОУ (рис. 3-37) во многом зависит от выбора схемной конфигурации каскадов средней части усилителя. Эти

каскады построены таким образом, чтобы обеспечить в режиме динамической перегрузки ОУ беспрепятственное прохождение на выход усилителя «больших сигналов», поступающих с входного каскада. Так, при входном «большом сигнале» отрицательной полярности ($U_{вх} < 0$) транзистор $T15$ приоткрывается и может обеспечивать в выходной цепи ОУ приращение коллекторного тока, достигающее нескольких миллиампер. При положительном входном сигнале ($U_{вх} > 0$) транзистор $T15$ входит в область отсечки и максимальное приращение его выходного тока, поступающее в выходную часть ОУ, составляет 50—70 мкА. Следовательно, этот транзистор не пропускает «большие сигналы» указанной полярности. Эти сигналы проходят по дополнительному пути усиления: коллектор $T6$ — база $T14$ — коллектор $T14$ — коллекторы $T19$, $T26$, — поскольку в этом случае транзисторы $T14$, $T19$, $T26$ приоткрываются и приращения их коллекторных токов могут быть большими. Если вместо транзистора $T15$ используется составной транзистор, то ОУ имеет больший коэффициент усиления по напряжению, но худшие параметры по быстродействию.

В выходном каскаде ОУ ($T20$ — $T28$) используется составной транзистор типа $p-n-p-n-p-n$ ($T27$ — $T28$), причем транзистор $T27$, образующий совместно с элементами $T21$ — $T23$, $R12$, $R13$ цепь задания начального тока каскада, работает в режиме малых токов. Поэтому для выравнивания напряжений эмиттер — база транзисторов $T22$, $T27$ возникает необходимость включения транзистора $T22$ в базовую цепь транзистора $T23$. Статические уровни коллекторных транзисторов $T21$, $T28$ составляют 30—50 мкА. Они становятся неоправданно большими (0,5—1 мА), если вместо цепи $T22$, $T23$ используется последовательное соединение двух транзисторов в диодных режимах.

Генератор стабильного тока ОУ, реализованный на транзисторах $T1$ — $T3$, позволяет обеспечить работоспособность усилителя при изменении напряжений источников питания $E1$, $E2$ в пределах от 4 до 16 В. Стабильность тока входного каскада от вариаций $E1$, $E2$ повышается при включении в схему генератора компенсирующего резистора $R3$. Температурная нестабильность коллекторных токов транзисторов $T2$, $T10$ не превышает 0,2 мкА/К.

На рис. 3-38 приведена принципиальная схема быстродействующего гибридно-пленочного ОУ, имеющего высокие статические характеристики. Усилитель построен по двухканальной структуре. Основной тракт усиления ОУ ($T1$ — $T4$, $T10$, $T11$, $T14$, $T16$, $T17$, $T20$) имеет большой коэффициент передачи по напряжению в области низких частот ($K_U \geq 10^6$) — это обеспечивается применением активной нагрузки в предвыходном каскаде усилителя ($T15$). В существенном диапазоне частот ЛАЧХ основного тракта усиления формируется корректирующей цепью $C1$, $R12$. Высоко-частотный тракт усиления ОУ включает в себя дополнительный канал ($T15$) и широкополосный выходной каскад ($T16$, $T17$, $T20$).

Дополнительный канал усилителя ($T15$) обладает значительными энергетическими возможностями, что и обуславливает высокое быстродействие ОУ в режиме «большого сигнала» ($V_{U \text{ Вых}} \approx \approx 200 \text{ В/мкс}$). Согласование ЛАЧХ высокочастотного и основного каналов усиления происходит на сравнительно низких частотах (10—30 кГц), при этом исключается влияние «паразитных» постоянных времени каскадов основного тракта усиления на результирующую ЛАЧХ ОУ. Частота среза ОУ составляет 15—20 МГц. Инвертирующий РУ (см. рис. 2-24), построенный на ОУ (рис. 3-38)

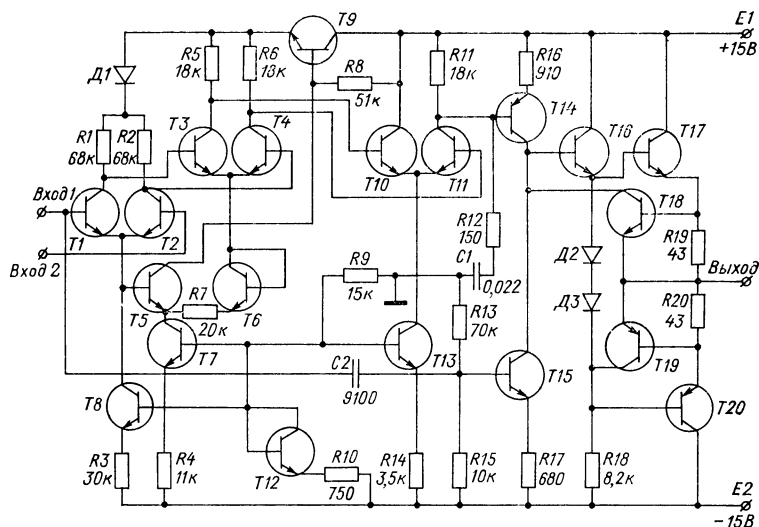


Рис. 3-38. Быстродействующий двухканальный ОУ, предназначенный для гибридно-пленочного исполнения

имеет сравнительно большое петлевое усиление по дополнительному каналу в области средних частот $10^3\text{--}10^5 \text{ Гц}$ ($|T_{U_d}(j\omega)| \approx \approx 100 \div 200$ при $R_{o.c} = R_n \leq 10 \text{ кОм}$). В этом случае время установления выходного напряжения РУ для зон динамической ошибки $\epsilon_0 \geq 1\%$ определяется в основном параметрами дополнительного канала (2-87) ($\epsilon_0 = 1\%$, $t_{\text{уст}} \approx 0,5 \text{ мкс}$). Существенное уменьшение времени установления для зон динамической ошибки $\epsilon_0 < 1\%$ можно получить при введении в ОУ (рис. 3-38) квазилинейного каскада.

При проектировании ОУ значительное внимание уделялось улучшению статических параметров усилителя. Так, во входных каскадах ОУ применяются высококачественные микросхемы типа К1НТ291 ($T1 - T2$, $T3 - T4$). Для уменьшения температурного дрейфа статических параметров ОУ используется система активного термостатирования транзисторов $T1 - T4$, реализуемая в гибридно-пленочном исполнении. Применение системы термостатиро-

вания позволяет уменьшить средний температурный дрейф э. д. с. смещения ОУ с 5 до 0,5 мкВ/К, дрейф входного тока — с 1 до 0,1 нА/К. В усилителе также предусмотрена возможность подстройки сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$ с целью минимизации э. д. с. смещения. Высокий коэффициент ослабления синфазных входных напряжений ОУ ($K_{ос\text{ сф}} > 100$ дБ) достигается за счет введения цепи следящей связи по синфазному сигналу ($T5$, $T6$, $T9$) во входные каскады усилителя (табл. 3-8).

Улучшение энергетических характеристик интегральных ОУ можно сравнительно просто совместить с повышением их быстродействия, как это показано в схеме усилителя (рис. 3-39), разработанного на базе усилителя И. Достала. Операционный усилитель включает в себя предварительный усилитель постоянного тока, выполненный на гибридно-пленочном ОУ типа К816УД1А, выходной каскад ($T2 — T7$) и высокочастотный дополнительный канал усиления с расширенным диапазоном активной работы ($T1$).

Базовый интегральный ОУ типа К816УД1А (рис. 3-39) имеет высокие статические характеристики и большой коэффициент

Таблица 3-8

Технические характеристики операционных усилителей

Технический параметр	Значение параметра для различных усилителей		
	рис 3-36	рис 3-37	рис. 3-38
Коэффициент усиления по напряжению	10^5	$2 \cdot 10^4$	10^6
Частота среза, МГц	3	1	15
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс	100	40	200
Э. д. с. смещения, мВ	0,5	2	0,3
Средний температурный дрейф э. д. с. смещения, мкВ/К	2	5	0,5
Входной ток, нА/К	500	300	200
Средний температурный дрейф входного тока, нА	3	2	0,1
Разность входных токов, нА	150	100	70
Средний температурный дрейф разности входных токов, нА/К	1	1	0,05
Диапазон изменения синфазных входных напряжений, В	± 10	± 10	± 10
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений, дБ	100	80	100
Входное сопротивление, кОм	100	200	200
Выходное сопротивление, Ом	200	400	200
Диапазон изменения выходного напряжения, В	± 10	± 10	± 10
Диапазон изменения выходного тока, мА	± 10	± 2	± 10
Диапазон изменения температуры, °С	от — 20 до + 70	от — 60 до + 125	от — 20 до + 70

усиления (см. табл. 1-1), а также может работать с уровнями входных синфазных сигналов до 10 В. Очевидно, что эти свойства в равной степени присущи и усилителю, приведенному на рис. 3-39. Дополнительный выходной каскад усилителя ($T2 - T7$), работающий в режиме класса АВ, позволяет улучшить выходные параметры интегрального ОУ по мощности и току примерно в 6 раз, а именно получить: $P_{\text{вых. ном}} = 300$ мВт, $I_{\text{вых. ном}} = 30$ мА, $U_{\text{вых. ном}} = 10$ В. При этом наибольшая мощность рассеивания на транзисторах $T4, T5$ не превышает 125 мВт, что позволяет использовать в каскаде маломощные транзисторы типа КТ315Г,

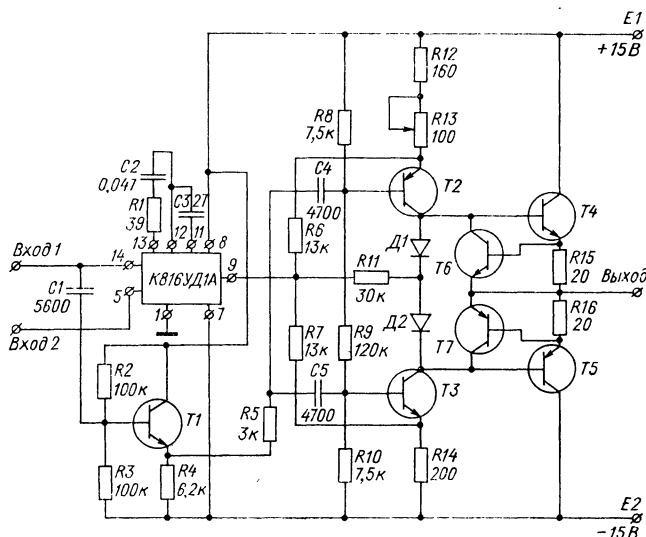


Рис. 3-39. Двухканальный ОУ с повышенным быстродействием и улучшенными энергетическими характеристиками

КТ361Г. Для увеличения выходной мощности ОУ (рис. 3-39) до 1—2 Вт целесообразно выходной каскад выполнять на составных транзисторах (например, $T4 - \text{КТ315Г} - \text{КТ602Б}$; $T5 - \text{КТ361Г} - \text{КТ602Б}$). Коэффициент усиления по напряжению выходного каскада ОУ в диапазоне низких частот лежит в пределах 2—4. В ОУ предусмотрена регулировка режима выходного каскада по постоянному току. С помощью потенциометра $R13$ потенциал выхода интегрального ОУ выставляется близким к нулю при отсутствии входного сигнала, в этом случае обеспечивается диапазон изменения выходного напряжения усилителя ± 10 В. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ составляет 100—130 В/мкс, что в 25—30 раз больше, чем собственная скорость нарастания интегрального ОУ. Частота среза усилителя лежит в пределах 10—20 МГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Агаханян Т. М. Основы транзисторной электроники. — М.: Энергия, 1974. — 256 с., ил.
2. Алексенко А. Г., Зуев Б. И., Лебедев А. А. Повышение быстродействия частотно-компенсируемых интегральных операционных усилителей. — Электронная промышленность, 1975, № 11, с. 30—31.
3. Алексенко А. Г., Шило В. Л. Основные параметры и эквивалентные схемы интегральных операционных усилителей. — Микроэлектроника, 1972, вып. 5, с. 27—47.
4. Анисимов В. И. Топологический расчет электронных схем. — Л.: Энергия, 1977. — 240 с., ил.
5. Блажесвич Б. І. Основні методи аналізу лінійних електричних кіл. — Київ: АН УРСР, 1961. — 275 с., ил.
6. Гореликов Н. И., Смелянский И. Л., Тамберг Ю. Г. Состояние и перспективы применения интегральных микросхем в электроизмерительной технике. — Приборы и системы управления, 1975, № 9, с. 14—17.
7. Грем Д., Тоби Д., Хьюлсман Л. Проектирование и применение операционных усилителей. — М.: Мир, 1974. — 510 с., ил.
8. Зелях Э. В. Основы общей теории линейных электронных схем. — М.: АН СССР, 1951. — 335 с., ил.
9. Кузовков Н. Т. Динамика систем автоматического управления. М.: Машиностроение, 1968. — 428 с., ил.
10. Лаансоо А. А. Расчет времени установления в УПТ с обратной связью при нелинейном режиме их работы. — Труды Таллинского политехнического института, 1970, серия А, № 288, с. 133—143.
11. Лаансоо А. А. Расчет параметров измерительных цепей при наличии в их передаточных функциях диполей. — Труды Таллинского политехнического института, 1970, серия А, № 288, с. 123—132.
12. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. — Л.: Энергия, 1974. — 215 с., ил.
13. Пальтов И. П. Качество процессов и синтез корректирующих устройств в нелинейных автоматических системах. — М.: Наука, 1975. — 368 с., ил.
14. Полонников Д. Е. Решающие усилители. — М.: Энергия, 1973. — 247 с., ил.
15. Смольников Л. П., Бычков Ю. А. Расчет кусочно-линейных систем. — Л.: Энергия, 1972. — 160 с., ил.
16. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия, 1977. — 672 с., ил.
17. Траксел Д. Синтез систем автоматического регулирования. — М.: Машгиз, 1959. — 614 с., ил.
18. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Сов. радио, 1974. — 312 с., ил.
19. Gazin J. F. Le régime dynamique des amplificateurs operationnel. — Electronique et microelectronique industrielle, 1972, N 165, p. 39—48.

20. **Harris E. L.** High-speed performance from operational amplifiers.—
Proceedings of the IREE, 1972, N 5, p. 115—123.

21. **Hearn W. E.** Fast slewing monolithic operational amplifier. -- IEEE
J. of Solid-State Circuits, 1971, N 1, p. 36—42.

22. **Narayanamurthi E. S.** New high-speed monolithic operational
amplifier. — IEEE J. of Solid-State Circuits, 1971, N 2, p. 71—76.

23. **Weigand D. M.** Boost op-amp bandwidths and slew rates. —
Electronic Design, 1972, N 15, p. 64—66.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Решающие усилители в линейном режиме работы	
1-1. Математическая модель дифференциального операционного усилителя	5
1-2. Статические погрешности решающих усилителей	13
1-3. Переходные характеристики решающих усилителей	21
Глава вторая. Нелинейные режимы работы операционных усилителей	
2-1. Особенности нелинейного анализа	33
2-2. Кусочно-линейные модели	40
а. P — n -переходы и транзисторы	—
б. Типовые подсхемы	47
2-3. Диапазон активной работы дифференциальных каскадов	54
2-4. Переходные процессы одноканальных операционных усилителей	62
а. Усилители с типовыми входными каскадами	—
б. Усилители с квазилинейными входными каскадами	71
2-5. Переходные характеристики усилителей с дополнительными каналами	76
Глава третья. Схемотехника операционных усилителей	
3-1. Квазилинейные дифференциальные каскады	87
а. Принципы построения	88
б. Схемные варианты	106
3-2. Дифференциальные каскады с активными нагрузками	111
3-3. Дифференциальные каскады с большим ослаблением синфазных входных напряжений	115
а. Параметры дифференциальных каскадов для синфазного сигнала	—
б. Обобщенная функциональная схема входных каскадов операционных усилителей	117
в. Сравнительная характеристика схемотехнических методов повышения коэффициента ослабления синфазных входных напряжений	121
3-4. Температурный дрейф дифференциальных каскадов	135
3-5. Схемы и технические характеристики операционных усилителей	140
Список литературы	148

Владимир Иванович Анисимов
Михаил Васильевич Капитонов
Николай Николаевич Прокопенко
Юрий Михайлович Соколов

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ КАСКАДОВ

Редактор *В. А. Романов*
Художественный редактор *Ю. Г. Смирнов*
Технический редактор *А. Г. Рябкина*
Корректор *В. В. Румянцев*
Переплет художника *Л. А. Зыкова*

ИБ № 707

Сдано в набор 02.11.78 Подписано в печать 26.01.79
М-28859 Формат 60×90^{1/16}. Бумага типографская № 3
Гарнитура литературная Печать высокая Усл печ л 9,5.
Уч.-изд л 9,84. Тираж 18 000 экз. Заказ 2422 Цена 65 ч

Ленинградское отделение издательства «Энергия» 191041,
Ленинград, Д-41. Марсово поле, 1.

Ленинградская типография № 4 Ленинградского производ-
ственного объединения «Техническая книга» Союзполиграф-
прома при Государственном комитете СССР по делам изда-
тельств, полиграфии и книжной торговли Ленинград, Д-126,
Социалистическая, 14

65 коп.