

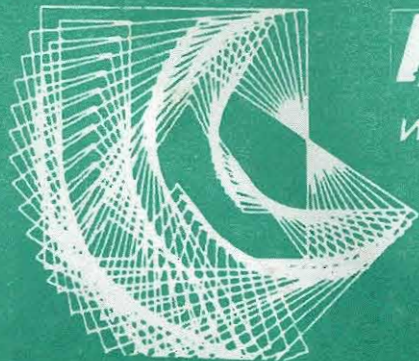
НБ МИФИ

621.38

T80

МОСКОВСКИЙ ИНЖЕНЕРНО-ФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ)

Н.С. Трушкин



ФАКУЛЬТЕТ
АВТОМАТИКИ
И ЭЛЕКТРОНИКИ

**ОСНОВЫ
АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ**

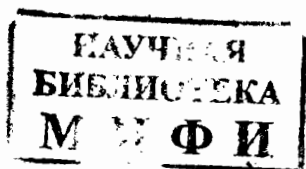
Москва 2008

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
МОСКОВСКИЙ ИНЖЕНЕРНО-ФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ)

Н.С. Трушкин

ОСНОВЫ АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Учебное пособие



Москва 2008

УДК 621.38(075)

ББК 32.85я7

Т 80

Трушкин Н.С. Основы аналоговой электроники: учебное пособие. – М.: МИФИ, 2008. – 76 с.

Данное пособие охватывает шесть разделов курса «Электроника. Часть первая». Подробно рассмотрены работа основных элементарных усилительных каскадов, общие положения теории обратных связей в электронных усилителях, а также основы классического синтеза фильтров и наиболее широко применяемых аналоговых и импульсных источников питания. Особо уделено внимание трудным местам изучаемого курса, которые связаны обычно с отсутствием знания элементарной базы электронных устройств.

Предназначено для студентов неэлектронных специальностей, начинающих изучать электронику специальности: 140306, 140304.

Рецензент проф. Э.Я. Школьников

Рекомендовано редсоветом МИФИ
в качестве учебного пособия

ISBN 978-5-7262-0930-2

© Московский инженерно-физический институт
(государственный университет), 2008

485 7 11

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие.....	4
Глава 1. ПРОСТЕЙШИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ.....	6
Глава 2. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ.....	22
Глава 3. ПОВТОРИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА.....	39
Глава 4. ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ.....	48
Глава 5. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ.....	56
Глава 6. ЭЛЕКТРОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ.....	64
Контрольные вопросы.....	72
Список литературы.....	75

ПРЕДИСЛОВИЕ

Данное пособие охватывает основные, базовые разделы курса по аналоговой электронике. Изложение материала построено таким образом, чтобы студенты, впервые приступающие к изучению электроники, не имея базовых знаний по полупроводниковым структурам, смогли понять работу основополагающих устройств аналоговой электронной техники.

Аналоговая электроника вообще сложнее цифровой, но изучение электроники начинается именно с нее. Это не случайно, так как любой электрический сигнал является аналоговым и прежде, чем выявить информацию, содержащуюся в нем о тех или иных физических процессах, необходима его аналоговая обработка.

Сигнал, поступающий с датчика, который уже трансформировал информацию, т.е. перенес информацию с одного вида носителя на другой – электрический, является весьма маломощным (слабым) и, как правило, содержащим постороннюю информацию (помехи). Следовательно, сигнал необходимо прежде всего усилить без потери его формы (в которой, как правило, и содержится информация, особенно в речевых сигналах) и «очистить» от посторонней информации (помехи). Это осуществляет так называемая линейная электроника, включающая электронные усилители и фильтры. С этих разделов и начинается изучение аналоговой электроники и вообще всей электроники. Электронный усилитель представляет собой сложное устройство состоящее из элементарных усилительных каскадов и обратных связей. Этим вопросам посвящены 1, 2 и 3 главы пособия. Следует подчеркнуть, что обратные связи, обычно изучаемые по классическим учебникам (Боду, Агаханян и др.), представляют определенные трудности для понимания из-за излишней математизации. Поэтому в пособии уделено большое внимание классификации обратных связей и физике работы усилителей с обратными связями, особенно трансформации нагрузочной способности усилителей, что весьма важно для практики.

В главе 4 излагаются основы наиболее сложных устройств уси­ дительной техники – импульсных усилителей. Сложность заключа­ ется в том, что эти свойства должны усиливать сигналы, быстро изменяющиеся во времени, в пределе с бесконечной скоростью (импульсные сигналы), что является наиболее тяжелым испытани­ ем для любого инерционного устройства и, следовательно, требует особой схемотехники и режимов работы активных элементов.

Теория фильтров, которым посвящена глава 5, изложена под­ робно во многих книгах и полностью формализована. Однако при изучении ее и практическом применении, особенно у начинающих, подчас возникают трудности, при выборе как аппроксимации, так и порядка фильтра. Эти трудности связаны в основном с большим объемом материала. В пособии сделана попытка изложить теорию в сжатом виде, что должно существенно облегчить проектирование и расчет фильтров.

Помимо усилителей в аналоговой электронике много других устройств, выполняющих вспомогательные функции, нелинейные преобразования, соединяющие аналоговую и цифровую части (компараторы напряжения) и, наконец, источники питания. По­ следние представляют собой сложные системы с обратными связя­ ми, что обусловлено очень высокими требованиями, предъявляе­ мыми к источникам питания аналоговой электроники. Кратко ис­ точники питания рассмотрены в главе 6, где изложены основные параметры, характеристики и принципы построения электронных стабилизаторов напряжения, как аналоговых, так и импульсных. При этом, ввиду сложности теории импульсных стабилизаторов, в основном излагается физика работы только этих устройств.

Для лучшего усвоения материала в конце пособия приведены контрольные вопросы, распределенные по главам.

Глава 1

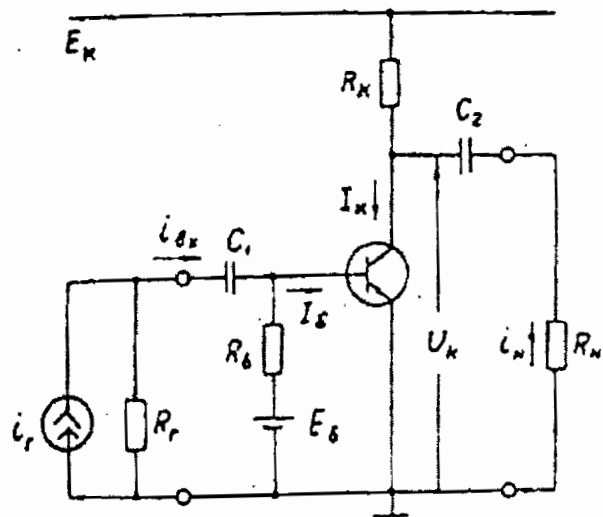
ПРОСТЕЙШИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Простейшим усилительным каскадом на биполярном транзисторе является каскад с общим эмиттером (ОЭ), а на полевом транзисторе – каскад с общим истоком (ИО).

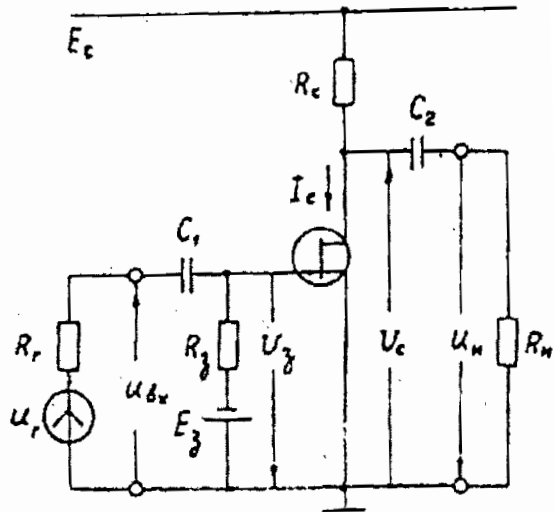
Принципиальные схемы каскадов ОЭ и ОИ с двумя источниками питания (смещения) показаны на рис. 1.1, где строчными буквами обозначаются переменные составляющие токов и напряжений, а прописными – постоянные составляющие (или суммарные токи и напряжения). Такой способ обозначений принят по всей работе.

Прохождение сигнала от генератора через собственно усилитель в нагрузку наглядно иллюстрируется временными диаграммами на рис. 1.2. Заметим, что биполярный транзистор является токовым прибором, т.е. принципиально потребляет ток на входе – управляется током, а полевой транзистор, наоборот, практически не потребляет ток на входе – управляется напряжением. Именно поэтому логичнее в первом случае интересоваться усилением тока, а во втором – усилением напряжения, что и осуществлено на временных диаграммах.

Как следует из рис. 1.2, еще до подачи входного сигнала i_r или u_r (до момента времени t_0) в каскадах должен обеспечиваться необходимый режим активных элементов по постоянному току. Другими словами, должна быть правильно выбрана рабочая точка – совокупность постоянных токов и напряжений, – обеспечивающая работу транзисторов в линейном режиме. При расчете рабочей точки целесообразно упрощать схему и оставлять в ней только те элементы, которые необходимы для этого расчета. Например, в схеме рис. 1.1, б достаточно оставить помимо полевого транзистора только источники питания E_c и E_3 и режимные сопротивления R_c и R_3 (рис. 1.3, а).

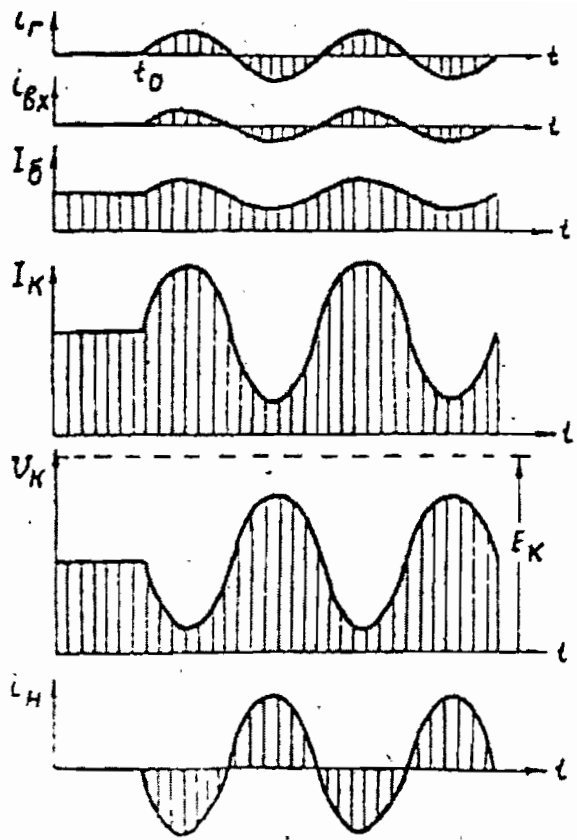


a)

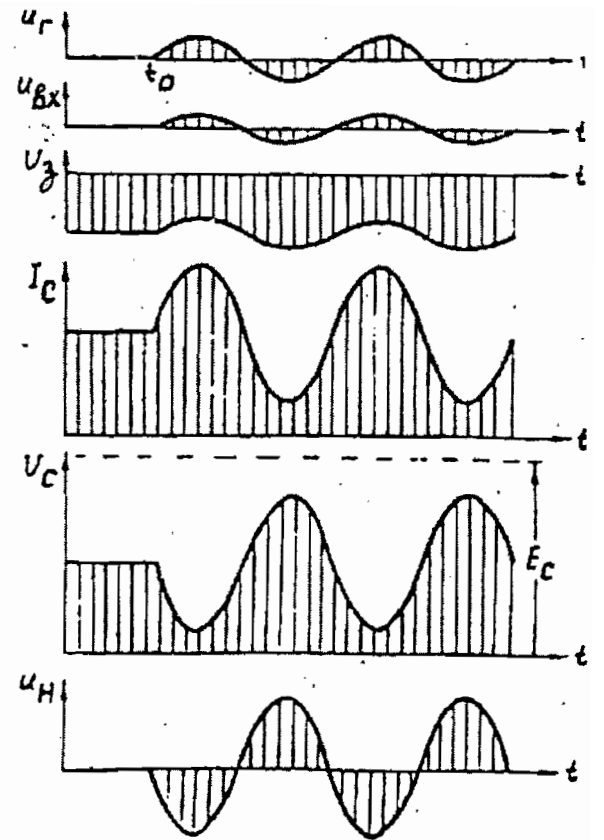


b)

Рис. 1.1

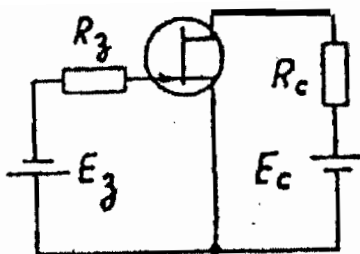


a)

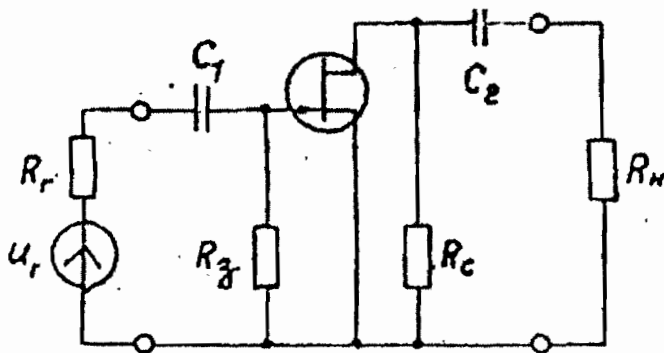


b)

Рис. 1.2



а)

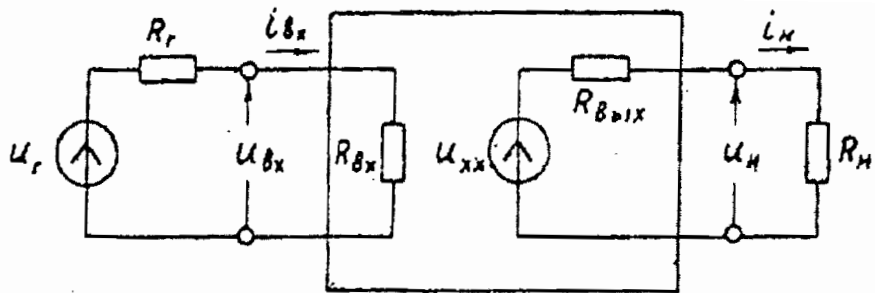


б)

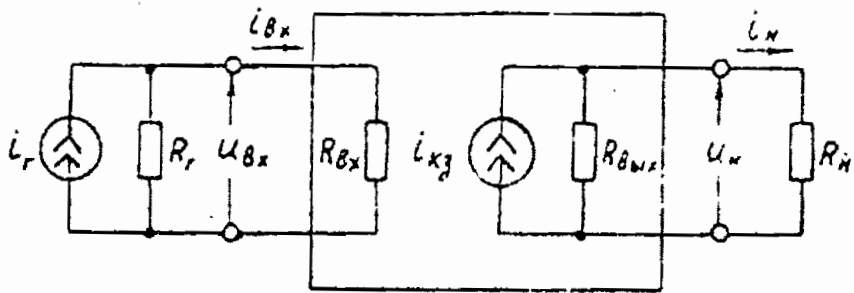
Рис. 1.3

При расчете переменных составляющих токов и напряжений принципиальные схемы также целесообразно упрощать. Например, можно пренебречь внутренними сопротивлениями источников питания, считая их равными нулю. Подобные, схемы с закороченными источниками питания называются схемами по переменному току. Пример такой схемы показан на рис. 1.3, б, где изображен рассмотренный каскад ОИ.

Как следует, например, из рис. 1.3, б, собственно усилитель по переменному току можно рассматривать как четырехполюсник, к входным клеммам которого подключается генератор сигнала, а к выходным – нагрузка. Сказанное иллюстрирует рис. 1.4.



a)



б)

Рис. 1.4

Собственно усилитель со стороны входных клемм может рассматриваться как некоторая нагрузка для генератора сигнала. Эта нагрузка называется входным сопротивлением и определяется как

$$R_{\text{вх}} = u_{\text{вх}} / i_{\text{вх}}.$$

Со стороны выходных клемм собственно усилитель может быть заменен идеальным генератором напряжения (или идеальным генератором тока) и некоторым внутренним сопротивлением, называемым выходным сопротивлением усилителя. В-общем случае оно определяется по формуле:

$$R_{\text{вых}} = u_{\text{н}}(R_{\text{н}} = \infty) / i_{\text{н}}(R_{\text{н}} = 0).$$

Для оценки усилительных свойств каскадов на практике используют различные отношения входных и выходных величин. Как обычно, усилительные возможности каскадов оцениваются коэффициентом усиления по напряжению (см. рис. 1.4, а)

$$K_u = u_{\text{н}} / u_{\text{г}}$$

или коэффициентом усиления по току (см. рис. 1.4, б)

$$K_i = i_{\text{н}} / i_{\text{г}}.$$

В ряде случаев усилительные свойства каскадов целесообразнее характеризовать крутизной по напряжению (передаточным сопротивлением)

$$S_u = u_{\text{н}} / i_{\text{г}}$$

или крутизной по току (передаточной проводимостью)

$$S_i = i_{\text{н}} / u_{\text{г}}.$$

Все приведенные коэффициенты легко пересчитываются друг в друга в соответствии со следующей цепочкой равенств:

$$K_u = K_i R_{\text{н}} / R_{\text{г}} = S_u / R_{\text{г}} = S_i R_{\text{н}}. \quad (1.1)$$

Таким образом, на практике достаточно измерить лишь один коэффициент, остальные же легко рассчитываются при известных $R_{\text{г}}$ и $R_{\text{н}}$.

Что касается $R_{вх}$ и $R_{вых}$, то измерить их можно различными способами. Так, если внутреннее сопротивление вольтметра во много раз больше $R_{вх}$, то последнее измеряется обычным способом с помощью токосъемного резистора R , включенного последовательно с источником сигнала. Тогда

$$R_{вх} = Ru_2 / (u_1 - u_2), \quad (1.2)$$

где u_1 — напряжение на зажимах источника сигнала, u_2 — напряжение на входных зажимах усилителя.

Как следует из формулы (1.2), погрешность определения $R_{вх}$ существенно зависит от разности напряжений $u_1 - u_2$. В этой связи токосъемное сопротивление желательно выбирать соизмеримым с сопротивлением $R_{вх}$.

В случае, если $R_{вх}$ сравнимо с внутренним сопротивлением вольтметра, необходимо воспользоваться косвенным методом, при котором напряжение на входных зажимах усилителя $u_{вх}$ определяется отношением u_n/K_{u0} , где $K_{u0} = K_u (R_r = 0)$. Тогда падение напряжения на токосъемном резисторе (R) $\Delta u_R = u_r - u_n/K_{u0}$, а ток, протекающий через этот резистор,

$$I_R = (u_r - u_n / K_{u0}) / R = u_r (1 - K_u / K_{u0}) / R$$

и, следовательно,

$$R_{вх} = RK_u / (K_{u0} - K_u). \quad (1.3)$$

Из последней формулы видно, что и здесь погрешность будет минимальна, если R сравнимо с $R_{вх}$.

Выходное сопротивление усилителя можно определить, предварительно измерив его выходные напряжения $u_{н1}$ и $u_{н2}$ соответственно при двух различных сопротивлениях нагрузки $R_{н1}$ и $R_{н2}$. В этом случае справедливы следующие соотношения:

$$u_{н1} = u_{н.хх} R_{н1} / (R_{н1} + R_{вых}) \quad \text{и} \quad u_{н2} = u_{н.хх} R_{н2} / (R_{н2} + R_{вых}),$$

из которых, исключая величину напряжения холостого хода (XX) $u_{н.хх}$ и для определенности полагая $R_{н1} < R_{н2}$ получаем

$$R_{вых} = R_{н2} \frac{1 - u_{н1} / u_{н2}}{(u_{н1} / u_{н2})(R_{н2} / R_{н1}) - 1}. \quad (1.4)$$

Анализ последней формулы показывает, что для уменьшения погрешности желательно реализовать соотношение

$$\sqrt{R_{Н1} R_{Н2}} \approx R_{ВЫХ}.$$

Выходное сопротивление может быть измерено и другим способом — с помощью токосъемного резистора. Этот способ аналогичен тому, который рассмотрен выше для определения $R_{ВЫХ}$.

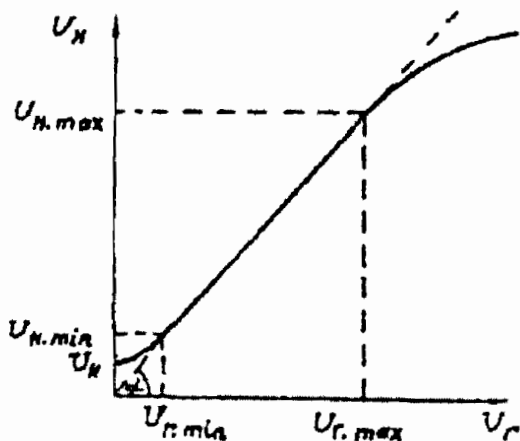


Рис. 1.5

Если бы каскады усиливали сигналы без искажения, то графическое изображение зависимости амплитуды сигнала в нагрузке U_H (или I_H) от амплитуды сигнала генератора U_r (или I_r), называемое амплитудной характеристикой, представляло бы собой прямую линию, начинающуюся в начале координат и идущую под некоторым углом α , тангенс которого равен значению коэффициента передачи. На рис. 1.5 пунктиром показана такая идеальная характеристика для коэффициента K_H . Сплошная кривая на том же рисунке представляет собой возможную реальную амплитудную характеристику, которая при $U_r < U_{r \min}$ и при $U_r > U_{r \max}$ заметно отличается от идеальной.

Практически амплитудную характеристику снимают на фиксированной частоте гармонического входного сигнала, используя при этом вольтметр. Возможно получить данную характеристику и при

использовании генератора импульсов. Измерения при этом производят с помощью осциллографа.

Причиной отклонения амплитудной характеристики от идеальной при $U_{\Gamma} > U_{\Gamma \max}$ являются нелинейные искажения, а при $U_{\Gamma} < U_{\Gamma \min}$ — так называемые помехи усилителя.

Диапазоны сигналов от $U_{\Gamma \min}$ до $U_{\Gamma \max}$ и от $U_{\Pi \min}$ до $U_{\Pi \max}$, при которых коэффициент передачи сохраняется (с заданной точностью) постоянным, называется динамическим диапазоном усилителя соответственно по входу и выходу. Часто под этими терминами понимают отношения $U_{\Gamma \max}/U_{\Gamma \min}$, $U_{\Pi \max}/U_{\Pi \min}$ или в логарифмических единицах (децибелах) величины $20\lg(U_{\Gamma \max}/U_{\Gamma \min})$, $20\lg(U_{\Pi \max}/U_{\Pi \min})$.

Нелинейные искажения обусловлены нелинейностью входных и выходных вольт-амперных характеристик активных элементов и, следовательно, зависят от амплитуды усиливаемого сигнала. В результате таких искажений изменяется спектральный состав сигнала — увеличивается число гармонических составляющих.

Нелинейные искажения усилителей оцениваются при гармоническом сигнале с помощью коэффициента нелинейных искажений

$$k_{\text{н}k} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{\text{н}k}^2}}{U_{\text{н}1}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{\text{н}k}^2}}{I_{\text{н}1}}, \quad (1.5)$$

где $U_{\text{н}k}$ и $I_{\text{н}k}$ — амплитуды k -й гармоники соответственно выходных напряжения и тока.

Для многих практических задач бывает достаточным оценить вклад только 2-й и 3-й гармоник, тогда формула (1.5) упрощается и приобретает вид

$$k_{\text{н}k} = \frac{\sqrt{U_{\text{н}2}^2 + U_{\text{н}3}^2}}{U_{\text{н}1}} = \frac{\sqrt{I_{\text{н}2}^2 + I_{\text{н}3}^2}}{I_{\text{н}1}}.$$

Рассчитываются гармоники аналитически или графоаналитически, а измеряются с помощью специальных селективных приборов — измерителей гармоник.

К числу помех усилителя относятся паводки, фон и шумы усилителя.

Наводками называются напряжения или токи, не связанные с источником усиливаемого сигнала, а проникающие в цепи усилителя от посторонних источников.

Фон представляет собой периодические сигналы с частотами, кратными частоте сети, которые появляются в цепях усилителя из-за недостаточного сглаживания выпрямленного напряжения источника питания.

Если наводки и фон могут быть устранены в усилителе, то третий источник помех – шумы – в лучшем случае могут быть уменьшены, но полностью устранены быть не могут, так как их природа обусловлена принципиальными физическими явлениями, связанными с флуктуациями потоков носителей в объеме проводников, через электронно-дырочные переходы полупроводниковых приборов и т.д.

Точность воспроизведения формы усиливаемого сигнала определяется не только уровнем нелинейных искажений и помехами, но часто уровнем так называемых линейных искажений. Этот вид искажений обусловлен влиянием реактивных элементов схемы. Наличие последних приводит к тому, что основные параметры усилителя становятся величинами комплексными, зависящими от частоты.

Вводя общее обозначение K для всех коэффициентов передачи и представляя комплексную величину \dot{K} в показательной форме, можно записать

$$\dot{K} = K(j\omega) = K(\omega) \exp[j\varphi(\omega)],$$

где $K(\omega)$ – модуль комплексного коэффициента передачи, называемый амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) усилителя, а $\varphi(\omega)$ – аргумент комплексного коэффициента передачи, называемый фазочастотной характеристикой (ФЧХ) усилителя; ω – круговая частота, связанная с линейной частотой f соотношением $\omega = 2\pi f$.

Особенно часто на практике для оценки линейных искажений гармонического сигнала используют АЧХ, которую принято условно разбивать на три области: средних, низших и высших частот. Под областью средних частот понимается такой частотный диапазон, в пределах которого с достаточной для практики точностью можно считать коэффициент усиления не зависящим от частоты,

т.е. $K = K$. Другими словами, при анализе в этой области можно пренебречь действием всех реактивностей схемы.

На рис. 1.6, а приведен пример нормированной АЧХ $h(\omega) = K(\omega)/K$, из которого следует, что в области низших и высших частот $K(\omega)$ заметно изменяется с частотой и в итоге при $\omega \rightarrow 0$ и $\omega \rightarrow \infty$ стремится к нулю. Пунктиром показана АЧХ, имеющая в области высших частот спад ε_1 и подъем ε_2 .

Параметрами АЧХ являются f_n и f_v – соответственно нижняя и верхняя граничные частоты, на которых коэффициент усиления уменьшается до уровня $1/\sqrt{2} \approx 0,7$ от своего значения на средних частотах. Разность $f_v - f_n = \Delta f$ называется полосой пропускания.

При снятии АЧХ используется генератор синусоидальных сигналов, а в качестве регистрирующих приборов – вольтметр и осциллограф. Следует подчеркнуть, что амплитуда входного сигнала должна быть выбрана такой величины, при которой не возникают нелинейные искажения. Заметим также, что АЧХ широкополосных каскадов удобнее изображать в логарифмическом масштабе.

Линейные искажения импульсных сигналов оцениваются по переходной характеристике, представляющей собой реакцию усилителя на сигнал ступенчатой формы. Пример нормированной по амплитуде переходной характеристики $h(t)$ показан на рис. 1.6, б. Весь временной интервал с момента подачи ступенчатого сигнала также может быть условно разбит на три области: средних, малых и больших времен.

В области малых времен искажения обусловлены паразитными реактивностями и инерционными процессами в активных элементах. Эти искажения проявляются в затягивании фронта импульса и возможных колебаниях на его вершине (на рис. 1.6, б показаны пунктиром). Параметрами переходной характеристики в этой области являются: время нарастания фронта t_{in} , время задержки t_3 , а также величины возможных выбросов ε_i . Указанные параметры определяются в соответствии с рис. 1.6, б.

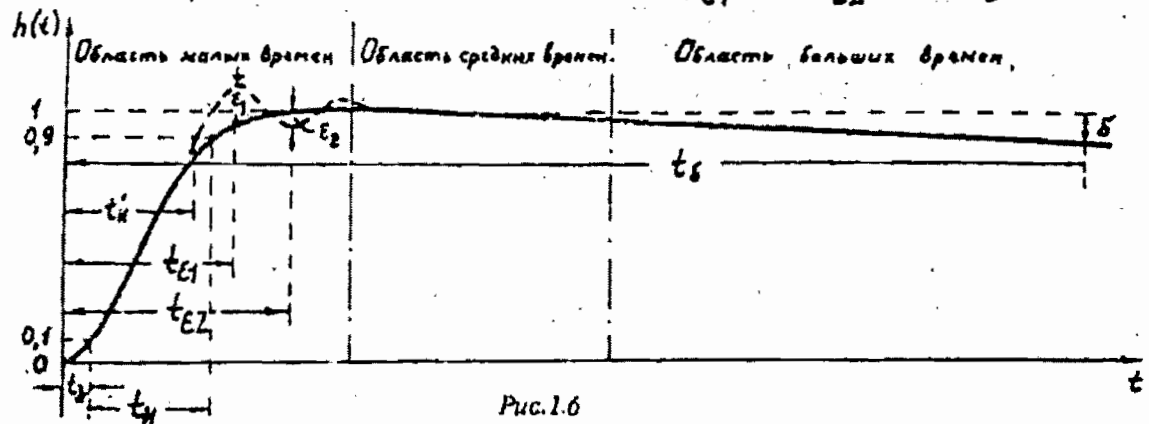
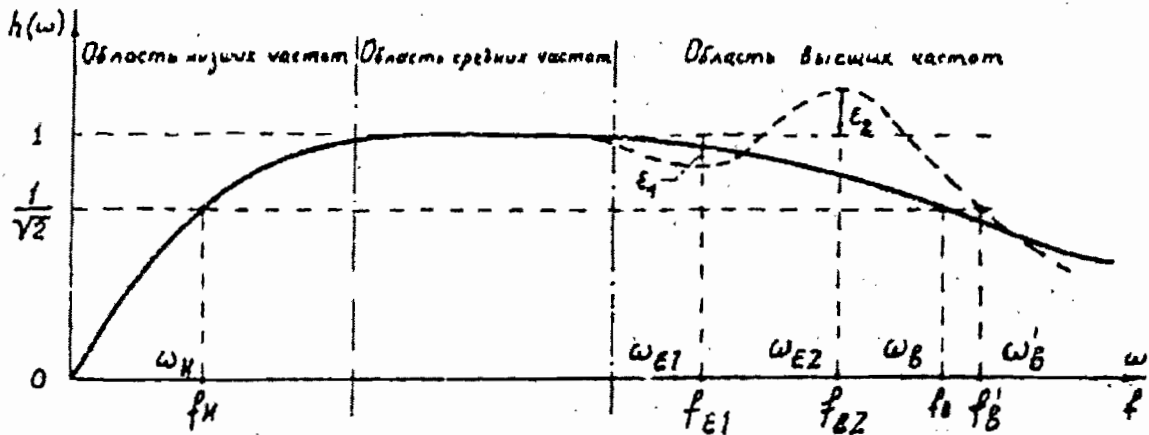


Рис.1.6

В области больших времен искажения обусловлены влиянием разделительных и блокирующих реактивных элементов схемы, они проявляются в спаде плоской вершины импульса. Этот спад δ количественно оценивается в относительных единицах, чаще долях процентов.

Заметим, что изображение переходной характеристики на рис. 1.6, б является условным, так как скорости протекания процессов в области малых и больших времен не соизмеримы. Практически невозможно на экране осциллографа одновременно наблюдать искажения в области малых и больших времен.

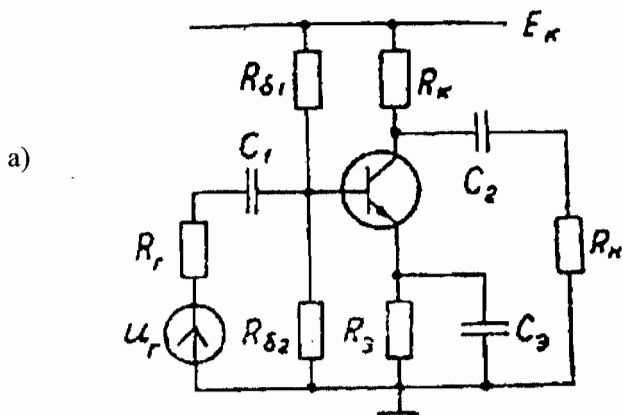
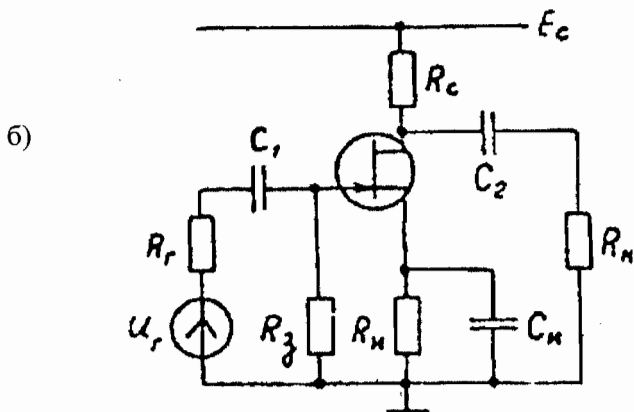


Рис. 1.7



В данном пособии рассматриваются основные параметры и характеристики (и методы их измерения) простейших каскадов ОЭ и ОИ, принципиальные схемы которых с одним источником питания показаны на рис. 1.7. Для удобства основные параметры этих каскадов сведены в табл. 1.1, где $R_{вх.к}$ и $R_{вых.к}$ – соответственно входное и выходное сопротивления каскадов; $R_{вых.э}$ и $R_{вых.и}$ – выходные сопротивления со стороны эмиттера и истока; τ_v – постоянная времени в области малых времен; $\tau_{экв}$ – эквивалентная постоянная времени в области больших времен.

Таблица 1.1

Параметр	Каскад ОЭ	Каскад ОИ
$R_{вх.к}$	$R_{вх} \parallel R_6, \quad R_6 = R_{61} \parallel R_{62},$ $R_{вх} = r_6 + r_3(1 + \beta)$	$R_{вх} \parallel R_3,$ $R_{вх} = r_{3.и}$
$R_{вых.к}$	$R_{вых} \parallel R_k,$ $R_{вых} = r_{к\beta}(1 + \gamma_6\beta)$	$R_{вых} \parallel R_c,$ $R_{вых} = r_{с.и}$
$K_{и}$	$\frac{R_6}{R_r + R_6} \beta \frac{R_{к.и}}{R_{г.6} + R_{вх}},$ $R_{к.и} = R_k \parallel R_{и}$	$\frac{R_3}{R_r + R_3} s(r_{с.и} \parallel R_{с.и}),$ $R_{с.и} = R_c \parallel R_{и}$
$K_{э}$	$\frac{R_{г.6}}{R_{г.6} + R_{вх}} \beta \frac{R_k}{R_k + R_{и}},$ $R_{г.6} = R_r \parallel R_6$	$R_{г.3} s \frac{r_{с.и}}{r_{с.и} + R_{с.и}} \frac{R_c}{R_c + R_{и}},$ $R_{г.3} = R_r \parallel R_3$
τ_v	$\frac{\tau_\beta + C_k(1 + \beta)R_{к.и}}{1 + \gamma_6\beta},$ $\gamma_6 = \frac{r_3}{r_3 + r_6 + R_{г.6}}$	$\tau_{вх} + \tau_{пр} + \tau_{вых},$ $\tau_{вх} = R_{г.3}(C_{3.и} + C_{3.с}),$ $\tau_{пр} = R_{г.3}C_{3.с}s(r_{с.и} \parallel R_{с.и}),$ $\tau_{вых} = (R_{с.и} \parallel R_{с.и})(C_{3.с} + C_{с.и})$
$\tau_{экв}$	$\frac{1}{1/\tau_1 + 1/\tau_r + 1/\tau_{6.л}},$ $\tau_1 = C_1(R_r + R_{вх.к}), \quad \tau_2 = C_2(R_{вых.к} + R_{и})$	
	$\tau_{6.л} = C_2 R_{вых.э},$ $R_{вых.э} = r_3 + \frac{r_6 + R_{г.6}}{1 + \beta}$	$\tau_{6.л} = C_{и} R_{вых.и},$ $R_{вых.и} = \frac{r_{с.и} + R_{с.и}}{1 + s r_{с.и}}$

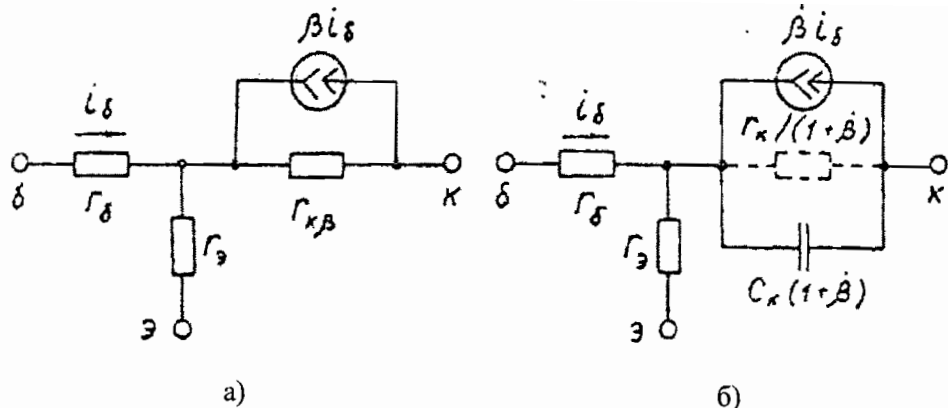


Рис. 1.8

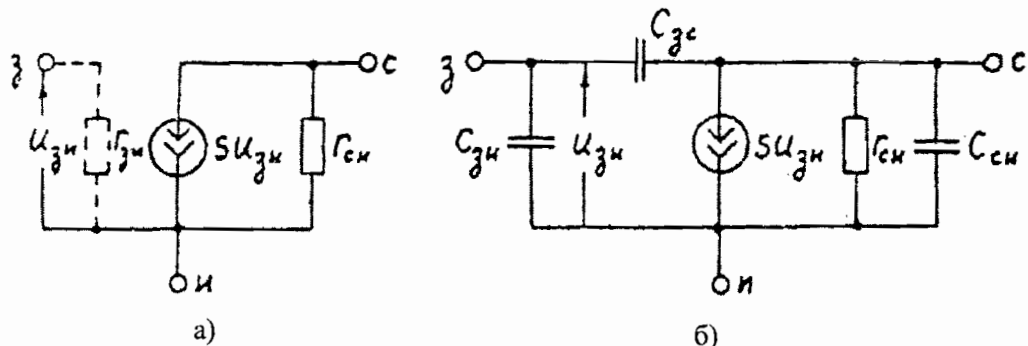


Рис. 1.9

С помощью постоянной $\tau_{\text{в}}$ находятся $t_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$:

$$t_{\text{н}} = 2,2\tau_{\text{в}}; \quad f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{в}}},$$

а с помощью $\tau_{\text{экв}}$ находится спад плоской вершины:

$$\delta = \frac{t_{\delta}}{\tau_{\text{экв}}} 100, \%,$$

где t_{δ} — интервал времени, в конце которого определяется спад δ (см. рис. 1.6, б).

Формулы, приведенные в табл. 1.1, содержат параметры эквивалентных схем активных элементов, которые показаны на рис. 1.8 и 1.9, причем на рис. 1.8 даны схемы для биполярного транзистора (a — для области средних и низших частот; b — для области высших частот), а на рис. 1.9 — для полевого транзистора (a — для области средних и низших частот; b — для области высших частот). В выражениях для каскада ОЭ для простоты считалось, что коэффициент токораспределения $\gamma_k = r_{k\beta} / (r_{k\beta} + R_{kн}) \approx 1$.

ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Обратная связь (ОС) в электронных усилителях является мощным средством стабилизации их характеристик, уменьшения нелинейных искажений и помех, преобразования входных и выходных сопротивлений, улучшения частотных и временных характеристик.

Под ОС в усилителях понимают такую связь, при которой часть энергии усиленных сигналов из выходной цепи усилителя (или выходных цепей его отдельных каскадов) передается в его входную цепь (во входные цепи отдельных каскадов).

На рис. 2.1 в самом общем виде показана структурная схема усилителя с ОС. Она состоит из канала прямой передачи (ПП) и канала обратной передачи (ОП). Под величинами x с соответствующими индексами показаны сигналы (токи или напряжения), действующие на входе (x_r), выходе (x_n) и контуре (петле) ОС ($x_{вх.пп}$, $x_{вых.пп}$, $x_{вх.оп}$, $x_{вых.оп}$).

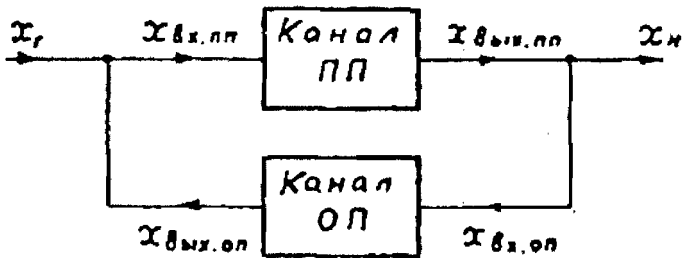


Рис. 2.1

Как следует из рис. 2.1, на входе происходит сложение сигналов x_r и $x_{вых.оп}$. Если фазы этих сигналов совпадают и, следовательно, их суммарная амплитуда возрастает по сравнению с амплитудой сигнала генератора, то в усилителе имеет место положительная ОС.

Если фазы упомянутых сигналов противоположны, то в усилителе действует отрицательная ОС. Во всех промежуточных случаях говорят о комплексной ОС.

Очевидно, что первые два случая могут быть реализованы только на средних частотах, когда каналы ПП и ОП не вносят линейных искажений, либо в области высших или низших частот, но только, строго говоря, на некоторой одной частоте.

Так как с изменением частоты сигнала характер ОС может измениться, то условились его определять на средних частотах.

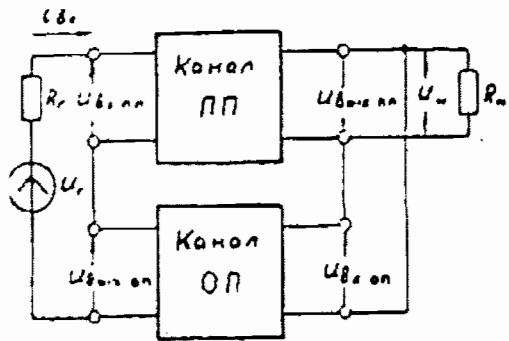
ОС, специально вводимая в схему, называется внешней. Если ОС является несотъемлемой частью усилителя (активного элемента), то она называется внутренней. ОС, возникающая в схеме помимо желания разработчика, называется паразитной.

ОС подразделяются также на однопетлевые и многопетлевые, на общие и местные. Эти термины не требуют пояснений.

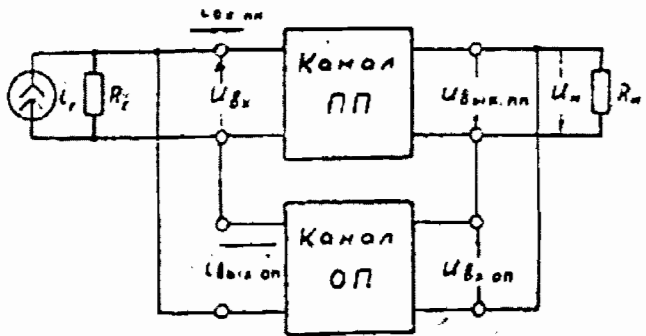
Наконец, в зависимости от вида сигнала $x_{вх.пп}$ и $x_{вых.пп}$ (напряжение или ток, см. рис. 2.1) различают ОС по напряжению ($x_{вых.пп} = u_{вых.пп}$) или току ($x_{вых.пп} = i_{вых.пп}$), последовательную ($x_{вх.пп} = u_{вх.пп}$) или параллельную ($x_{вх.пп} = i_{вх.пп}$). Два последних типа обратной связи называются также соответственно ОС со сложением напряжений на входе и со сложением токов на входе.

На рис. 2.2 даны структурные схемы усилителей с различными типами ОС: *a* – последовательная по напряжению; *b* – параллельная по напряжению; *в* – последовательная по току; *г* – параллельная по току. Указанные на рис. 2.2 направления токов и напряжений соответствуют отрицательной ОС, при которой сигналы с выхода канала ОП вычитаются из усиливаемых (u_r или i_r).

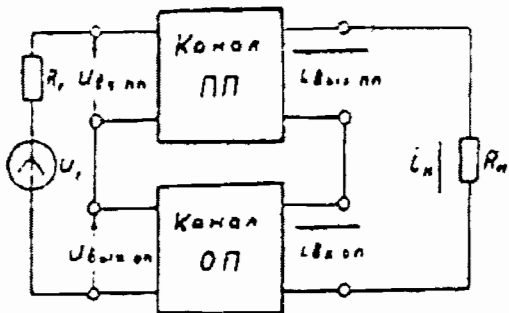
Если на практике возникают затруднения в определении типа ОС, действующей в усилителе, то можно уточнить его с помощью опытов короткого замыкания и холостого хода. Так, ОС по напряжению исчезает при коротком замыкании на выходе (т.е. при $R_n = 0$), а ОС по току – при холостом ходе на выходе (т.е. при $R_n = \infty$). Последовательная ОС исчезает при холостом ходе на входе, т.е. при $R_r = \infty$, а параллельная ОС – при коротком замыкании на входе, т.е. при $R_r = 0$. Например, если ОС при $R_r = 0$ и $R_n = 0$ не исчезает, то на усилителе действует последовательная ОС по току.



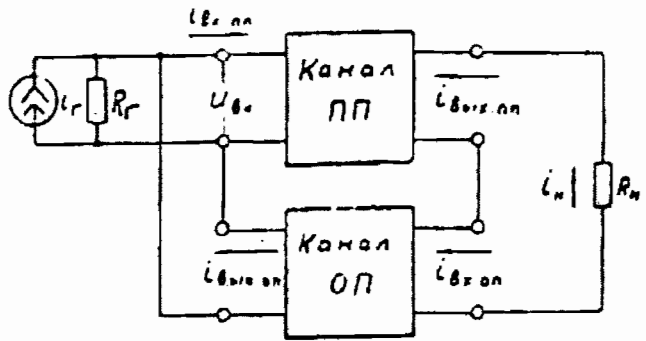
а)



б)



в)



г)

Рис. 2.2

На рис. 2.2 внутренняя структура четырехполюсников – каналов ПП и ОП – не показана. Подчеркнем, однако, что при анализе канал ПП удобно моделировать зависимым источником напряжения (или тока), а также входным и выходным сопротивлениями, т.е. так, как показано на рис. 1.4. В большинстве практических примеров канал ОП представляет собой пассивное устройство, состоящее из одного-двух резисторов или комбинации резисторов и конденсаторов.

Важнейшим параметром усилителей с ОС является глубина (фактор) ОС F . Для используемой в усилителях отрицательной ОС F количественно показывает, во сколько раз уменьшается усиление и во сколько раз улучшается относительная стабильность коэффициента передачи усилителя при введении ОС.

Другой количественной оценкой ОС является так называемое петлевое усиление, равное произведению передачи каналов ПП и ОП: $K_{пп}K_{оп}$; оно связано с F простым соотношением:

$$F = 1 + K_{пп}K_{оп}.$$

Каждый тип ОС логично характеризовать «своим» – основным коэффициентом передачи, менее всего чувствительным к изменениям внешних сопротивлений R_r и R_n . Для объективной оценки выбора этого основного коэффициента можно воспользоваться следующим соотношением:

$$\frac{K_u}{K_{u \text{ пред}}} + \frac{K_i}{K_{i \text{ пред}}} + \frac{S_u}{S_{u \text{ пред}}} + \frac{S_i}{S_{i \text{ пред}}} = 1, \quad (2.1)$$

в котором величины с индексом «пред» означают предельные значения соответствующих коэффициентов передачи:

$$K_{u \text{ пред}} = K_u \left| \begin{array}{l} R_r=0 \\ R_n=\infty \end{array} \right., \quad K_{i \text{ пред}} = K_i \left| \begin{array}{l} R_r=0 \\ R_n=\infty \end{array} \right.,$$

$$S_{u \text{ пред}} = S_u \left| \begin{array}{l} R_r=0 \\ R_n=\infty \end{array} \right., \quad S_{i \text{ пред}} = S_i \left| \begin{array}{l} R_r=0 \\ R_n=\infty \end{array} \right..$$

Таблица 2.1

Вид обратной связи	Коэффициент передачи канала ПП $K_{пп}$	Коэффициент передачи канала ОП $K_{оп}$	Фактор обратной связи F	Основной коэффициент передачи K	Входное сопротивление $R_{вх}$	Выходное сопротивление $R_{вых}$
Последовательная по напряжению	$K_{u\text{ пп}}$	$K_{u\text{ оп}}$	$1 + K_{u\text{ оп}}K_{u\text{ пп}}$	$K_u = \frac{K_{u\text{ пп}}}{F} = \frac{1}{K_{u\text{ пп}}}$	$R_{вх.бс}F^0$	$R_{вых.бс}/F^\infty$
Параллельная по напряжению	$S_{u\text{ пп}}$	$S_{i\text{ оп}}$	$1 + S_{i\text{ оп}}S_{u\text{ пп}}$	$S_u = \frac{S_{u\text{ оп}}}{F} = \frac{1}{S_{i\text{ пп}}}$	$R_{вх.бс}/F^\infty$	$R_{вых.бс}/F^\infty$
Последовательная по току	$S_{i\text{ пп}}$	$S_{u\text{ оп}}$	$1 + S_{u\text{ оп}}S_{i\text{ пп}}$	$S_i = \frac{S_{i\text{ пп}}}{F} = \frac{1}{S_{u\text{ оп}}}$	$R_{вх.бс}F^0$	$R_{вых.бс}F^0$
Параллельная по току	$K_{i\text{ пп}}$	$K_{i\text{ оп}}$	$1 + K_{i\text{ оп}}K_{i\text{ пп}}$	$K_i = \frac{K_{i\text{ пп}}}{F} = \frac{1}{K_{i\text{ оп}}}$	$R_{вх.бс}/F^\infty$	$R_{вых.бс}F^0$

Наибольшее слагаемое в левой части уравнения (2.1) и будет соответствовать основному коэффициенту передачи.

Соотношение (2.1) является общим: оно справедливо как для усилителя без ОС, так и для усилителя с ОС. Обратная связь конкретного типа увеличивает одно из четырех слагаемых за счет уменьшения других, приближая таким образом величину соответствующего коэффициента передачи к его предельному значению. Например, если введена отрицательная ОС по току параллельного типа, то наибольшим слагаемым будет $K_{i1}/K_{i,пред}$.

В табл. 2.1 в соответствии со структурными схемами рис. 2.2 даны выражения для основных параметров усилителей с различными видами отрицательной ОС. Из данной таблицы, в частности, следует, что при глубоких ОС (когда петлевое усиление $K_{отт}K_{ос} \gg 1$) основные коэффициенты передачи оказываются равными обратным величинам коэффициентов передачи канала ОП. Поэтому не случайно цепи ОС реализуют из высокостабильных элементов.

Из этой же таблицы наглядно видно, как тот или иной тип ОС воздействует на входное и выходное сопротивление усилителя. Эти величины увеличиваются или уменьшаются в F раз, причем значение последней величины необходимо определять при предельных значениях R_r (или R_{ii}). Нижние индексы «0» или « ∞ » означают условия $R_r = 0$ или $R_r = \infty$, а верхние – «0» или « ∞ » означают, что $R_{ii} = 0$ или $R_{ii} = \infty$.

Заметим, что принципиально важные соотношения табл. 2.1 не учитывают так называемых сквозных передач, т.е. проникновения части входного сигнала по каналу ОП непосредственно на выход, а также шунтирующего действия элементов канала ОП в выражениях для коэффициентов передачи.

Как учесть сквозные передачи, будет показано ниже при рассмотрении конкретных схем. Что касается шунтирующего действия элементов канала ОП, то суть его проиллюстрируем на примере усилителя с ОС по напряжению последовательного типа, для которого более строгое выражение для коэффициента усиления

$$K_u = \frac{K_u \delta c}{1 + K_{u\text{оп}} K_u \delta c},$$

где коэффициент усиления без связи, но с учетом пассивного (шунтирующего) действия цепи ОС:

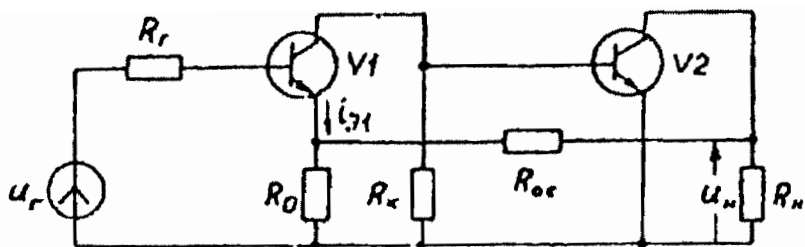
$$K_{u \delta c} = K_{u \text{ пп}} \left\{ \begin{array}{l} R_{\Gamma} \rightarrow R_{\Gamma} + R_{\text{вых.оп}} \\ R_{\text{н}} \rightarrow R_{\text{н}} \parallel R_{\text{вых.оп}} \end{array} \right.$$

В выражениях для входного $R_{\text{вх.}\delta c}$ и выходного $R_{\text{вых.}\delta c}$ сопротивлений (см. табл. 2.1) также следует учесть шунтирующее действие цепи ОС. Для рассматриваемого усилителя имеем

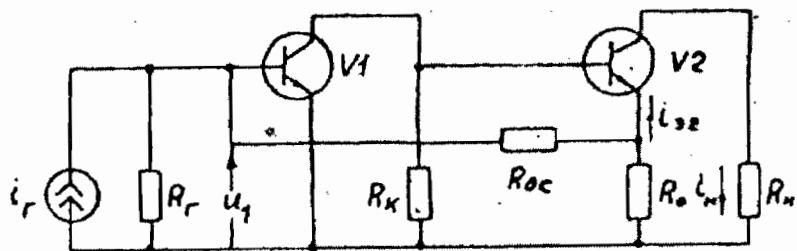
$$R_{\text{вх.}\delta c} = R_{\text{вх.пп}} + R_{\text{вых.оп}}, \quad R_{\text{вых.}\delta c} = R_{\text{вых.пп}} \parallel R_{\text{вых.оп}}.$$

Самое широкое распространение на практике получили двухкаскадные секции. Они используются и как самостоятельные усилители, и как составные части более сложных устройств. Их специфика в отличие от секций с большим числом каскадов, охваченных ОС, заключается в том, что вопросы устойчивости в них не возникают совсем или решаются сравнительно простыми средствами.

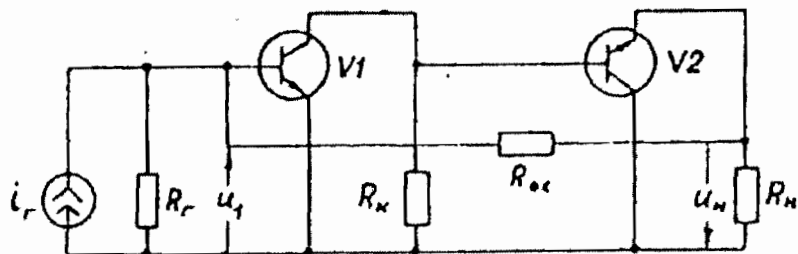
Основные свойства ОС различных типов покажем на конкретных примерах двухкаскадных секций, схемы по переменному току которых представлены на рис. 2.3. Анализ данных схем удобно провести после предварительного преобразования – представления их в виде схем без ОС. На рис. 2.4 показаны эти преобразования, а в табл. 2.2 даны значения зависимых генераторов токов и напряжений, а также значения входных и выходных сопротивлений канала ОП. В соответствии с обозначениями, принятыми в [1, 2], индексами «св» на рис. 2.4 и в табл. 2.2 обозначены элементы, относящиеся к каналу ОП. Генераторы $u_{\text{пер}}$ и $i_{\text{пер}}$ физически отражают упомянутый выше факт передачи сквозных сигналов через канал ОП на выход усилителя. На практике в подавляющих случаях их влияние на характеристики усилителей ничтожно, так как величина этих токов и напряжений (по крайней мере, на средних частотах) на несколько порядков меньше величины токов и напряжений нагрузки.



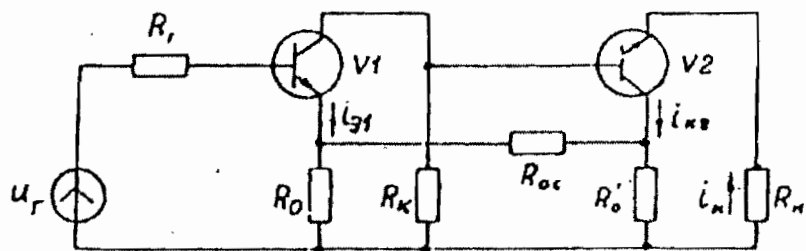
a)



б)



в)



г)

Рис. 2.3

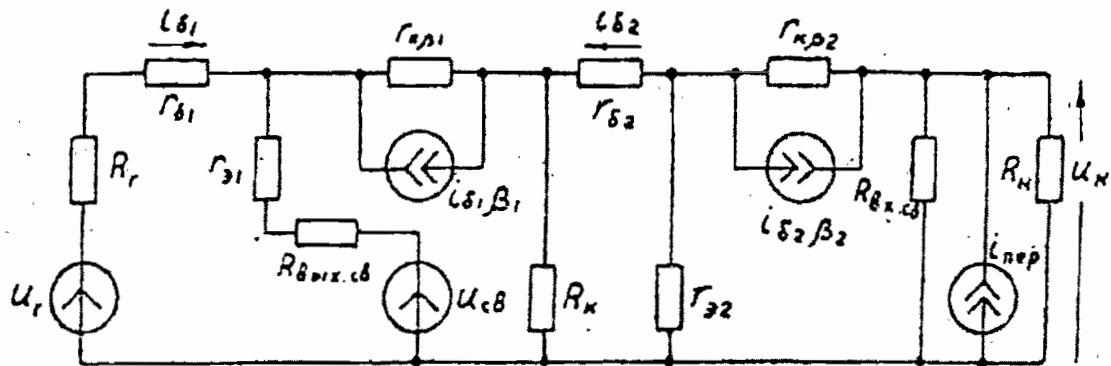


Рис. 2.4а

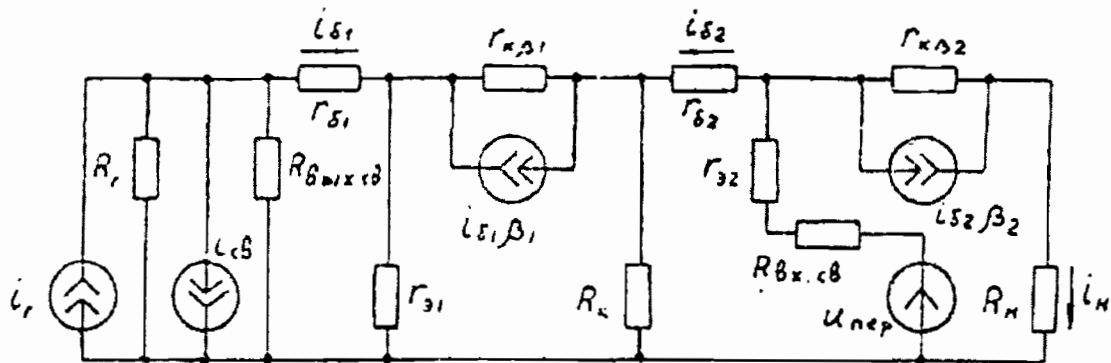


Рис. 2.4б

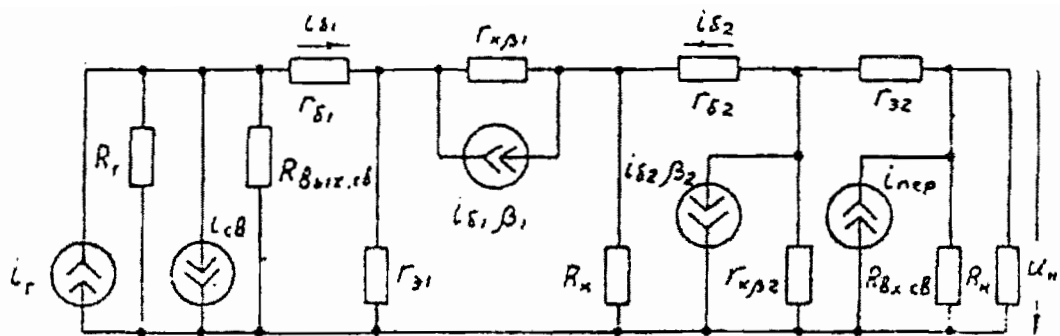


Рис. 2.4а

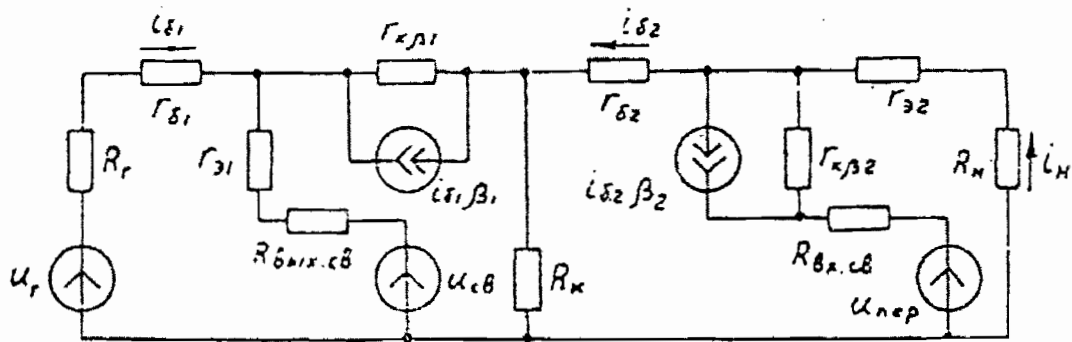


Рис. 2.4б

Таблица 2.2

Схема	$u_{\text{св}}$ ИЛИ $i_{\text{св}}$	$R_{\text{вых.св}}$	$u_{\text{пер}}$ ИЛИ $i_{\text{пер}}$	$R_{\text{вх.св}}$
Рис. 2.3, а	$u_{\text{св}} = u_{\text{н}} \frac{R_0}{R_0 + R_{\text{ос}}}$	$R_0 \parallel R_{\text{ос}}$	$i_{\text{пер}} = i_{\text{з1}} \frac{R_0}{R_0 + R_{\text{ос}}}$	$R_0 + R_{\text{ос}}$
Рис. 2.3, б	$i_{\text{св}} = i_{\text{з2}} \frac{R_0}{R_0 + R_{\text{ос}}}$	$R_0 + R_{\text{ос}}$	$u_{\text{пер}} = u_1 \frac{R_0}{R_0 + R_{\text{ос}}}$	$R_0 \parallel R_{\text{ос}}$
Рис. 2.3, в	$i_{\text{св}} = \frac{u_{\text{н}}}{R_{\text{ос}}}$	$R_{\text{н}} + R_{\text{ос}}$	$i_{\text{пер}} = \frac{u_{\text{г}}}{R_{\text{ос}}}$	$R_{\text{н}} \parallel R_{\text{ос}}$
Рис. 2.3, г	$u_{\text{св}} = i_{\text{к2}} \frac{R_0 R'_0}{R_0 + R_{\text{ос}} + R'_0}$	$R_0 \parallel (R_{\text{ос}} + R'_0)$	$u_{\text{пер}} = i_{\text{з1}} \frac{R_0 R'_0}{R_0 + R_{\text{ос}} + R'_0}$	$R'_0 \parallel (R_0 + R_{\text{ос}})$

Секция с последовательной ОС по напряжению показана на рис. 2.3, а. Основной коэффициент передачи для данной секции

$$K_u = K_{u \delta c} / F ,$$

где глубина ОС

$$F = 1 + K_{u \text{ оп}} K_{u \delta c} ,$$

коэффициент передачи канала ОП

$$K_{u \text{ оп}} = R_0 / (R_0 + R_{\text{ос}}) ,$$

коэффициент усиления схемы без ОС, но с учетом шунтирующего действия канала ОП,

$$K_{u \delta c} = \frac{\beta_1 R_k}{R_T + R_{\text{вх1}}} \frac{\beta_2 R_H \parallel (R_0 + R_{\text{ос}})}{R_k + R_{\text{вх2}}} .$$

Входные сопротивления первого и второго каскадов соответственно определяются выражениями:

$$R_{\text{вх1}} = r_{\delta 1} + (r_{\epsilon 1} + R_0 \parallel R_{\text{ос}})(1 + \beta_1); \quad R_{\text{вх2}} = r_{\delta 2} + r_{\epsilon 2}(1 + \beta_2) .$$

Входное сопротивление секции

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{вх} \delta c} F_0 ,$$

причем

$$R_{\text{вх} \delta c} = r_{\delta 1} + (r_{\epsilon 1} + R_0 \parallel R_{\text{ос}})(1 + \beta_1) .$$

Выходное сопротивление секции

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{вых} \delta c} F_0 ,$$

где

$$R_{\text{вых} \delta c} = (R_0 + R_{\text{ос}}) \parallel [r_{\text{к}\beta 2}(1 + \gamma_{\delta 2}\beta_2)] .$$

Выражения для коэффициентов токораспределения $\gamma_{\delta 1}$ и $\gamma_{\delta 2}$, встречающиеся здесь и в последующих формулах, даны в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Схема	$\gamma_{\delta 1}$	$\gamma_{\delta 2}$	R'_H
Рис. 2.3, а	$\frac{r_{\text{з1}} + R_0 \parallel R_{\infty}}{R_{\Gamma} + r_{\delta 1} + r_{\text{з1}} + R_0 \parallel R_{\text{oc}}}$	$\frac{r_{\text{з2}}}{R_{\text{к}} + r_{\delta 2} + r_{\text{з2}}}$	$R_H \parallel (R_0 + R_{\text{oc}})$
Рис. 2.3, б	$\frac{r_{\text{з1}}}{R_{\Gamma} \parallel (R_0 + R_{\text{oc}}) + r_{\delta 1} + r_{\text{з1}}}$	$r_{\text{з2}} + R_0 \parallel \frac{R_{\text{oc}}}{R_{\text{к}} + r_{\delta 2} + r_{\text{з2}} + R_0 \parallel R_{\text{oc}}}$	$R_{\text{к}} + R_0 \parallel R_{\text{oc}}$
Рис. 2.3, в	$\frac{r_{\text{з1}}}{R_{\Gamma} \parallel (R_H + R_{\text{oc}}) + r_{\delta 1} + r_{\text{з1}}}$	$\frac{r_{\text{з2}} + R_H \parallel R_{\text{oc}}}{R_{\text{к}} + r_{\delta 2} + r_{\text{з2}} + R_H \parallel R_{\text{oc}}}$	$R_H \parallel R_{\text{oc}}$
Рис. 2.3, г	$\frac{r_{\text{з1}} + R_0 \parallel R_{\text{oc}}}{R_{\Gamma} + r_{\delta 1} + r_{\text{з1}} + R_0 \parallel R_{\text{oc}}}$	$\frac{r_{\text{з2}} + R_{\text{к}}}{R_{\text{к}} + r_{\delta 2} + r_{\text{з2}} + R_H}$	$R_{\text{к}} + R'_0 \parallel (R_0 + R_{\text{oc}})$

Практически важной задачей является определение максимальной глубины ОС F_{\max} – при заданном коэффициенте усиления K_u . При $F \gg 1$ $K_u \approx 1 / K_{u\text{оп}}$. Тогда оптимальные сопротивления резисторов в цепи ОС, обеспечивающих F_{\max} , определяются следующими выражениями:

$$R_{0\text{ос}} = \sqrt{R_{\text{н}} R_{\text{вых.э1}} / K_u}, \quad R_{\text{ос.опт}} = (K_u - 1) R_{0\text{опт}},$$

где

$$R_{\text{вых.э1}} = r_{\text{э1}} + (R_{\text{г}} + r_{\delta 1}) / (1 + \beta_1).$$

При этом

$$F_{\max} = 1 + R_{\text{экв}} / (\sqrt{K_u R_{\text{вых.э1}}} + \sqrt{R_{\text{н}}})^2,$$

где

$$R_{\text{экв}} = R_{\text{к}} R_{\text{н}} \beta_2 / (R_{\text{к}} + R_{\text{вх2}}).$$

Очевидно, что F_{\max} тем больше, чем больше сопротивления $R_{\text{н}}$, $R_{\text{к}}$ и меньше – $R_{\text{г}}$.

Секция с параллельной ОС по току (см. рис. 2.3, б). Основным коэффициентом передачи данной секции является

$$K_i = K_{i\delta\text{с}} / F,$$

где глубина ОС

$$F = 1 + K_{i\text{оп}} K_{i\delta\text{с}},$$

коэффициент передачи капаля ОП

$$K_{i\text{оп}} = R_0 / (R_0 + R_{\text{ос}}),$$

коэффициент передачи усилителя без ОС

$$K_{i\delta\text{с}} = \frac{\beta_1 R_{\text{г}} \parallel (R_0 + R_{\text{ос}})}{R_{\text{г}} \parallel (R_0 + R_{\text{ос}}) + R_{\text{вх1}}} \frac{\beta_2 R_{\text{н}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{вх2}}};$$

$$R_{\text{вх1}} = r_{\delta 1} + r_{\text{э1}}(1 + \beta_1); \quad R_{\text{вх2}} = r_{\delta 2} + (r_{\text{э2}} + R_0 \parallel R_{\text{ос}})(1 + \beta_2).$$

Входное сопротивление секции

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{вх.}\delta\text{с}} / F_{\infty},$$

где

$$R_{\text{вх.}\delta\text{с}} = r_{\text{к}\beta,2}(1 + \gamma_{\delta 2}\beta_2).$$

Выходное сопротивление секции

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{вых.}\delta\text{с}} / F^0,$$

где

$$R_{\text{вых.}\delta\text{с}} = r_{\text{к}\beta,2}(1 + \gamma_{\delta 2}\beta_2).$$

И в данной секции максимальная глубина ОС F_{max} при заданном коэффициенте K_i реализуется при некоторых оптимальных сопротивлениях резисторов R_0 и R_{∞}

$$R_{0\text{опт}} = \sqrt{(R_{\Gamma} \parallel R_{\text{вх}1})R_{\text{вых.}\delta\text{с}} / K_i},$$

$$R_{\text{ос.опт}} = R_{0\text{опт}}(K_i - 1),$$

где

$$R_{\text{вых.}\delta\text{с}} = r_{\delta 2} + (R_{\text{к}} + R_{\delta 2}) / (1 + \beta_2).$$

При этом

$$F_{\text{max}} = 1 + R_{\text{экв}} / (\sqrt{R_{\Gamma} \parallel R_{\text{вх}1}} + \sqrt{K_i R_{\text{вых.}\delta\text{с}}})^2,$$

где

$$R_{\text{экв}} = \beta_1 R_{\Gamma} R_{\text{к}} / (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}1}).$$

Величина F_{max} тем больше, чем больше сопротивления R_{Γ} и $R_{\text{к}}$ и меньше $R_{\text{вх}1}$.

Приведем основные формулы для двух других секций, показанных на рис. 2.3, в, г.

В первой из них действует ОС по напряжению параллельного типа. Основным ее коэффициентом передачи является крутизна по напряжению

$$S_u = S_{u,\delta\text{с}} / F,$$

где

$$F = 1 + S_{i\text{оп}} S_{u,\delta\text{с}}; \quad S_{i\text{оп}} = 1 / R_{\text{ос}}.$$

Крутизна по напряжению в схеме без ОС

$$S_{u \delta c} = \frac{\beta_1 R_{\Gamma} \parallel (R_{\text{H}} + R_{\text{OC}})}{R_{\Gamma} \parallel (R_{\text{H}} + R_{\text{OC}}) + R_{\text{ВХ1}}} \frac{(1 + \beta_2) R_{\text{К}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{ВХ2}}} (R_{\text{H}} \parallel R_{\text{OC}});$$

$$R_{\text{ВХ1}} = r_{\delta 1} + r_{\varepsilon 1} (1 + \beta_1); \quad R_{\text{ВХ2}} = r_{\delta 2} + (r_{\varepsilon 2} + R_{\text{H}} \parallel R_{\text{OC}}) (1 + \beta_2).$$

Входное и выходное сопротивления определяются выражениями:

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ.}\delta c} / F_{\infty}; \quad R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ.}\delta c} / F^{\infty},$$

где

$$R_{\text{ВХ.}\delta c} = [r_{\delta 1} + r_{\varepsilon 1} (1 + \beta_1)] \parallel (R_{\text{OC}} + R_{\text{H}});$$

$$R_{\text{ВЫХ.}\delta c} = R_{\text{ВЫХ.}\varepsilon 2} \parallel [R_{\text{OC}} + R_{\Gamma} \parallel (r_{\delta 1} + r_{\varepsilon 1} \beta_1)];$$

$$R_{\text{ВЫХ.}\varepsilon 2} = r_{\varepsilon 2} + (R_{\text{К}} + r_{\delta 2}) / (1 + \beta_2).$$

Для секции с последовательной ОС по току (см. рис. 2.3, з) основной коэффициент передачи – крутизна по току

$$S_i = S_{i \delta c} / F,$$

где

$$F = 1 + S_{u \text{оп}} S_{i \delta c}; \quad S_{u \text{оп}} = R_0 R_0' / (R_0 + R_{\text{OC}} + R_0');$$

$$S_{i \delta c} = \frac{\beta_1 R_{\text{К}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ1}}} \frac{\beta_2}{R_{\text{К}} + R_{\text{ВХ2}}};$$

$$R_{\text{ВХ1}} = r_{\delta 1} + (r_{\varepsilon 1} + R_0 \parallel R_{\text{OC}}) (1 + \beta_1);$$

$$R_{\text{ВХ2}} = r_{\delta 2} + (r_{\varepsilon 2} + R_{\text{H}}) (1 + \beta_2).$$

Входное и выходное сопротивления определяются следующими выражениями:

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ.}\delta c} F_0; \quad R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ.}\delta c} F^0,$$

где

$$R_{\text{ВХ.}\delta c} = r_{\delta 1} + (r_{\varepsilon 1} + R_0 \parallel R_{\text{OC}}) (1 + \beta_1);$$

$$R_{\text{вых.}\delta c} = r_{\delta 2} + \{r_{\delta 2} + R_k \parallel [r_{k\beta 1}(1 + \gamma_{\delta 1}\beta_1)]\} / (1 + \beta_2).$$

При анализе рассматриваемых секций в области малых времен (высших частот) с достаточной для практики точностью можно пользоваться следующей передаточной функцией второго порядка:

$$h(p) = \frac{1}{1 + p\tau + p^2\tau^2 m}, \quad (2.3)$$

где эквивалентная постоянная времени $\tau = (\tau_1 + \tau_2)/F$, коэффициент режима

$$m = \frac{\tau_1\tau_2}{(\tau_1 + \tau_2)^2} F. \quad (2.4)$$

Постоянные времени первого и второго каскадов определяются соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= \tau_{\beta 1} + C_{k1}(1 + \beta_1)(R_k \parallel R_{\text{вх}2}); \\ \tau_2 &= \frac{\tau_{\beta 2} + C_{k2}(1 + \beta_2)R'_H}{1 + \gamma_{\delta 2}\beta_2}; \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

в которых коэффициенты токораспределения $\gamma_{\delta 1}$ и $\gamma_{\delta 2}$, а также некоторая эквивалентная нагрузка R_H определяются по формулам табл. 2.3.

Характеристики двухкаскадных усилителей в области малых времен рассматриваются в гл. 4.

Глава 3

ПОВТОРИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Среди линейных электронных усилителей особое место занимают повторители – устройства, сигнал на выходе которых повторяет входной сигнал как по амплитуде, так и по фазе.

Различают повторители напряжения и тока. Они применяются, главным образом, как согласующие устройства, отличаясь от аналогичных пассивных устройств способностью усиливать мощность сигнала, их часто используют как на входе и выходе усилителя для согласования последнего с генератором и нагрузкой, так и между отдельными усилительными каскадами. Такое функциональное предназначение определило и основные требования к данным устройствам. Так, для согласующего устройства по напряжению, помимо совпадения амплитуды и фазы входного и выходного сигналов, требуется большое входное и малое выходное сопротивления. В этом случае предшествующее повторителю напряжения устройство (генератор сигнала, предварительный усилитель и т.д.) не нагружается, т.е. работает практически в режиме холостого хода, а устройство после повторителя (нагрузка, усилитель и т.д.) оказывается подключенным фактически к идеальному источнику напряжения, имеющему те же амплитуду и фазу, что и устройство до повторителя, но со значительно меньшим внутренним сопротивлением.

В высококачественных повторителях тока необходимо обеспечить малое входное и большое выходное сопротивления. В этих случаях предшествующая повторителю тока схема работает фактически в режиме короткого замыкания, а последующая – от практически идеального генератора тока.

Указанные выше свойства удастся реализовать с помощью глубокой отрицательной ОС, которая для повторителей напряжения, очевидно, должна быть последовательной по напряжению, а для повторителей тока – параллельной по току.

Что касается совпадения фаз входного и выходного сигналов, то этого добиваются с помощью соответствующего включения активных элементов.

Благодаря глубоким ОС повторители оказываются весьма высокочастотными схемами, что также чрезвычайно важно для широкополосных согласующих устройств. Однако, как известно, при глубоких ОС в широкой полосе частот усилитель может потерять устойчивость. Поэтому, когда такая опасность возникает, приходится принимать специальные меры для предотвращения самовозбуждения, которые сводятся, в основном, к уменьшению петлевого усиления.

Рассмотрим простейшие, но и наиболее широко применяемые на практике, повторители напряжения и тока, построенные на одном усилительном каскаде.

На рис. 3.1 показаны принципиальные схемы таких повторителей напряжения: *а* – эмиттерный (каскад с общим коллектором); *б* – истоковый (каскад с общим стоком).

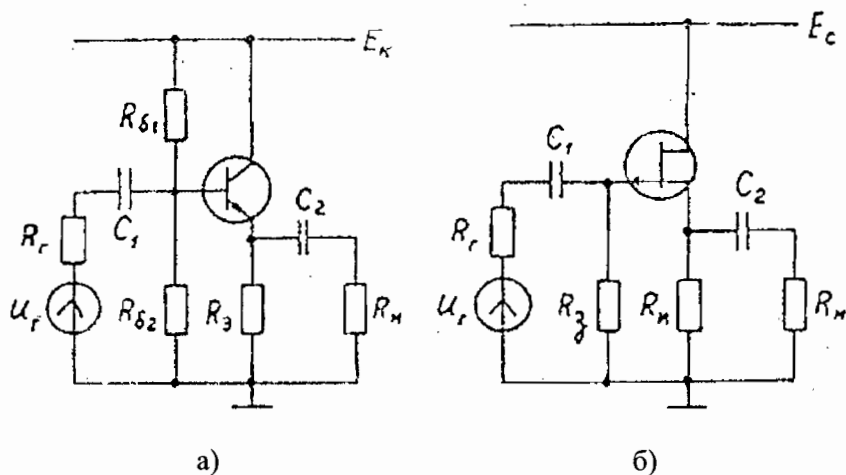
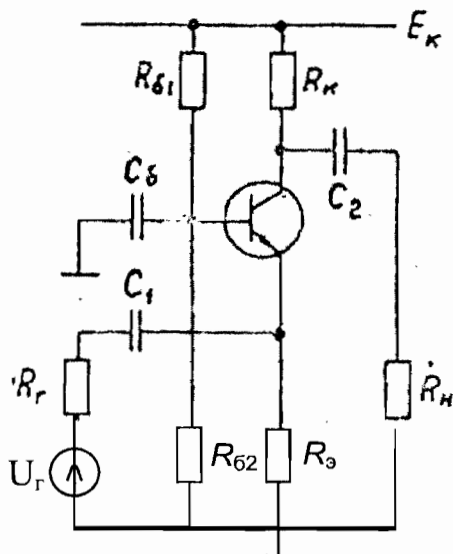


Рис. 3.1

Нетрудно показать, что каскады на рис. 3.1 могут быть представлены в виде структурной схемы на рис. 2:2, *а*, где каналом ПП является простейший каскад, а каналом ОП – двухпроводная ли-

ния, по которой все напряжение нагрузки ($-u_H$) попадает на вход. В этом случае говорят, что ОС стопроцентная.

а)



б)

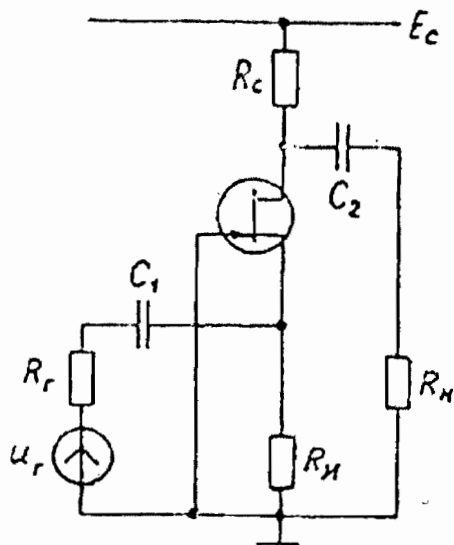


Рис. 3.2

На рис. 3.2 изображены принципиальные схемы простейших повторителей тока: *а* – каскад с общей базой; *б* – каскад с общим затвором. Эти каскады могут быть представлены в виде структурной схемы на рис. 2.2, *г*, которая подтверждает, что в них существует стопроцентная отрицательная ОС по току параллельного типа.

Таким образом, все качественные и количественные характеристики рассматриваемых каскадов можно получить, зная свойства простейших усилительных каскадов ОЭ и ОИ и основные положения теории ОС. Так, например, можно утверждать, что в повторителях напряжения входное сопротивление должно быть велико (так как ОС последовательная), выходное сопротивление – мало (так как ОС по напряжению). Коэффициент передачи по напряжению в этих схемах

$$K_{u\text{ос}} = \frac{K_{u\delta c}}{1 + K_{u\delta c}},$$

$K_{u\delta c}$ – коэффициент передачи каскада без ОС. Заметим, что поскольку в этих, схемах ОС стопроцентная, то коэффициент передачи капаля ОП равен 1.

Аналогичные выводы могут быть сделаны и для повторителей тока. Очевидно, что эти каскады по сравнению с каскадами ОЭ и ОИ обладают меньшим входным сопротивлением (так как ОС параллельного типа) и большим выходным (так как ОС по току). Коэффициент передачи по току $K_n = K_{i\delta c}/(1 + K_{i\delta c}) \approx 1$, где $K_{i\delta c}$ – коэффициент передачи каскада без ОС.

Более строгие количественные соотношения для основных параметров изучаемых повторителей в области средних частот сведены в табл. 3.1.

Глубокая отрицательная ОС, действующая в повторителях, повышает стабильность их характеристик, а также способствует уменьшению нелинейных искажений, а следовательно, повышению динамического диапазона.

По своим высокочастотным возможностям все повторители превосходят соответствующие простейшие каскады.

Приведем приближенные выражения для постоянной времени τ_n (с учетом емкости нагрузки C_n), характеризующей линейные искажения в области малых времен и высших частот.

Таблица 3.1

Схема	$R_{\text{ВХ.К}}$	$R_{\text{ВЫХ.К}}$	K_n
Рис. 3.1, а	$R_{\text{ВХ}} \parallel R_{\delta},$ $R_{\text{ВХ}} = r_{\delta} + (r_3 + R_{3.И})(1 + \beta),$ $R_{\delta} = R_{\delta 1} \parallel R_{\delta 2}$	$R_{\text{ВЫХ}} \parallel R_3,$ $R_{\text{ВЫХ}} = r_3 + \frac{r_{\delta} + R_{\Gamma.\delta}}{1 + \beta},$ $R_{\Gamma.\delta} = R_{\Gamma} \parallel R_{\delta}$	$\frac{R_{\delta}}{R_{\Gamma} + R_{\delta}} \frac{(1 + \beta)R_{3.И}}{r_{\delta} + R_{\Gamma.\delta} + (r_3 + R_{3.И})(1 + \beta)},$ $R_{3.И} = R_3 \parallel R_{И}$
Рис. 3.1, б	$R_{\text{ВХ}} \parallel R_3 = R_3$	$R_{\text{ВЫХ}} \parallel R_{И},$ $R_{\text{ВЫХ}} = \frac{r_{С.И}}{1 + sr_{С.И}}$	$\frac{R_3}{R_{\Gamma} + R_3} \frac{s(R_{И.И} \parallel r_{С.И})}{1 + s(R_{И.И} \parallel r_{С.И})},$ $R_{И.И} = R_{И} \parallel R_{И}$
Рис. 3.2, а	$R_{\text{ВХ}} \parallel R_3,$ $R_{\text{ВХ}} = r_3 + r_{\delta}(1 - \alpha)$	$R_{\text{ВЫХ}} \parallel R_{К},$ $R_{\text{ВЫХ}} = r_{К}(1 - \alpha\gamma_3),$ $\gamma_3 = \frac{r_{\delta}}{r_3 + R_{\Gamma.3} + r_{\delta}}$	$\frac{R_{\Gamma.3}}{R_{\Gamma.3} + R_{\text{ВХ}}} \propto \frac{R_{К}}{R_{К} + R_{И}},$ $R_{\Gamma.3} = R_{\Gamma} \parallel R_3$
Рис. 3.2, б	$R_{\text{ВХ}} \parallel R_{И},$ $R_{\text{ВХ}} = \frac{r_{С.И} + R_{С.И}}{1 + sr_{С.И}},$ $R_{С.И} = R_{С} \parallel R_{И}$	$R_{\text{ВЫХ}} \parallel R_{С},$ $R_{\text{ВЫХ}} = r_{С.И} + (1 + sr_{С.И})R_{С.И}$	$\frac{sR_{\Gamma.И}}{1 + sR_{\Gamma.И}} \frac{R_{С}}{R_{С} + R_{И}},$ $R_{\Gamma.И} = R_{\Gamma} \parallel R_{И}$

Для эмиттерного повторителя

$$\tau_n = \frac{\tau_\beta(1 + \kappa) + C_\kappa(1 + \beta)R_{ЭН} + C_H R_{ВН}(1 + \beta\kappa)}{F}, \quad (3.1)$$

где фактор ОС

$$F = 1 + \beta\kappa; \quad \kappa = R_{ЭН} / (R_{r\delta} + r_\delta).$$

Для истокового повторителя

$$\tau_n = C_{э.с}R_\Gamma + [C_{э.и}(R_\Gamma + R_{и.и}) + (C_{с.и} + C_и)R_{и.и}] / F, \quad (3.2)$$

где

$$F = 1 + SR_{и.и}.$$

Для каскада с общей базой

$$\tau_b = \frac{\tau_\alpha + (C_\kappa + C_H)(R_{к.н} + r_\delta \parallel R_{rэ})}{F}, \quad (3.3)$$

где

$$F = 1 - \alpha\gamma_э; \quad \gamma_э = r_\delta / (R_{r\delta} + r_\delta + r_э).$$

Для каскада с общим затвором

$$\tau_b = C_{э.и} \frac{R_{г.и}}{F} + (C_{э.с} + C_H)R_{с.и} + C_{с.и} \frac{R_{с.и} + R_{г.и}}{F}, \quad (3.4)$$

где

$$F = 1 + SR_{г.и}.$$

В большинстве случаев время нарастания фронта и верхнюю граничную частоту повторителей можно оценивать по приближенным формулам:

$$t_n = 2,2\tau_b; \quad f_b = 1 / 2\pi\tau_b.$$

Однако из-за запаздывания сигнала ОС в повторителях возможен колебательный режим. Более того, на высоких частотах при определенных комплексных нагрузках ОС также становится комплексной или даже положительной, что может привести к самовоз-

буждению повторителей. Сказанное прежде всего касается повторителей напряжения, в которых, как показывает анализ, может возникнуть отрицательная составляющая входного сопротивления. Самый простой способ предотвращения этого негативного явления – включение на вход повторителя некоторого гасящего сопротивления. Более точный анализ повторителей напряжения и тока в области малых времен дан в работах [4, 5].

Здесь же остановимся на важном практическом вопросе – так называемых динамических перегрузках повторителей, которые возникают при резких перепадах и больших амплитудах входного сигнала. Суть этого явления заключается в следующем. Из-за глубокой отрицательной ОС в области средних частот повторители способны передавать без искажений сигналы с достаточно большими амплитудами. Однако в области малых времен ОС (из-за ее запаздывания) не успевает отслеживать изменения входного сигнала и при значительной величине его амплитуды на какое-то время активный элемент перегружается и может выйти из линейного режима (отсечка, насыщение), в результате чего выходной импульс сильно искажается. Для предотвращения динамических перегрузок необходимо правильно выбирать как тип транзистора, так и его рабочую точку. Проиллюстрируем на простом примере эмиттерного повторителя возможный подход к данной задаче.

Предположим, что на вход повторителя поступает импульс с амплитудой U_m и временем нарастания фронта $t_{н.вх} = 2,2\tau_{вх}$. Тогда, считая, что повторитель описывается передаточной функцией первого порядка с постоянной времени τ_n [см. формулу (3.1)], можно записать следующее операторное выражение для тока эмиттера транзистора:

$$I_3(p) = \frac{1 + p\tau_n}{(1 + p\tau_B)(1 + p\tau_{вх})}, \quad (3.5)$$

где

$$I_{3, \max} = U_m K_n / R_{э.н}; \quad \tau_n = R_{э.н} C_n.$$

Исследуя оригинал выражения (3.5), нетрудно получить условие существования максимума тока эмиттера:

$$\tau > \max\{\tau_B, \tau_{вх}\}. \quad (3.6)$$

Откуда максимальный ток эмиттера

$$I_{\text{э max}} = I_{\text{эм}} \left[1 + \left(\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{н}} - \tau_{\text{в}}} \right)^{\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{в}} - \tau_{\text{вх}}}} \left(\frac{\tau_{\text{н}} - \tau_{\text{вх}}}{\tau_{\text{вх}}} \right)^{1 + \frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{в}} - \tau_{\text{вх}}}} \right]. \quad (3.7)$$

При выполнении условия (3.6) по формуле (3.7) рассчитывают максимальный бросок тока эмиттера и далее выбирают начальный режим по постоянному току и тип транзистора так, чтобы этот бросок не вывел транзистор из активной области. В простейших повторителях напряжения и тока, как это видно из формул табл. 3.1, значения их важнейших параметров часто ограничиваются значениями пассивных элементов схемы. Так, в эмиттерном повторителе (см. рис. 3.1, а) сопротивления цепи базы $R_{\delta 1}$ и $R_{\delta 2}$ заметно ограничивают величину входного сопротивления. В схеме истокового повторителя (см. рис. 3.1, б) из-за недостаточно высокой крутизны активного элемента не удастся получить большой фактор ОС F , так как сопротивление резистора $R_{\text{и}}$ естественным образом ограничено напряжением источника питания $E_{\text{с}}$. В простейших повторителях тока не удастся реализовать большое выходное сопротивление из-за шунтирования выходной цепи каскадов резисторами $R_{\text{к}}$ и $R_{\text{с}}$ (см. рис. 3.2).

Один из эффективных способов устранения влияния пассивных элементов схем — введение динамических нагрузок. Этот способ широко применяется на практике, особенно в интегральной схемотехнике.

Примеры применения динамических нагрузок в истоковом повторителе и каскаде с общей базой показаны соответственно на рис. 3.3 и 3.4. На первом из них благодаря динамической нагрузке (каскад на транзисторе V_2) сопротивление ОС составляет величину, равную выходному сопротивлению каскада ОБ

$$R_{\text{вых}} = r_{\text{кб}} [1 + \beta r_3 / (r_3 + r_{\delta})].$$

Заметим, что для реализации такого высокоомного сопротивления не требуется применения высоковольтных источников питания. Сказанное относится и к схеме на рис. 3.4.

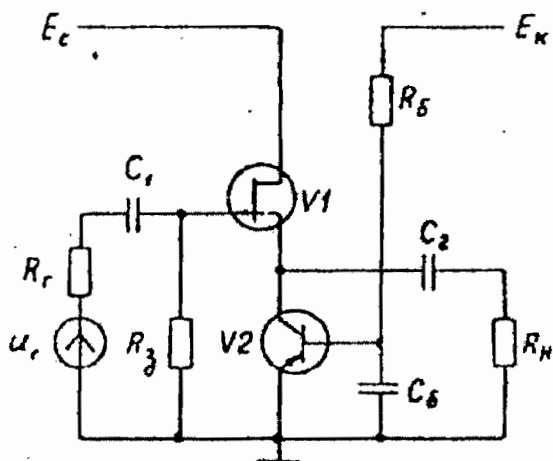


Рис. 3.3

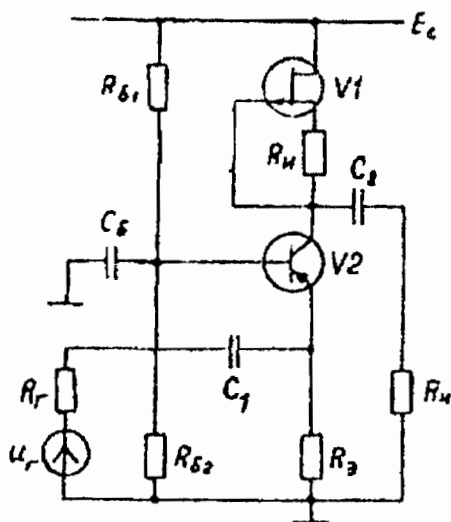


Рис. 3.4

С помощью небольшого усложнения входной цепи эмиттерного и истокового повторителей можно заметно уменьшить влияние режимных сопротивлений в этих каскадах и таким образом резко увеличить их входное сопротивление.

Глава 4

ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Импульсные усилители предназначены для усиления импульсных сигналов без заметных искажений их формы.

Скорость изменения импульсных сигналов может быть как очень большой (теоретически ∞ – фронт прямоугольного импульса), так и очень малой (теоретически 0 – плоская вершина прямоугольного импульса). Поэтому линейные искажения импульса удобнее анализировать и определять по отдельности: в области малых времен (фронт, задержка, выбросы на вершине импульса) и в области больших времен (спад плоской вершины). Соответственно, существуют и разные способы уменьшения линейных искажений в этих областях.

Так, в области малых времен линейные искажения можно уменьшить, используя высокочастотные активные элементы, корректирующие цепи, согласующие трансформаторы, каскадные схемы, каскады распределенного усиления, местные и общие обратные связи и др.

В области больших времен линейные искажения принципиально можно устранить полностью, исключив разделительные и блокирующие элементы, т.е. реализовав усилитель постоянного тока. Однако при этом необходимо будет преодолеть целый ряд трудностей, связанных с согласованием каскадов по постоянному току, дрейфом нуля, стабильностью характеристик и т.д. На практике часто предпочитают иной путь: применяют низкочастотные корректирующие цепи или отрицательные обратные связи, способные значительно уменьшить искажения в области больших времен.

Помимо минимизации линейных искажений к импульсным усилителям предъявляется и целый ряд других требований, прежде всего требования стабильности их характеристик. Не случайно поэтому в импульсных усилителях широко используются ОС.

Традиционное построение схем импульсных усилителей заключается в каскадировании отдельных усилительных секций, каждая из которых, как правило, обладает небольшим коэффициентом усиления, но охвачена глубокой отрицательной ОС. Число каскадов в усилительной секции обычно не более двух, так как при большем их числе секция с ОС, а следовательно, и усилитель в целом может потерять устойчивость.

Весьма перспективным способом соединения отдельных импульсных каскадов и секций является способ, основанный на согласовании импедансов. Он способствует уменьшению взаимного влияния каскадов, понижению чувствительности коэффициентов передачи к дестабилизирующим факторам. В соответствии с этим способом низкоомный выход предыдущего каскада (секции) соединяется с высокоомным входом последующего (согласование по напряжению) или, наоборот, высокоомный выход предыдущего каскада соединяется с низкоомным входом последующего (согласование по току). Такие соединения позволяют нейтрализовать действия паразитных реактивностей в межкаскадных цепях: емкости нйтрализуются с помощью низкоомного импеданса, а индуктивности – с помощью высокоомного импеданса.

Большинство усилительных каскадов или секций в области малых времен может быть описано передаточной функцией (2.3), которая определяется некоторой эквивалентной постоянной времени τ и коэффициентом режима m . Выражения для τ и m применительно к двухкаскадным секциям приведены в гл. 2 [см. формулы (2.4) и (2.5)].

В зависимости от корней характеристического уравнения

$$p^2\tau^2m + p\tau + 1 = 0 \quad (4.1)$$

в схемах возможны следующие режимы переходного процесса:

апериодический ($m < 0,25$), когда корни уравнения (4.1) действительны, но не равны друг другу;

критический ($m = 0,25$), когда корни действительны и равны между собой;

колебательный ($m > 0,25$), когда корни становятся комплексно-сопряженными величинами.

В аperiodическом и критическом режимах нормированная переходная характеристика соответственно имеет вид

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2m\tau}} \left(\operatorname{ch} \frac{t \sqrt{1-4m}}{\tau \cdot 2m} + \frac{1}{\sqrt{1-4m}} \operatorname{sh} \frac{t \sqrt{1-4m}}{\tau \cdot 2m} \right),$$

$$h(t) = 1 - e^{-2\frac{t}{\tau}} \left(1 + 2\frac{t}{\tau} \right).$$

Заметим, что критический режим представляет собой предельный случай аperiodического режима.

Поскольку в этих режимах переходная характеристика монотонная, то время нарастания фронта можно оценивать по приближенной формуле:

$$t_H = 2,2\tau\sqrt{1-2m}.$$

В колебательном режиме нормированная переходная характеристика

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2m\tau}} \left(\cos \frac{t \sqrt{4m-1}}{\tau \cdot 2m} + \frac{1}{\sqrt{4m-1}} \sin \frac{t \sqrt{4m-1}}{\tau \cdot 2m} \right).$$

В этом режиме в переходной характеристике возникают затухающие колебания, которые приводят к образованию выбросов на ее вершине. Первый из них, наибольший по амплитуде, определяется формулой:

$$\varepsilon = \exp(-\pi / \sqrt{4m-1}).$$

Время нарастания фронта в этом режиме может быть оценено по приближенному соотношению:

$$t_H = \tau(\sqrt{m} + \pi / 4).$$

Появление выбросов в переходной характеристике усилителей с ОС объясняется эффектом ее запаздывания. Для того, чтобы уменьшить это запаздывание, необходимо один из каскадов (если это возможно) сделать более высокочастотным, или, как говорят, сделать постоянные времени каскадов резко различными по вели-

чине. Другой путь заключается в искусственном ускорении передачи сигнала ОС с помощью корректирующих элементов. Как правило, при резистивной цепи ОС вводятся два элемента коррекции (обычно конденсаторы), когда один из них ускоряет сигнал ОС, а другой, наоборот, вызывает запаздывание. При некотором оптимальном сочетании номиналов элементов коррекции удастся получить переходные характеристики, удовлетворяющие заданным требованиям. Следует, однако, иметь в виду, что при наличии элементов коррекции порядок передаточной функции возрастает и в общем случае уже нельзя пользоваться выражением (2.3).

При построении импульсных усилителей на основе современных интегральных операционных усилителей (ОУ) наиболее эффективным путем формирования необходимой переходной характеристики при достаточной глубине ОС является путь, основанный на применении каскадов (в данном случае под каскадом понимается ОУ) с резко различающимися по величине постоянными времени.

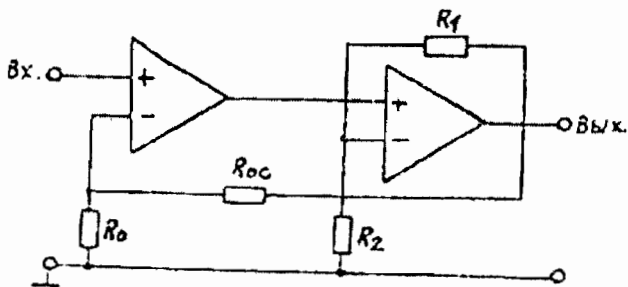


Рис. 4.1

Рассмотрим конкретный пример. На рис. 4.1 показан усилитель, выполненный на двух каскадно-соединенных ОУ, каждый из которых характеризуется своим коэффициентом усиления $K_{1\delta c}$ и $K_{2\delta c}$ и постоянной времени в области малых времен τ_1 и τ_2 . В усилителе введена общая отрицательная последовательная ОС по напряжению за счет резисторов R_{oc} и R_0 , причем коэффициент передачи канала ОП $K_{u_{оп}} = \gamma = R_0 / (R_0 + R_{oc})$. Кроме того, второй каскад охвачен местной отрицательной ОС по напряжению параллельного типа за счет резисторов R_1 и R_2 , причем в этом случае коэффициент передачи канала ОП $K_{u_{м.оп}} = \gamma_m = R_2 / (R_1 + R_2)$.

Благодаря местной ОС коэффициент усиления и постоянная времени второго каскада определяются следующими выражениями:

$$K_{2\delta c.м} = K_{2\delta c} / F_m, \quad \tau_{2м} / F_m,$$

где глубина местной ОС $F_m = 1 + \gamma_m K_{2\delta c}$. Таким образом, за счет местной ОС, при достаточной ее глубине F_m , удается обеспечить неравенство $\tau_1 \gg \tau_{2м}$.

Глубина общей ОС F и коэффициент режима m для рассматриваемого усилителя могут быть записаны в следующем виде

$$F = 1 + \gamma K_{1\delta c} K_{2\delta c.м}; \quad m = \frac{F}{2 + \frac{\tau_1}{\tau_{2м}} + \frac{\tau_{2м}}{\tau_1}}.$$

Анализ последней формулы подтверждает, что монотонная переходная характеристика ($m \leq 0,25$) при достаточной глубине F реализуется только при условии $\tau_1 \gg \tau_{2м}$ или $\tau_1 \ll \tau_{2м}$. В рассмотренном примере выполнено первое неравенство.

Если усилитель на рис. 4.1 построен на идентичных ОУ ($K_{1\delta c} = K_{2\delta c}$, $\tau_1 = \tau_2$), то при $F_m \gg 1$ и $F \gg 1$ коэффициент режима

$$m = \frac{(1 + R_1 / R_2)^2}{K_u},$$

где K_u – заданный коэффициент усиления всего усилителя. Последняя формула позволяет рассчитать цепь ОС при заданных K_u и m .

В данном пособии изучаются две распространенные на практике усилительные секции. Одна из них выполнена на полевых транзисторах, включенных по каскадной схеме (рис. 4.2), и содержит цепь отрицательной ОС по напряжению последовательного типа. Другая секция выполнена на биполярных транзисторах (рис. 4.3) и содержит цепь отрицательной ОС по току параллельного типа.

Приведем основные соотношения, характеризующие работу секции на рис. 4.2, в различных временных интервалах.

Коэффициент усиления по напряжению, входное и выходное сопротивления для области средних времен определяются выражениями:

$$K_u = K_{u \delta c} / F; R_{вх} \approx R_{31}; R_{вых} = R_{вых. \delta c} / F^\infty,$$

где коэффициент усиления без ОС

$$K_{u \delta c} = \frac{S_1 R_{c1}}{1 + S_1 R_0 \parallel R_{oc}} S_2 R_{c2} \parallel R_H \parallel (R_{oc} + R_0),$$

выходное сопротивление без ОС

$$R_{вых. \delta c} = R_{c2} \parallel (R_0 + R_{oc}),$$

фактор ОС

$$F = 1 + \gamma K_{u \delta c}; F^\infty = F(R_H = \infty),$$

коэффициент передачи канала ОП

$$\gamma = R_0 / (R_0 + R_{oc}).$$

Для области малых времен для расчета необходимы следующие параметры:

коэффициент режима

$$m = \frac{\tau_1 \tau_2 F}{(\tau_1 + \tau_2)^2},$$

эквивалентная постоянная времени

$$\tau = (\tau_1 + \tau_2) / F,$$

постоянные времени первого и второго каскадов

$$\tau_1 = R_{c1} C_{вых1}; \tau_2 = [R_{c2} \parallel R_H \parallel (R_{oc} + R_0)] C_{вых2},$$

где $C_{вых1}$ и $C_{вых2}$ – суммарные паразитные емкости на выходе первого и второго каскадов.

В данном усилителе высокочастотная коррекция осуществляется с помощью ускоряющего C_{oc} и замедляющего C_0 конденсаторов, емкости которых обычно подбирают из соотношения:

$$R_0 C_0 = R_{oc} C_{oc} = \tau_1, \quad (4.2)$$

реализующего компенсирующий делитель в цепи ОС.

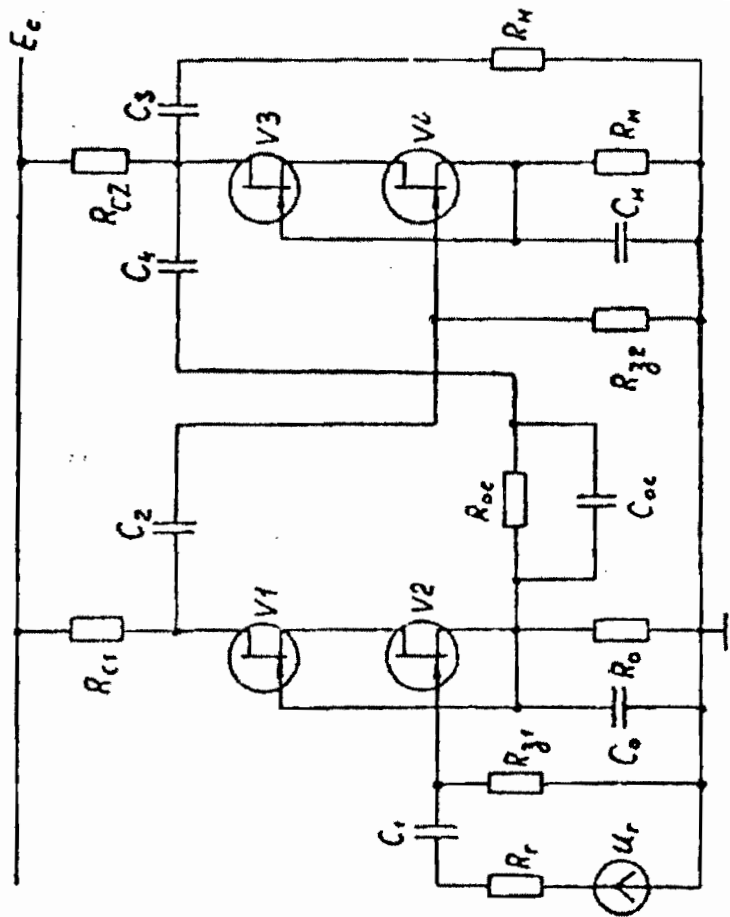


Рис. 4.2

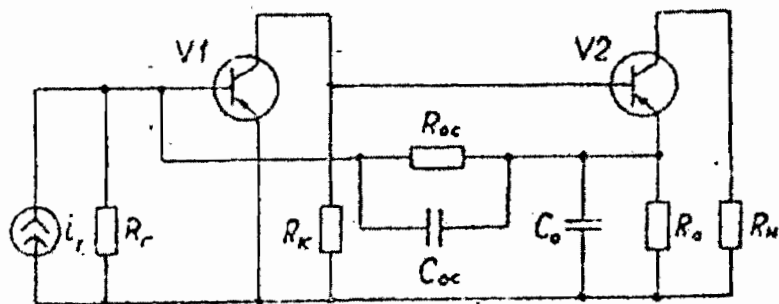


Рис. 4.3

В области больших времен спад плоской вершины импульса характеризуется постоянной

$$\tau_{\text{эКВ}} = \left(\frac{1}{\tau_{c1}} + \frac{1}{\tau_{c2}} + \frac{1}{\tau_{c3}} + \frac{1}{\tau_{cu}} \right)^{-1},$$

где

$$\tau_{c1} = C_1(R_r + R_{31}); \quad \tau_{c2} = C_2 R_{32} F;$$

$$\tau_{c3} = C_3 \left[R_H + \frac{R_{c2} \parallel (R_{oc} + R_0)}{F^\infty} \right]; \quad \tau_{cu} = C_H \frac{R_H}{1 + S_2 R_H} F.$$

Как следует из последних формул, постоянные времени, охваченные ОС, увеличиваются в F раз. Физически это означает, что спад плоской вершины, возникающий за счет накопления заряда на разделительных и блокирующих конденсаторах, проявляется на выходе схемы в виде некоторого искажающего сигнала, который, попадая под контроль отрицательной ОС, уменьшается в F раз. Естественно, что этот вывод справедлив только для тех реактивных элементов, которые охватываются ОС. В рассмотренном случае – это C_2 и C_u .

Разделительный конденсатор C_4 в цепи ОС может выполнять и функцию низкочастотной коррекции (коррекция спада плоской вершины). Действительно, при накоплении заряда на C_4 за время действия входного импульса, ток, протекающий через C_4 , уменьшается и, следовательно, глубина ОС также уменьшается, что и приводит к увеличению усиления, компенсирующего спад плоской вершины.

Глава 5

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Активные фильтры на основе операционных усилителей применяются в различных областях современной техники. Их основными достоинствами являются простота, малые габариты, технологичность, высокая надежность.

В зависимости от вида АЧХ фильтра, последние подразделяются на фильтры низких частот (ФНЧ), фильтры высоких частот (ФВЧ) и полосовые фильтры, к которым относятся и селективные (резонансные) фильтры.

В настоящее время достаточно хорошо развита теория синтеза таких фильтров, суть которой заключается в следующем.

В соответствии с техническим заданием сначала выбирается физически реализуемая аппроксимация АЧХ фильтра. При этом важно обеспечить заданную неравномерность АЧХ в полосе пропускания и необходимое затухание характеристики в полосе заграждения, т.е. в той области частот, которую фильтр не пропускает. Выбор аппроксимации производится для прототипа, в качестве которого выбирается ФНЧ с заданными затуханием, неравномерностью и частотой среза $f_{\text{ср}}$, на которой коэффициент передачи уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его значением K_{max} на частоте $f=0$.

Если требуется синтезировать ФВЧ, то после получения прототипа делается преобразование $q - 1/q$, где q – нормированный оператор Лапласа, связанный с истинным оператором p соотношением: $q = p/2\pi f_{\text{ср}}$.

Если требуется получить полосовой фильтр, то необходимо осуществить преобразование вида $q - (1/\Delta\Omega)(q + 1/q)$, где $\Delta\Omega$ – нормированная полоса пропускания фильтра.

В обобщенном виде передаточная функция ФНЧ имеет вид

$$H(p) = \frac{K_{\max}}{\prod_{j=1}^n (1 + \alpha_j q + \beta_j q^2)}, \quad (5.1)$$

где α_j и β_j – безразмерные коэффициенты, причем $\alpha_j > 0$,

$\beta_j \geq 0$, $j = 1, 2, \dots, n$, а число $N = \sum_{j=1}^n \frac{3 - (-1)^{\text{sign} \beta_j}}{2}$ называется по-

рядком фильтра. Напомним, что функция $\text{sign } x$ определяется следующим образом:

$$\text{sign } x = \begin{cases} 1 & \text{при } x > 0, \\ 0 & \text{при } x = 0, \\ -1 & \text{при } x < 0. \end{cases}$$

Существует несколько видов аппроксимации АЧХ фильтров, для каждого из которых коэффициенты α_j и β_j принимают конкретные значения. Каждый вид аппроксимаций имеет свои достоинства и недостатки. Наибольшее распространение получили аппроксимации (фильтры) Чебышева, Баттерворта и Бесселя. Так, фильтр Чебышева при заданном затухании имеет наименьший порядок, фильтр Баттерворта для заданного порядка имеет максимально плоскую АЧХ, но фильтр Чебышева обладает большей неравномерностью АЧХ в полосе пропускания, а фильтр Баттерворта – худшим затуханием при одном и том же порядке. Фильтр Бесселя, имея худшие частотные характеристики (при одинаковом порядке) по сравнению с фильтрами Чебышева и Баттерворта, обладает лучшими переходными характеристиками. Выбор того или иного типа аппроксимации зависит от конкретных условий и цели разработки.

В табл. 5.1 приведены значения коэффициентов передаточных функций для ФНЧ Чебышева, Баттерворта и Бесселя до третьего порядка включительно. Причем для фильтров Чебышева коэффициенты рассчитываются с учетом неравномерности АЧХ, под которой понимается отношение:

$$\varepsilon = 20 \lg \left(\frac{|H(j\omega)|_{\max}}{|H(j\omega)|_{\min}} \right) [\text{дБ}], \quad 0 \leq \omega \leq \omega_{\text{ср}},$$

где $|H(j\omega)|_{\max}^{\min}$ рассчитываются из условия $\frac{d|H(j\omega)|}{d\omega} = 0$.

Таблица 5.1

Тип фильтра	Порядок фильтра N	Номер множителя в (5.1) j	α_j	β_j
Чебышева $\varepsilon = 0,5$ дБ	1	1	1,0	0
	2	1	1,3614	1,3827
	3	1	1,8636	0
		2	0,6402	1,1931
Чебышева $\varepsilon = 3$ дБ	1	1	1,0	0
	2	1	1,0650	1,9305
	3	1	3,3496	0
		2	0,3559	1,1923
Баттлерворта	1	1	1,0	0
	2	1	1,4142	1,0000
	3	1	1,0000	0
		2	1,0000	1,0000
Бесселя	1	1	1,0	0
	2	1	1,3617	0,6180
	3	1	0,7560	0
		2	0,9996	0,4772

После получения окончательной передаточной функции фильтра, которая, как следует из вышесказанного, представляется в виде произведения элементарных функции первого или второго порядков, производится синтез фильтра.

Существуют два основных способа синтеза. Первый, традиционный, основан на каскадировании элементарных звеньев первого и второго порядков в соответствии с передаточной функцией. Второй способ, более сложный, заключается в создании структуры, состоящей из нескольких интеграторов (в соответствии с требуемым порядком фильтра), охваченных множеством обратных связей различного типа. Характеристики таких фильтров оказываются менее чувствительными к разбросу параметров элементов схемы.

В данном пособии изучаются элементарные звенья второго порядка, предназначенные для синтеза фильтров по первому способу.

Существуют три основных типа звеньев второго порядка: звено ФНЧ, звено ФВЧ и селективное (или избирательное) звено. Эти звенья, выполненные на основе интегральных операционных усилителей, представлены соответственно на рис. 5.1.

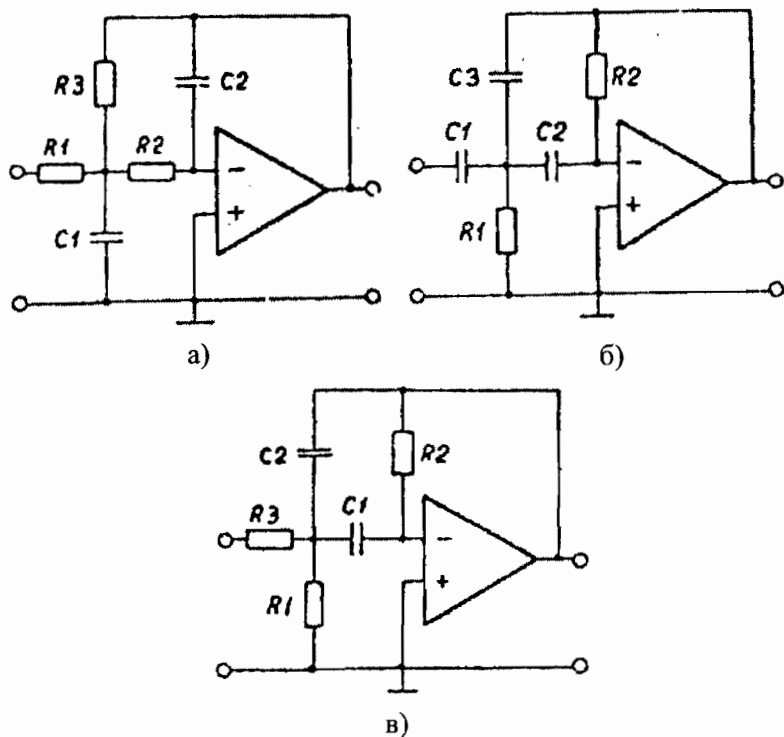


Рис. 5.1

Передаточная функция схемы на рис. 5.1, *a* может быть записана в следующем виде

$$H(q) = - \frac{R_3 / R_1}{q^2 \omega_{\text{cp}}^2 C_1 C_2 R_2 R_3 + q \omega_{\text{cp}} C_2 (R_2 + R_3) \left(\frac{R_2 \parallel R_3}{R_1} + 1 \right) + 1}. \quad (5.2)$$

Здесь и далее знак минус указывает на инверсию сигнала. Из выражений (5.1) и (5.2) следует:

$$\begin{aligned} K_{\text{max}} &= R_3 / R_1; \\ \alpha_1 &= 2\pi f_{\text{cp}} C_2 (R_2 + R_3) \left(\frac{R_2 \parallel R_3}{R_1} + 1 \right); \\ \beta_1 &= 4\pi^2 f_{\text{cp}}^2 C_1 C_2 R_2 R_3. \end{aligned}$$

Таким образом, при заданной аппроксимации (α_1, β_1) , частоте среза f_{cp} и K_{max} можно получить:

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{2\pi f_{\text{cp}} R_2} \frac{\beta_1}{\alpha_1} \frac{1 + K_{\text{max}}(1 + \lambda)}{K_{\text{max}} \lambda}; \\ C_2 &= \frac{1}{2\pi f_{\text{cp}} R_2} \frac{\alpha_1}{1 + K_{\text{max}}(1 + \lambda)}; \\ R_3 &= \lambda K_{\text{max}} R_2, \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

где $\lambda = R_1 / R_2$.

Задаваясь значениями R_2 и λ , по формулам (5.3) легко найти номиналы всех остальных элементов фильтра. Причем, как следует из выражений (5.3), чем больше λ , тем меньше значения C_1 и C_2 .

Как отмечалось выше, одним из способов физической реализации ФВЧ является дуальное преобразование схемы ФНЧ, в соответствии с которым емкости заменяются на сопротивления, а сопротивления – на емкости. Осуществляя данные замены в формуле (5.2), т.е. $q \rightarrow 1/q$, $R_1 \rightarrow 1/\omega_{\text{cp}} C_1$, $R_2 \rightarrow 1/\omega_{\text{cp}} C_2$ и $R_3 \rightarrow 1/\omega_{\text{cp}} C_3$, получаем передаточную функцию схемы на рис. 5.1, *б*:

$$H(q) = \frac{q^2 \frac{C_1}{C_3}}{q^1 + q \frac{C_1 + C_2 + C_3}{\omega_{cp} R_2 C_2 C_3} + \frac{1}{\omega_{cp}^2 C_2 C_3 R_1 R_2}}. \quad (5.4)$$

Из выражений (5.2) и (5.4) следует:

$$K_{\max} = C_1 / C_3;$$

$$\alpha_1 = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{2\pi f_{cp} C_2 C_3 R_2}; \quad \beta_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_{cp}^2 C_2 C_3 R_1 R_2},$$

где α_1 и β_1 те же, что и в формуле (5.2).

Из приведенных выражений при заданных f_{cp} , K_{\max} и аппроксимации (α_1, β_1) можно получить:

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{2\pi f_{cp} R_1} \frac{K_{\max}}{1 + K_{\max}} \frac{\alpha_1 / \beta_1 + \kappa}{2}; \\ C_2 &= \frac{1}{2\pi f_{cp} R_1} \frac{\alpha_1 / \beta_1 - \kappa}{2}; \\ C_3 &= \frac{1}{2\pi f_{cp} R_1} \frac{\alpha_1 / \beta_1 + \kappa}{2(1 + K_{\max})}, \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$

где $\kappa = \sqrt{(\alpha_1 / \beta_1)^2 - 4\lambda(1 + K_{\max})} / \beta_1$; $\lambda = R_1 / R_2$.

Для того, чтобы при заданной аппроксимации было возможно указанное преобразование схемы на рис. 5.1, а в схему на рис. 5.1, б, необходимо, как это следует из выражений (5.5), выполнить условия:

$$\lambda \leq \frac{\alpha_1^2}{4\beta_1(1 + K_{\max})}. \quad (5.6)$$

Таким образом, задаваясь R_1 и λ , по формулам (5.5) и с учетом неравенства (5.6) находят номиналы всех элементов фильтра. Можно, например, положить $\lambda = \alpha_1^2 / [4\beta_1(1 + K_{\max})]$, тогда

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{2\pi f_{cp} R_1} \frac{K_{max}}{1 + K_{max}} \frac{\alpha_1}{2\beta_1}; & C_2 &= \frac{1}{2\pi f_{cp} R_1} \frac{\alpha_1}{2\beta_1}; \\ C_3 &= \frac{1}{2\pi f_{cp} R_1} \frac{\alpha_1}{2\beta_1(1 + K_{max})}; & R_2 &= R_1 \frac{4\beta_1(1 + K_{max})}{\alpha_1^2}; \end{aligned} \right\} \quad (5.7)$$

Расчет по формулам (5.7) имеет то преимущество, что при $K_{max} \gg 1$ суммарная емкость фильтра $C = C_1 + C_2 + C_3$ минимальна.

Селективный фильтр на рис. 5.1, в является комбинацией двух предыдущих, его передаточная функция имеет вид

$$H(q) = \frac{q\omega_p C_1 R_2 (R_1 \parallel R_3) / R_3}{1 + q\omega_p (C_1 + C_2)(R_1 \parallel R_3) + q^2 \omega_p^2 C_1 C_2 R_2 (R_1 \parallel R_3)}, \quad (5.8)$$

$$Q = 0,5 \sqrt{R_2 / (R_1 \parallel R_3)}.$$

Помимо резонансной частоты f_p (или ω_p) селективные фильтры характеризуются коэффициентом усиления на этой частоте $K_{рез}$ и добротностью $Q = f_p / \Delta f$, где Δf – полоса пропускания фильтра, определяемая по уровню $K_{рез} / \sqrt{2}$. Из выражения (5.8) нетрудно получить:

$$\left. \begin{aligned} f_p &= 1 / 2\pi C \sqrt{R_2 (R_1 \parallel R_3)}; \\ K_{рез} &= \frac{C_1}{C_1 + C_2} \frac{R_2}{R_3}; & Q &= \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_1 + C_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}}. \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

Из формул (5.9) следует, что наилучшие параметры получаются при $C_1 = C_2 = C$. Тогда

$$f_p = 1 / 2\pi C \sqrt{R_2 (R_1 \parallel R_3)};$$

$$K_{рез} = 0,5 R_2 / R_3;$$

$$Q = 0,5 \sqrt{R_2 / (R_1 \parallel R_3)}.$$

Откуда

$$\left. \begin{aligned} C &= \frac{1}{4\pi f_p R_1 Q (1 - K_{\text{рез}} / 2Q^2)}; \\ R_2 &= 2(2Q^2 - K_{\text{рез}})R_1; \quad R_3 = (2Q^2 / K_{\text{рез}} - 1)R_1. \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

Формулы (5.10) позволяют при заданных f_p , Q , $K_{\text{рез}}$ и R_1 полностью рассчитать фильтр. При этом следует иметь в виду, что сопротивления R_2 и R_3 (при достаточно больших Q) получаются во много раз больше сопротивления R_1 . Поэтому, чтобы резисторы R_2 и R_3 не оказались слишком больших номиналов, приходится ограничивать сверху величину R_1 ; в то же время сопротивление R_1 необходимо ограничивать и снизу, так как в противном случае произойдет чрезмерное увеличение емкости C .

Глава 6

ЭЛЕКТРОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Основные функции электронных стабилизаторов следующие.

1. Стабилизация выходного напряжения по фактору нестабильности входного напряжения $U_{вх}$.
2. Стабилизация выходного напряжения по фактору нестабильности тока нагрузки I_n , изменяющегося в процессе работы в диапазоне от 0 до $I_{n \max}$ (сотни мА, единицы А).
3. Сглаживание пульсаций выходного напряжения, которые после фильтра часто превышают допустимые значения.

По принципу действия различают стабилизаторы параметрические, компенсационные и импульсные.

Работа параметрических стабилизаторов основана на особенности В-А характеристик некоторых пассивных полупроводниковых приборов (опорный диод, стабилитрон и др.). Несмотря на структурную простоту этих устройств, нагрузочные и энергетические характеристики последних исключают применение их в качестве самостоятельных источников питания (за редким исключением). В сочетании с активной схемой эмиттерного повторителя, существенно улучшающей нагрузочную способность, параметрические стабилизаторы используются как эталонные вспомогательные источники напряжения в различных устройствах (компенсационные стабилизаторы, компараторы напряжения и пр.).

Рассмотрим более подробно стабилизаторы компенсационные и импульсные.

Стабилизаторы компенсационного типа. Эти стабилизаторы аналогового непрерывного действия с глубокими обратными связями структурно делятся на стабилизаторы последовательного и параллельного типа. В стабилизаторах последовательного типа регулируемый элемент включается последовательно с нагрузкой и, таким образом, ток нагрузки I_n практически равен току регулирующего элемента I_p (проходного транзистора), а изменение на-

пряжения на регулирующем элементе U_p компенсирует изменение выходного напряжения U_n , так что $U_{вх} = U_p + U_n$.

В стабилизаторах параллельного типа регулирующий элемент и нагрузка включены параллельно, так что $U_p = U_n$, входной ток схемы $I_{вх} = I_p + I_n$, а компенсация изменений выходного напряжения происходит за счет изменения тока I_p регулирующего элемента. Вследствие этого $I_p \geq I_{n \max}$ и при $I_n \approx 0$, $I_p \approx I_{n \max}$, т.е. в отсутствие тока нагрузки регулирующий элемент потребляет максимальную мощность, и, так как входное напряжение может быть подключено только через пассивное сопротивление (балластное сопротивление), происходит постоянное рассеивание энергии на этом сопротивлении $P_{рас} = (U_{вх} - U_n)I_{вх}$. Эти существенные недостатки сдерживают применение параллельных стабилизаторов. Единственным достоинством их является структурная защита от коротких замыканий на выходе, а стабилизаторы последовательного типа обязательно содержат специальные схемы защиты от коротких замыканий. Ввиду вышесказанного стабилизаторы параллельного типа не выпускаются в интегральном исполнении, в то время как стабилизаторы последовательного типа представлены довольно широкой номенклатурой серией 142ЕН1-ЕН10. Параметры, характеризующие качество интегральных стабилизаторов, указываются в виде справочных данных:

1) коэффициент неустойчивости по напряжению $K_v = \frac{\Delta U_n / U_n}{U_{вх}}$ [%/В] – характеризует стабилизирующие свойства по отношению к входному напряжению;

2) коэффициент неустойчивости по току $K_I = \left. \frac{\Delta U_n}{U_n} \right|_{\Delta I_n = \text{const}}$ [%] – характеризует стабилизирующие свойства по выходу от изменения тока нагрузки;

3) коэффициент сглаживания пульсаций $K_{сгл} = \frac{U_{вх.пульс}}{U_{н.пульс}}$ или (чаще всего) $K_{сгл} = 20 \lg \frac{U_{вх.пульс}}{U_{н.пульс}}$ [дБ].

Структурная схема стабилизаторов последовательного типа представлена на рис. 6.1.

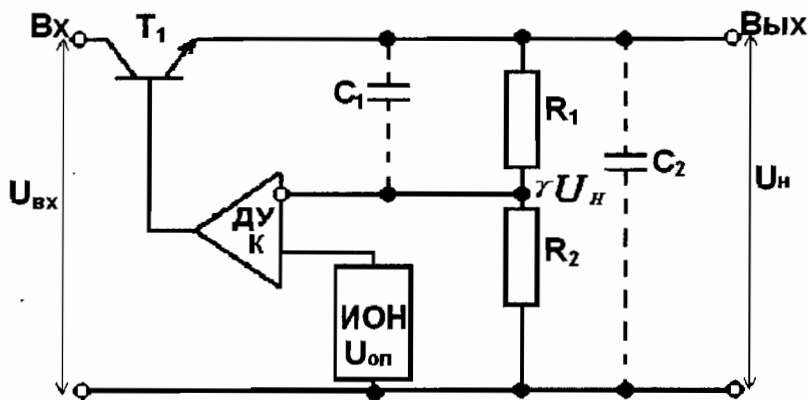


Рис. 6.1

Реальная схема сложнее из-за вспомогательных цепей и схем защиты от коротких замыканий. Главная структура остается одинаковой для всех схем последовательного типа. Регулирующий элемент (проходной транзистор T_1) включен последовательно с нагрузкой и управляется сигналом обратной связи (ОС), поступающей с выхода дифференциального усилителя (ДУ) с коэффициентом усиления K . Неинвертирующий вход ДУ находится под постоянным напряжением $U_{оп}$, которое получается на выходе источника опорного напряжения (ИОН), реализованного, как правило, с помощью параметрического стабилизатора с большим коэффициентом стабилизации.

Таким образом, в петлю обратной связи схемы входит делитель напряжения R_1 - R_2 , дифференциальный усилитель ДУ и сам транзистор T_1 .

Выведем уравнение регулировки стабилизатора.

Непосредственно, обойдя контур ОС, получаем $(U_{оп} - \gamma U_H)K - U_{\delta.э} = U_H$, откуда $U_H = U_{оп} \frac{K}{1 + \gamma K} - \frac{U_{\delta.э}}{1 + \gamma K}$, где

$$\gamma = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

В стабилизаторах напряжения обратная связь должна быть очень глубокой, т.е. $\gamma K \gg 1$, что обуславливается требованиями, предъявленными к источникам питания – высокая стабильность и предельно малое выходное сопротивление ($R_{вых}$). Вследствие этого факторы неустойчивости, проявляющиеся в изменении напряжения $U_{\delta.э}$, подавляются и тогда справедливо равенство

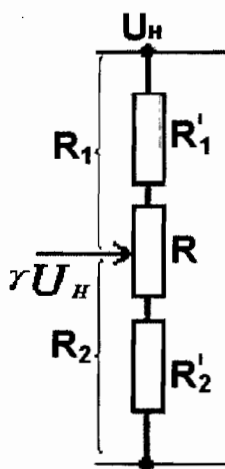
$$U_H \approx \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{оп}. \quad (6.1)$$

Это и есть искомое уравнение регулировки.

Из формулы (6.1) можно сделать следующие выводы:

- 1) всегда $U_H > U_{оп}$;
- 2) источники опорного напряжения должен быть максимально стабилизированы;
- 3) величина U_H легко регулируется изменением отношения R_1/R_2 с помощью схемы рис. 6.2.

Рис. 6.2



Здесь крайнее верхнее положение движка переменного сопротивления R соответствует минимальному напряжению $U_{\text{н}}$, а крайнее нижнее – максимальному $U_{\text{н}}$.

Устойчивость и динамика рассматриваемой структуры, как и для всех устройств с глубокими обратными связями, зависят от запаздывания сигнала ОС по петле ОС, а так как в петлю ОС входят два инерционных элемента ДУ и транзистор T_1 , то вероятность потери устойчивости велика, и необходимо ввести коррекцию с помощью ускоряющего конденсатора C_1 . Эта коррекция ещё в значительной степени нейтрализует индуктивную реакцию выходного сопротивления стабилизатора $Z_{\text{вых}}$ при импульсном отборе тока нагрузки. Помимо этого, для предотвращения перегрузки стабилизатора при импульсном отборе тока нагрузки, к выходным зажимам любого стабилизатора включают ещё конденсатор C_2 . Номиналы C_1 и C_2 , как правило, справочные данные.

В стабилизаторах непрерывного действия регулирующий элемент постоянно потребляет энергию, вследствие чего КПД таких устройств в лучшем случае (при $I_{\text{н}} = I_{\text{н max}}$ и пренебрегая потерей на ДУ, ИОН и др.) практически не превосходит 60 %. Чтобы улучшить эту важнейшую энергетическую характеристику, необходимо перейти к дискретной регулировке напряжения, когда регулирующий элемент работает в ключевом режиме, т.е. проходной транзистор постоянно переключается из режима насыщения в режим отсечки и обратно. Это реализуется в импульсных стабилизаторах напряжения.

Импульсные стабилизаторы напряжения. Импульсные стабилизаторы подразделяются на стабилизаторы с понижением, повышением и инверсией выходного напряжения. Заметим, что стабилизаторы компенсационного типа могут быть только с понижением выходного напряжения. В импульсных же стабилизаторах обязательно присутствует индуктивность, вследствие чего и возможны реализации с повышением и инверсии выходного напряжения.

Рассмотрим стабилизаторы с понижением и с повышением выходного напряжения.

Структурная схема *импульсного стабилизатора с понижением выходного напряжения* представлена на рис. 6.3. Схема работает следующим образом.

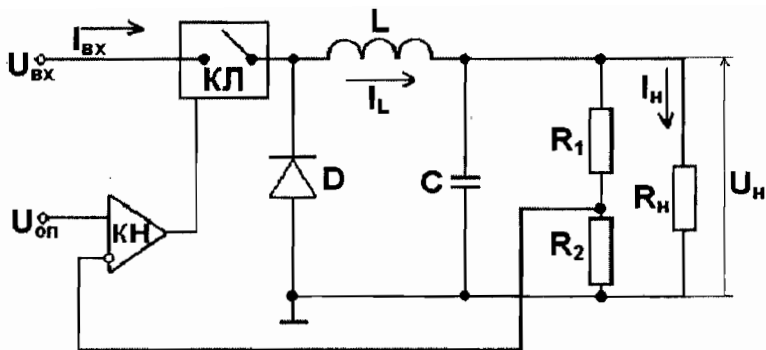


Рис. 6.3

Часть выходного напряжения U_n через делитель R_1-R_2 подается на вход компаратора напряжения $КН$, на другой вход которого подано эталонное опорное напряжение $U_{оп}$. Когда напряжение $U_n \gamma_U = U_{оп}$, где $\gamma_U = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, компаратор перебрасывает ключ $КЛ$. Если ключ переходит в замкнутое состояние, то напряжение на индуктивности L оказывается равным $U_L = U_{вх} - U_n > 0$ и, согласно уравнению, $\frac{di_L}{dt} = \frac{U_L}{L}$ ток I_L нарастает. Если же ключ разомкнут, то за счет ЭДС самоиндукции вскрывается диод D и напряжение на индуктивности становится равным $U_L = 0 - U_n < 0$ (пренебрегаем напряжением открытого диода), а ток I_L , следовательно, убывает. Среднее значение тока $I_{L\text{ср}}$ в стационарном режиме, очевидно, равно току нагрузки I_n . При этом, если $I_L < I_n$, то напряжение на емкости $U_c = U_n$ убывает (ёмкость разряжается), если $I_L > I_n$, то U_c возрастает (ёмкость заряжается). В момент, когда $U_c \gamma_U = U_{оп}$, происходит переключение компаратора и переброс ключа. Таким образом, в схеме устанавливается стационарный колебательный режим, что свойственно всем дискретным регуляторам.

Уравнение регулировки очевидно: $U_n \gamma_U = U_{оп}$, откуда

$$U_n = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{оп}. \quad (6.2)$$

Из (6.2) легко усмотреть, каким образом можно изменять выходное напряжение: либо изменением отношения R_1/R_2 (как и в предыдущей схеме), либо изменением $U_{оп}$.

В реальной схеме в качестве ключа используется транзистор, который постоянно переходит из состояния насыщения (ключ замкнут) в состояние отсечки (ключ разомкнут). И в том, и другом состоянии ключ практически не потребляет энергию, что и обеспечивает высокий КПД устройства.

Можно сказать, что при увеличении тока нагрузки (уменьшение R_H) частота колебаний неограниченно возрастает, а КПД стремится к единице. То, что частота возрастает, понятно и чисто физически, так как с увеличением тока нагрузки ёмкость должна чаще заряжаться, чтобы поддерживать заданное напряжение на выходе. Менее очевидно относительно КПД, однако и здесь при идеализированных элементах энергия внутри устройства не должна рассеиваться и, следовательно, среднее значение входного тока в пределе должно быть во столько раз меньше тока нагрузки, во сколько напряжение U_H меньше $U_{вх}$.

Структурная схема импульсного стабилизатора с повышением выходного напряжения представлена на рис. 6.4.

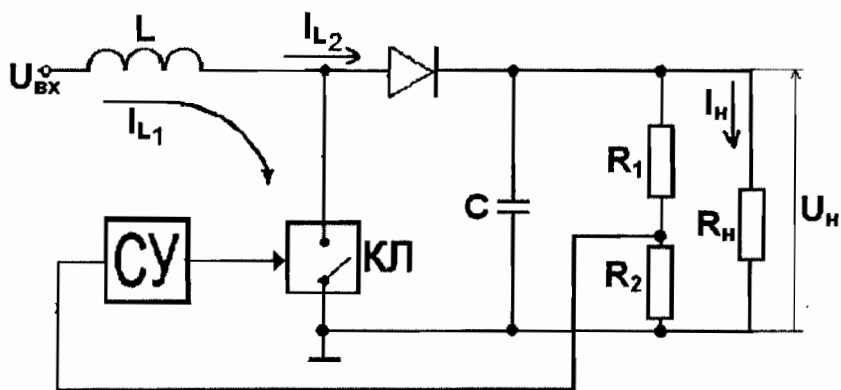


Рис. 6.4

Здесь ключ КЛ управляется специальной схемой СУ (схема управления), реакция которой зависит от величины выходного на-

пряжения U_H . Если ключ замкнут, то через индуктивность L протекает ток I_{L1} . Этот ток нарастает, так как напряжение на индуктивности $U_L = U_{вх} > 0$. При размыкании ключа за счет ЭДС самоиндукции вскрывается диод D и происходит интенсивный заряд емкости C до напряжения, значительно превосходящего $U_{вх}$. Ток, протекающий через индуктивность I_{L2} , при этом убывает, так как напряжение на индуктивности $U_L = U_{вх} - U_H < 0$.

В стационарном режиме регулятор работает так, что энергия, накопленная индуктивностью за время t_0 замкнутого ключа, равна энергии, отдаваемой за время t_3 закрытого (разомкнутого) ключа. Следовательно, изменение тока $|\Delta I_{L1}|$ за время t_0 равно изменению тока $|\Delta I_{L2}|$ за время t_3 . Тогда справедливо равенство:

$$\frac{U_{вх}}{L} t_0 = \frac{U_H - U_{вх}}{L} t_3,$$

откуда следует уравнение регулировки:

$$U_H = \left(1 + \frac{t_0}{t_3}\right) U_{вх}, \quad (6.3)$$

где $t_0 \gg t_3$.

Из формулы (6.3) видно, что регулировка и стабилизация может осуществляться только за счет изменения отношения t_0/t_3 , задаваемого схемой управления СУ. Относительно частоты колебаний и КПД можно сделать те же выводы, что и для предыдущей схемы.

Таким образом, в импульсных стабилизаторах выходная мощность ограничивается частотными возможностями ключей, представляющими собой мощные высокочастотные транзисторы.

К недостаткам импульсных стабилизаторов можно отнести следующие:

- 1) структурную сложность;
- 2) наличие нетехнологичного элемента L (большой дроссель);
- 3) импульсную высокочастотную пульсацию, которую очень трудно экранировать.

В силу указанных недостатков на практике импульсные стабилизаторы применяют, в основном, для питания цифровых устройств электроники.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

Глава 1

1. Может ли каскад ОЭ усиливать и ток, и напряжение?
2. Почему каскад ОИ нецелесообразно использовать как усилитель тока?
3. Объясните инверсию по фазе напряжения в каскадах ОЭ и ОИ.
4. В чем разница между постоянными и переменными токами в усилительных каскадах?
5. В чем отличие между линейными и нелинейными искажениями?
6. Какими параметрами характеризуются линейные искажения в области малых времен и высших частот?
7. Какими параметрами характеризуются линейные искажения в области больших времен и низких частот?
8. Какие физические причины искажений в области малых времен и в области больших времен?

Глава 2

1. Дайте определение обратной связи (ОС).
2. Перечислите основные типы ОС.
3. Чем руководствуются при выборе типа ОС для согласования усилителя с датчиком и нагрузкой?
4. Объясните влияние ОС на нестабильность коэффициента усиления.
5. Объясните качественно влияние ОС на линейные искажения, в особенности, малых и больших времен, соответственно в области высших и низших частот.
6. Объясните качественно влияние ОС на нелинейные искажения и динамический диапазон.

Глава 3

1. Охарактеризуйте полностью ОС в эмиттерном повторителе (ЭП) и подтвердите это топологически, изобразив каналы прямой и обратной передачи.
2. Докажите, что ЭП не инвертирует фазу по напряжению.
3. За счет чего происходит усиление мощности в ЭП?
4. Почему ЭП считается быстродействующей схемой?
5. Покажите, что каскад с общей базой (ОБ) не инвертирует фазу по напряжению.
6. Существует ли ОС в каскаде ОБ и, если существует, охарактеризуйте ее.
7. Объясните, почему каскад ОБ не может усиливать ток с точки зрения физики работы транзистора и исходя из теории ОС.
8. Сравните по быстродействию каскады ОЭ и ОБ при прочих равных условиях.
9. В каком качестве чаще всего применяется каскад ОБ?

Глава 4

1. В чем состоит особенность импульсных усилителей (ИУ)
2. Объясните, почему необходима высокочастотная коррекция в ИУ.
3. Как осуществляется низкочастотная коррекция в ИУ?
4. Почему в усилительной ячейке ИУ число усилительных каскадов не превышает двух?
5. Приведите условие согласования усилительных ячеек в ИУ по напряжению и току.

Глава 5

1. Изобразите идеализированные частотные характеристики встречающихся на практике фильтров.
2. Какие основные параметры фильтров?
3. Приведите преобразования, переводящие фильтр одного типа в другой.
4. Перечислите основные аппроксимации частотных характеристик фильтров и приведите их сравнение.
5. Как осуществить синтез фильтров?

Глава 6

1. Какие требования предъявляются к источникам питания?
2. Перечислите основные параметры электронных стабилизаторов.
3. Сравните аналоговые стабилизаторы параллельного и последовательного типа.
4. Напишите уравнение регулировки стабилизатора последовательного типа.
5. Чем объясняется индуктивный характер выходного сопротивления стабилизатора?
6. Почему аналоговые стабилизаторы имеют сравнительно низкий КПД?
7. В чем преимущество импульсных стабилизаторов?
8. В чем состоит основной принцип работы импульсных стабилизаторов?
9. Напишите уравнение регулировки для импульсных стабилизаторов с понижением выходного напряжения и с повышением.
10. За счет какого физического эффекта получается повышение выходного напряжения в соответствующем импульсном стабилизаторе.
11. Какие основные недостатки импульсных стабилизаторов?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Трушкин Н.С., Волков Ю.А. Лабораторный практикум по курсу «Усилительная техника». – М.: МИФИ, 1985. – 80 с.
2. Стенин В.Я. Применение линейных интегральных схем в аналоговых устройствах: Уч. пособие. – М.: МИФИ, 1979. – 76 с.
3. Кармазинский А.Н. Компоненты и элементы МДП-интегральных схем: Уч. пособие. – М.: МИФИ, 1981. – 104 с.
4. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство; Пер. с нем. – М.: Мир, 1983. – 512 с.
5. Агаханян Т.М. Интегральные микросхемы. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 464 с.
6. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы. – М.: Мир, 1988. – 583 с.

Николай Сергеевич Трушкин

**ОСНОВЫ
АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ**

Учебное пособие

Редактор *Т.В. Волвенкова*
Оригинал-макет подготовлен *М.В. Макаровой*

Подписано в печать 10.06.2008. Формат 60x84 1/16
Печ.л. 4,75. Уч.-изд.л. 4,75. Тираж 100 экз.
Изд. № 017-1. Заказ № 199

*Московский инженерно-физический институт
(государственный университет).
Типография МИФИ.
115409, Москва, Каширское ш., 31*