

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Учебное пособие по курсовому проектированию

Санкт-Петербург
2018

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

ВАХ – вольт амперная характеристика

ВЧ – высокие частоты

ИРТ – исходная рабочая точка

НАЧХ – нормированная амплитудно-частотная характеристика

НЧ – низкие частоты

ОБ – общая база

ОК – общий коллектор

ООС – отрицательная обратная связь

ОЭ – общий эмиттер

УПТ – усилитель постоянного тока

ШПУ – широкополосный усилитель

1 ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

В данном учебном пособии в качестве базовой принята методологическая линия, заложенная в [1] и успешно применяемая при проведении практических занятий по дисциплине «Схемотехника аналоговых электронных устройств», а также в процессе курсового проектирования по данной дисциплине.

В ходе выполнения курсовой работы студенты должны овладеть основами схемотехнического проектирования импульсных и широкополосных усилителей на этапах, предшествующих проведению расчетов схемы на ЭВМ, изучить критерии выбора режимов работы усилительного прибора и других элементов схемы, приобрести навыки анализа принятых технических решений. Теоретической основой выполнения курсовой работы может служить учебное пособие [2].

2 СОДЕРЖАНИЕ ЗАДАНИЯ

Одной из наиболее сложных задач, с решением которой в первую очередь приходится сталкиваться проектировщику аналоговых электронных схем, является синтез их структуры. Решение этой задачи требует наличия определенных навыков и предшествующего опыта проектирования и поэтому вызывает определенные трудности. В связи с этим в задании на проектирование, имеющем учебную направленность, структура усилительного тракта принимается заданной.

К проектированию предложен 3-каскадный усилительный тракт, включающий в различном сочетании каскады «общий эмиттер» (ОЭ), «общий коллектор» (ОК) и «общая база» (ОБ).

Задание предполагает выполнение усилителя как схемы с непосредственными межкаскадными связями. Построение схемы такого типа упрощает структуру усилительного тракта, так как не используются разделительные конденсаторы, а в промежуточных и оконечных каскадах – базовые резистивные делители, предназначенные для обеспечения фиксированных потенциалов на базах транзисторов. Такое построение обеспечивает также возможность повышения стабильности и определенности режимов работы каскадов на постоянном токе за счет охвата схемы в целом петлей отрицательной обратной связи (ООС), действующей на постоянном токе. Проектирование этой петли и оценка ее влияния на повышение стабильности и определенности режимов ра-

боты на постоянном токе являются неотъемлемой частью выполнения курсовой работы. Предполагаемое схемное построение усилителя допускает использование в нем биполярных транзисторов с разным типом проводимости (транзисторов $n-p-n$ и $p-n-p$), что позволяет отказаться от применения в ее структуре специальных схем понижения или повышения потенциалов (схем сдвига уровня).

Задание предполагает, что разрабатываемая схема предназначена для усиления однополярных импульсных сигналов, следующих с большой скважностью, например, сигналов видеоимпульсов в радиолокационных системах. Сигналы такого типа имеют пренебрежимо малые средние значения, в результате чего можно считать, что при воздействии сигналов все изменения тока в транзисторе имеют односторонний характер и происходят относительно его исходного значения, соответствующего отсутствию сигнала.

В задании сформулированы требования к допустимым переходным искажениям импульса. Эти требования охарактеризованы предельно допустимым значением длительности нарастания фронта $t_{нар}$ импульса (рис. 1), а также допустимым спадом его вершины Δ при заданной длительности $t_{и}$. В задании оговаривается как полярность выходного импульса ("+" или "-"), так и его амплитуда U_m . Питание усилителя предполагается осуществлять от двух источников питания, один из которых вырабатывает положительный потенциал E_+ , а другой – отрицательный E_- .

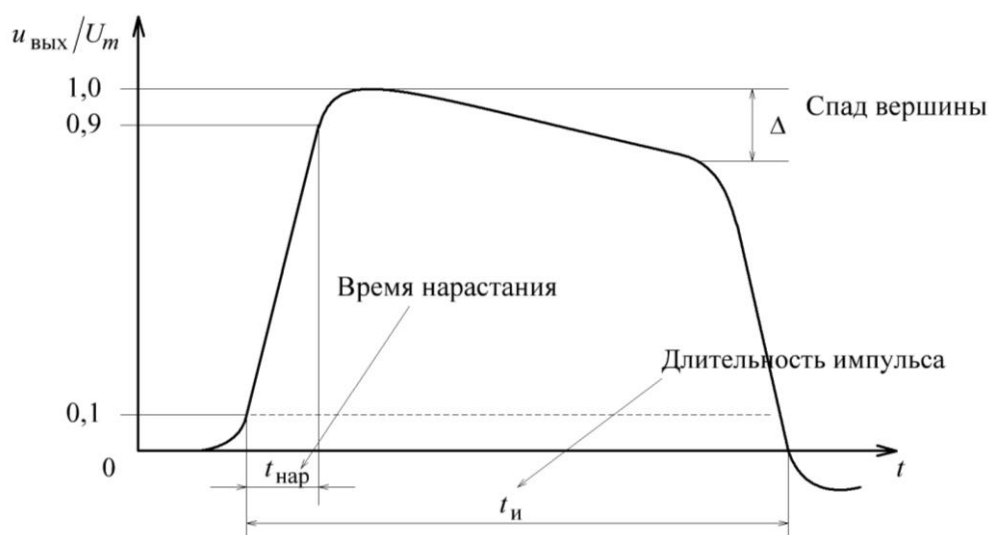


Рис 1. Параметры выходного импульса

В задании также содержатся следующие данные: $R_{нагр}$, $C_{нагр}$ – значения параметров внешней цепи, на которую нагружен выход усилителя; t_{min} , t_{max} –

пределы возможных изменений внешней температуры, при которых отклонения режимов работы усилительных каскадов на постоянном токе не должны превышать допустимых; R_c – сопротивление источника сигнала. В ряде случаев некоторые параметры могут быть общими для группы. Пример задания на проектирование приведен в табл. 1.

Таблица 1

Пример задания на проектирование

Структура	E_+ , В	E_- , В	$t_{нар}$, нс	$t_{и}$, мкс	Δ , %	$R_{нагр}$, кОм	$C_{нагр}$, пФ	t_{min} , °С	t_{max} , °С	U_m , В	R_c , Ом
ОЭ–ОК–ОЭ	10	– 5	30	500	5	100	20	– 10	+ 50	+ 5	1

При выполнении проектирования необходимо ориентироваться на параметры используемых транзисторов. Если в задании не указано иное, то рекомендуется в расчетах для всех транзисторов, входящих в схему, использовать следующие значения:

- сопротивление базовой области $r_b = 30 \text{ Ом}$;
- статический коэффициент передачи тока базы в схеме ОЭ $\beta = 100$;
- напряжение Эрли $U_{Эрли} = 150 \text{ В}$;
- максимальный ток коллектора $I_{kmax} = 0,3 \text{ А}$;
- паразитная емкость перехода база-коллектор $C_k = 1 \text{ пФ}$;
- модуль коэффициента передачи тока базы в схеме ОЭ на частоте 250 МГц $|\beta(250 \text{ МГц})| = 4$;
- технологический разброс номинального напряжения база-эмиттер $\Delta U_{бэ} = \pm 30 \text{ мВ}$,
- разброс коэффициента передачи тока базы в схеме ОЭ $\Delta \beta = \pm 50$.

Весь процесс разработки усилительного устройства состоит из отдельных этапов, на каждом из которых решается одна из проектных задач.

3 СИНТЕЗ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТИПОВ ПРОВОДИМОСТИ ТРАНЗИСТОРОВ (ЭТАП 1)

Усилитель электрических сигналов – это устройство, в котором увеличение мощности сигналов осуществляется за счет использования энергии источника питания. Основными структурными элементами усилителя являются усилительные каскады и источник питания. Определение структурных взаимосвязей при синтезе структурной схемы основано на понимании принципа

усиления и специфики функционирования усилительного элемента (транзистора), являющегося основой усилительного каскада, а также знании типовых схем включения усилительного элемента.

Возможны 6 способов подключения 3-полюсного элемента к схеме, но практически в усилительных схемах используется только 3, т. к. только в этих случаях входные сигналы обладают эффективным управляющим воздействием на выходной ток. Эти применяемые способы включения иллюстрирует рис. 2, где приведены эквивалентные схемы каскадов на переменном токе. Во всех схемах один из электродов усилительных приборов является общим для входных 1–1' и выходных 2–2' зажимов, поэтому схемы на рис. 2 называют, соответственно, схемами с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК) и с общей базой (ОБ).

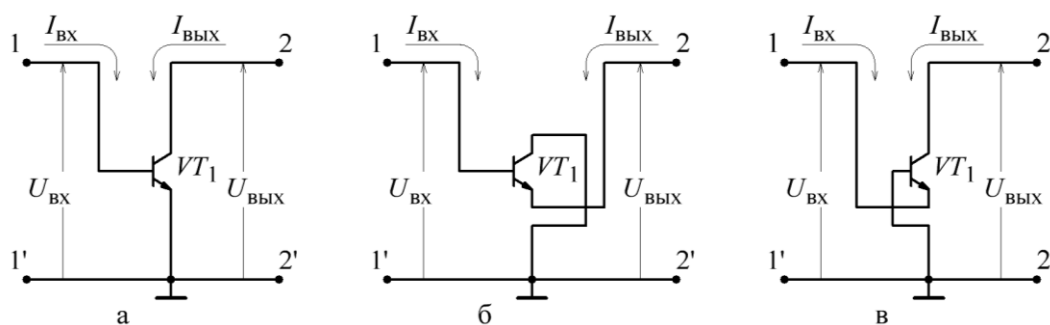


Рис 2. Схемы включения биполярного транзистора

Наибольшее усиление по мощности обеспечивает включение транзистора по схеме ОЭ, которое считается основным. В этом включении транзистора каскад имеет место не только наибольшее усиление по мощности, но и, как правило, существенные усиления по току и напряжению, приближающиеся к максимально достижимым. Поэтому на использование схемы ОЭ ориентируются в первую очередь.

В ряде случаев получение наибольшего усиления не является главной задачей. В связи с этим часто в усилителях применяют и другие схемы включения, которые по ряду параметров и свойств превосходят основную схему включения.

В схеме ОК (рис. 2б) коэффициент передачи напряжения близок к единице, в результате чего выходной сигнал по величине и фазе повторяет входной ($u_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВЫХ}}$). Поэтому этот каскад называют повторителем напряжения (эмиттерным повторителем). Основным достоинством этого каскада является то, что он обладает малой входной и большой выходной проводимостями. Он

часто используется как согласующий или разделительный каскад, обеспечивающий высокие значения сквозного коэффициента передачи при передаче сигнала от источника с высоким внутренним сопротивлением к низкоомной нагрузке, приближая коэффициент передачи к максимально достижимому значению, равному единице.

В схеме ОБ (рис. 2в) выходной ток практически равен входному, поэтому эту схему можно назвать повторителем тока (вытекающий выходной ток повторяет втекающий входной). Повторители тока не обладают усилением по току, имеют большую входную проводимость и пониженное (по сравнению с основной схемой) усиление по мощности. Все это ограничивает сферу применения схемы ОБ. В основном это включение применяется в высокочастотных схемах, т. е. там, где становится заметным влияние паразитных обратных связей через емкости p - n -переходов.

При выборе типа проводимости транзисторов следует руководствоваться тем, что с точки зрения обеспечения пониженного энергопотребления и снижения выделения излишней тепловой мощности следует работу каскадов организовывать при малых значениях выходных токов $I_{к0}$ и $I_{э0}$, т. е. положение исходной рабочей точки (ИРТ) выбирать соответствующим начальному участку передаточной характеристики транзистора. В этих условиях во избежание отсечки и искажения однополярных сигналов необходимо обеспечить в каждом каскаде определенное соответствие между типом проводимости транзистора и направлением изменения входного сигнального напряжения. Оно должно быть таким, чтобы воздействие сигнального импульса на вход транзистора сопровождалось увеличением токов в его выходной цепи. Выполнению указанного условия отвечает транзистор с проводимостью n - p - n -типа при положительных сигнальных импульсах на его базе относительно эмиттера и с проводимостью p - n - p -типа – при отрицательных. Рекомендации по обеспечению указанного соответствия приведены в табл. 2.

Таблица 2

Выбор типа проводимости транзисторов

Тип каскада	Направление импульса на входе	Рекомендуемый тип проводимости
ОЭ или ОК	положительное	n - p - n
ОЭ или ОК	отрицательное	p - n - p
ОБ	положительное	p - n - p
ОБ	отрицательное	n - p - n

Однако имеются схемные построения, где от указанного принципа целесообразно отказаться. В частности, на рис. 3 представлены примеры структурных схем 2-транзисторных усилительных звеньев, которые, как правило, выполняются на транзисторах с одинаковым типом проводимости.

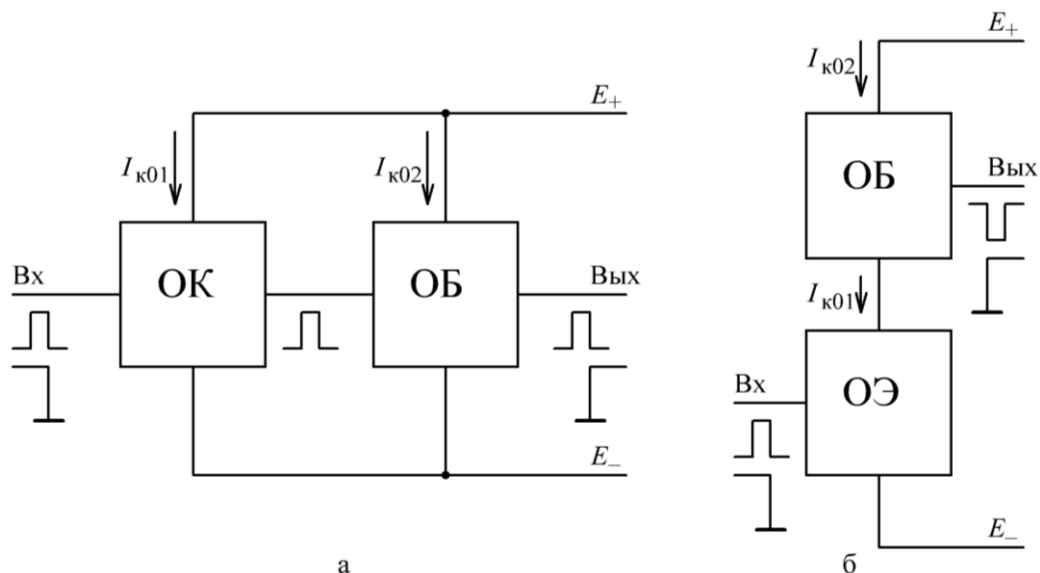


Рис 3. Особые схемные конфигурации

При этом тип проводимости транзисторов схемы рис. 3а определяется не полярностью импульсов на входе или выходе, а удобством работы схемы на постоянном токе, и окончательно выбирается на 2 этапе проектирования. Если в задании на проектирование сочетание включений ОК–ОБ относится к первым двум каскадам, то в большинстве случаев можно предварительно тип проводимости этих первых двух транзисторов, образующих сочетание ОК–ОБ, выбрать противоположным типу проводимости транзистора выходного (третьего) каскада.

Сочетание включений ОЭ–ОБ (рис. 3б) с точки зрения выбора типов проводимости следует рассматривать как один каскад со свойствами каскада ОЭ и по отношению к нему использовать данные табл. 2.

Источник питания в задании может быть, как однополярным, состоящим из одного физического источника, так и 2-полярным, т. е. содержащим 2 источника ЭДС противоположной полярности относительно точки нулевого потенциала. На первом этапе достаточно обозначить его, как структурный элемент, обеспечивающий усилительные каскады необходимой энергией, как это показано на схемах рис. 3 и далее при рассмотрении примеров выполнения 1 этапа.

Рекомендуемый порядок выполнения этапа 1.

1. В соответствии с данными задания на проектирование о требуемом построении усилительного тракта составить его структурную схему таким образом, как это продемонстрировано на рис. 4. При этом учесть возможность использования в составе тракта схемных конфигураций, приведенных на рис. 3.

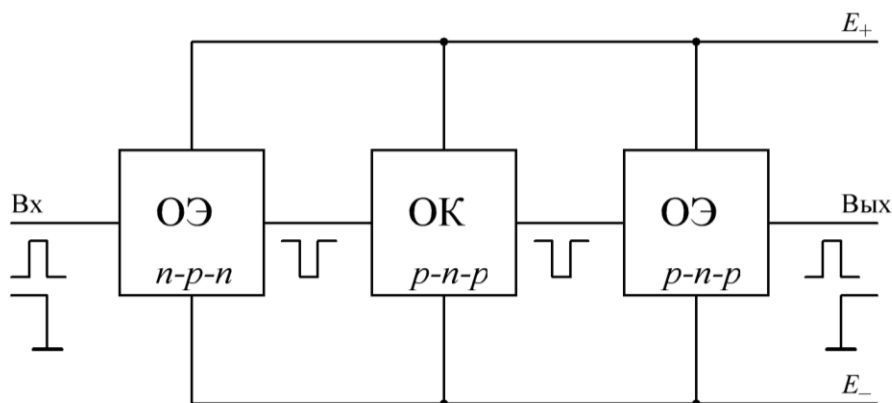


Рис 4. Пример выбора типов проводимости транзистора

2. В соответствии с данными о полярности выходного импульса (положительный или отрицательный) определить и отметить на структурной схеме полярности сигнальных импульсов, наблюдаемых на входах отдельных каскадов. При этом следует учитывать, что каскад типа ОЭ является инвертирующим, т. е. меняющим направление изменения сигнала, а каскады ОК и ОБ – не инвертирующими.

3. Руководствуясь данными табл. 2, а также рекомендациями по построению схемных конфигурации рис. 3, определить типы проводимости транзисторов, которые предполагается использовать в усилительном тракте. Тип проводимости указать на структурной схеме так, как это показано на рис. 4.

4. В выводах по этапу 1 указать особенности схемного решения (степень проявления эффекта Миллера, возможность достижения максимального усиления и т. д.).

4 ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОНФИГУРАЦИИ СХЕМЫ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ (ЭТАП 2)

Важнейшим требованием, которому должна отвечать схема современного электронного устройства, являются его пригодность к серийному производству, под которой понимается возможность изготовления этого устройства при минимальном числе настроечных операций. Этому условию в первую очередь отвечают такие усилительные схемы, в которых обеспечивается высокая

стабильность режимов работы на постоянном токе, слабая зависимость этих режимов от свойств конкретного транзистора и условий его работы. Условия работы транзистора в каскаде характеризуют положением рабочей точки, под которой понимается точка на плоскости выходных вольтамперных (ВАХ) характеристик транзистора, связывающая текущие изменения токов и напряжений в каскаде в процессе усиления сигналов. Рабочая точка, соответствующая отсутствию сигнала, называется исходной рабочей точкой.

В дальнейшем будем полагать, что в связи с малым относительным уровнем тока базы $I_{\text{б}0}$ ток коллектора практически равен току эмиттера. В этих условиях положение ИРТ однозначно можно охарактеризовать током коллектора $I_{\text{к}0}$ и разностью потенциалов коллектор-эмиттер $U_{\text{кэ}0}$.

На рис. 5а приведена схема, которая при определенных условиях обеспечивает высокую стабильность положения ИРТ и, соответственно, высокую стабильность параметров транзистора и схемы в целом.

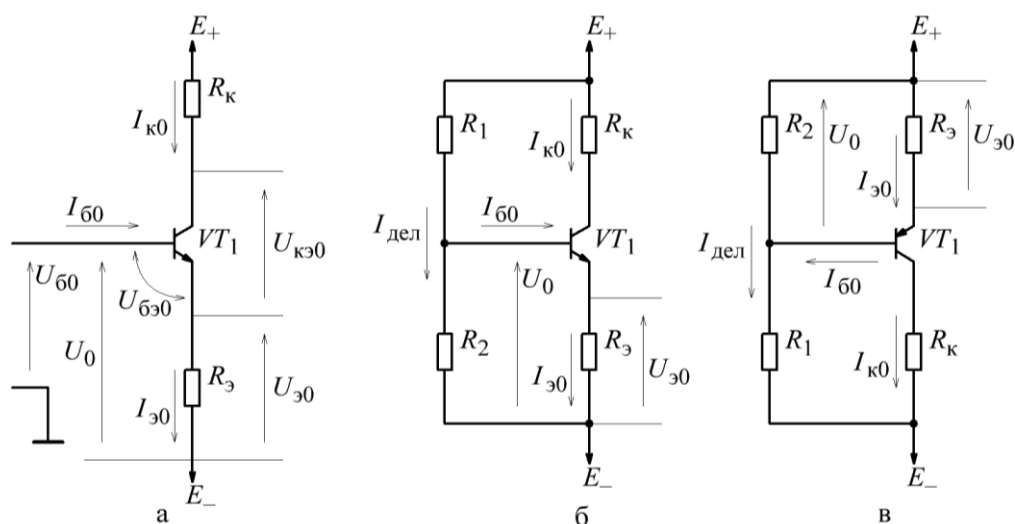


Рис 5. Схема обеспечения положения ИРТ

В этой схеме базовый вывод транзистора питается от низкоомной цепи, в результате чего потенциал $U_{\text{б}0}$ этого вывода практически не зависит от тока $I_{\text{б}0}$ и, следовательно, от свойств конкретного транзистора и режима его работы. В состав схемы в общем случае входит коллекторное $R_{\text{к}}$ и эмиттерное $R_{\text{э}}$ сопротивления. В зависимости от типа включения транзистора сопротивление $R_{\text{к}}$ может выступать как в роли основного элемента нагрузки (при включениях транзистора по схеме ОЭ или ОБ), так и в качестве составных частей цепей фильтрации (схема ОК). Сопротивление $R_{\text{э}}$ обычно является основным звеном, определяющим исходное значение постоянного тока в выходной цепи.

Оно также может являться элементом нагрузки при включениях транзистора по схеме ОК.

В схемах рис. 5б и рис. 5в требуемый потенциал $U_{\text{б0}}$ создается с помощью низкоомного резистивного делителя напряжения R_1 и R_2 (схема рис. 5б соответствует каскаду на транзисторе $n-p-n$ -типа, а рис. 5в – $p-n-p$ -типа). В условиях, когда $I_{\text{дел}}$ значительно превышает ток базы $I_{\text{б0}} = I_{\text{к0}} / \beta$, потенциал базы $U_{\text{б0}}$ практически не зависит от тока базы $I_{\text{б0}}$, т. е. от свойств конкретного транзистора.

При организации многокаскадной схемы усилителя как схемы с непосредственными межкаскадными связями (а именно такую организацию схемы предполагает задание на проектирование) с помощью базового делителя создается потенциал $U_{\text{б0}}$ только во входном каскаде усилительного тракта. В остальных его каскадах в роли указанного потенциала выступает выходной постоянный потенциал предшествующего каскада. Исключение из этого правила могут составить тракты, в которых применяются 2-транзисторные звенья, организованные в соответствии со структурными схемами рис. 3.

На схемах, изображенных на рис. 5, шины положительного питающего напряжения находятся в верхней части изображения, а отрицательного – в нижней. При этом условно положительные направления протекания токов в коллекторно-эмиттерных цепях транзистора оказываются совпадающими с направлениями стрелок, изображенных, на эмиттерных выводах транзисторов обоих типов проводимости.

На рис. 6 приведен пример схемной организации на постоянном токе усилительного тракта, ОЭ–ОК–ОЭ, предназначенного для формирования положительных по выходу импульсов и реализующего рассмотренные принципы и рекомендации. В качестве токозадающей разности потенциалов во входном каскаде этой схемы выступает падение напряжения на резисторе R_2 . В каскаде на транзисторе VT_2 роль базового потенциала $U_{\text{б0}}$ играет постоянный потенциал коллекторного вывода транзистора VT_1 , а в оконечном каскаде – эмиттерный потенциал транзистора VT_2 .

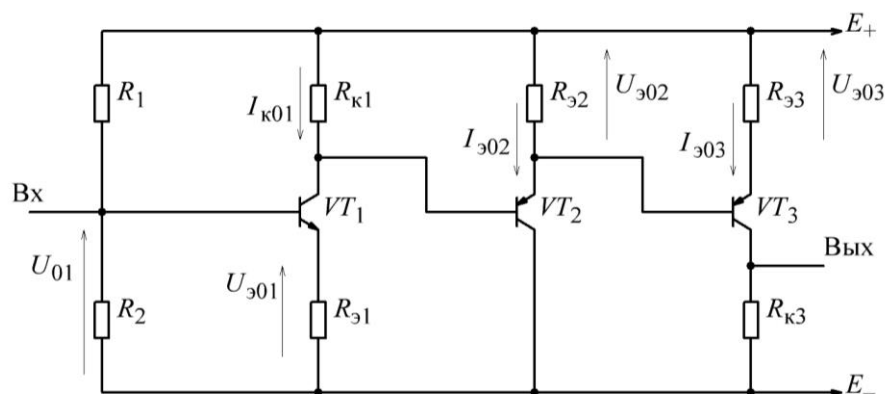


Рис 6. Усилитель ОЭ–ОК–ОЭ

На рис. 7 изображено схемное построение усилителя отрицательных по выходу сигналов для случая, когда структура тракта должна соответствовать сочетанию каскадов ОК–ОБ–ОЭ.

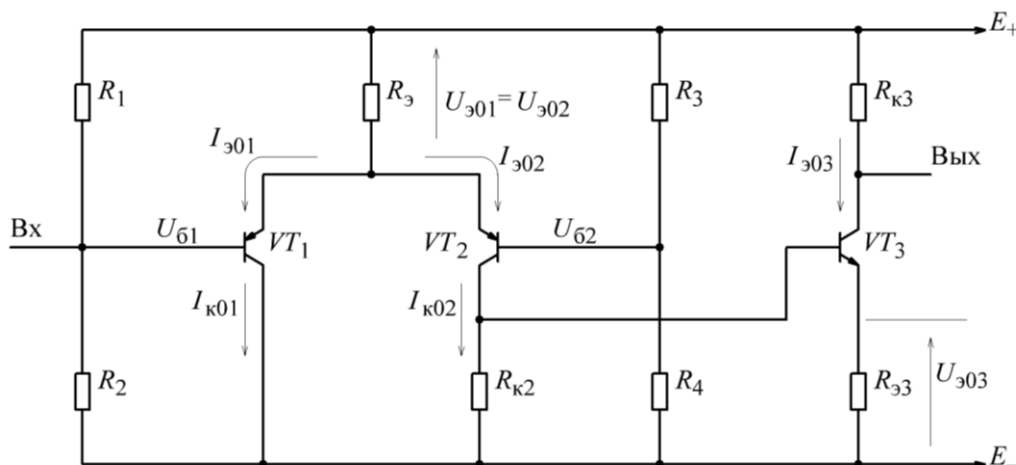


Рис 7. Усилитель ОК–ОБ–ОЭ

В соответствии с рассмотренными ранее рекомендациями и структурной схемой рис. 7а усилительное звено ОК–ОБ в этом тракте выполнено на паре идентичных по типу проводимости эмиттерно-связанных транзисторах VT_1 и VT_2 , причем тип проводимости транзисторов VT_1 и VT_2 противоположен типу проводимости транзистора VT_3 .

Следует обратить внимание на то, что в каскаде усиления на эмиттерно-связанной паре транзисторов особое внимание должно быть обращено на обеспечение симметрии схемы на постоянном токе, которая может быть достигнута строгим выравниванием потенциалов $U_{б1}$ и $U_{б2}$ в точках подключения базовых выводов транзисторов VT_1 и VT_2 .

Необходимость выполнения условия симметрии связана с тем, что рассматриваемая схема весьма чувствительна к разности потенциалов между базовыми выводами транзисторов VT_1 и VT_2 . Возникновение этой разности потенциалов приводит к существенному различию исходных значений токов, протекающих через транзисторы VT_1 и VT_2 . Появление разности потенциалов между базами транзисторов в 70–80 мВ вызывает практически полную асимметрию в работе схемы на постоянном токе, при которой один из транзисторов оказывается закрытым, а другой – в состоянии насыщения, вследствие чего схема теряет способность усиливать сигналы.

Обычно требование высокой симметрии питания базовых выводов транзисторов достигается за счет использования в схеме питания таких каскадов 2 источников с противоположной полярностью и подключения базовых выводов транзисторов на постоянном токе к точке нулевого потенциала. В общем же случае потенциалы баз задаются с помощью резистивных делителей напряжения, как это показано на рис. 7.

На рис. 8 изображена схема питания на постоянном токе каскадов усилительного тракта, имеющего структуру ОЭ–ОБ–ОК и предназначенного для формирования отрицательных по выходу импульсных сигналов.

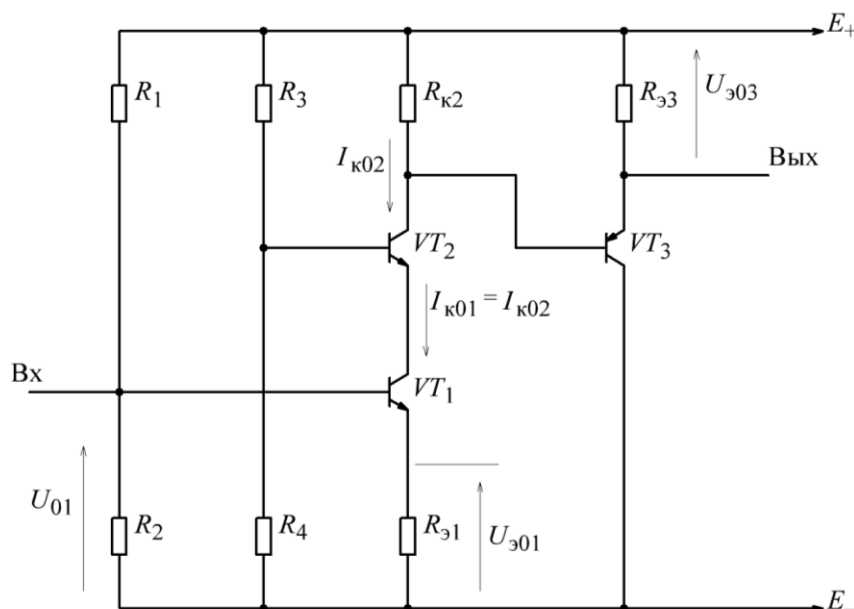


Рис 8. Усилитель ОЭ–ОБ–ОК

В соответствии с рекомендациями о характере построения усилительного звена ОЭ–ОБ содержит 2-транзисторную схему, в которой питание каскадов осуществляется по последовательной схеме. При этом транзистор VT_1 в после-

довательном соединении играет роль элемента, задающего ток второго, верхнего по схеме транзистора VT_2 . В схеме потенциалы на базах транзисторов первых 2 каскадов задаются резистивными делителями напряжения R_1 , R_2 и R_3 , R_4 . В качестве токозадающей разности потенциалов в первом каскаде выступает падение напряжения на резисторе R_2 , а разность потенциалов на резисторе R_4 задает напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT_1 .

При выполнении этапа 2 рекомендуется ориентироваться на принципы организации и начертания схем тракта, иллюстрируемые примерами рис. 6–8.

Рекомендуемый порядок выполнения этапа 2.

1. Между двумя горизонтальными линиями, верхняя из которых отражает шину положительного питания E_+ , а нижняя – отрицательного E_- , нанести графическое изображение транзисторов схемы проектируемого усилительного тракта. Ориентация транзисторов должна при этом соответствовать типу их проводимости т. е. стрелки на эмиттерных выводах транзисторов должны быть направлены сверху вниз. Кроме того, начертание транзисторов должно соответствовать и структурной схеме тракта. При параллельной схеме питания каскадов, как, например, на рис. 6 и 7, транзисторы взаимно ориентированы в виде горизонтальной цепочки, а в случае наличия в составе проектируемого тракта последовательного соединения каскадов ОЭ–ОБ (рис. 8) транзисторы ориентированы в виде вертикальной цепочки.

2. В соответствии со схемами питания входных каскадов для схем рис. 6 или рис. 8 ввести между шинами питания базовой делитель напряжения. Этот делитель определит потенциал базового вывода во входном (первом) каскаде усилительного тракта.

В случае применения на входе тракта 2-транзисторного каскада ОК–ОБ указанный делитель вводится также в базовую цепь транзистора 2 каскада, как это показано на рис. 7.

3. Осуществить межкаскадные соединения с учетом того, что, во-первых, входным электродом в схемах ОЭ и ОК является базовый вывод транзистора, а в схеме ОБ – эмиттерный, и, во-вторых, что роль выходного электрода в схемах ОЭ и ОБ играет коллекторный вывод транзистора, а в схеме ОК – эмиттерный.

4. В выводах по этапу 2 следует указать способы обеспечения ИРТ, примененные в различных каскадах усиления, их достоинства и недостатки.

5 РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ (ЭТАП 3)

При выборе значений начальных токов, определяющих положение ИРТ, следует учитывать, что большие токи $I_{к0}$ и $I_{э0}$ желательны с точки зрения уменьшения влияния факторов, дестабилизирующих работу каскада на постоянном токе. Обычно для транзисторов малой и средней мощности этому условию соответствуют значения токов, лежащих в пределах 1–5 мА. В то же время следует иметь в виду, что при малых значениях токов $I_{к0}$ и $I_{э0}$ транзистор обладает худшими усилительными свойствами (малыми значениями крутизны), а в каскадах возможно возникновение заметных нелинейных искажений.

С учетом этих обстоятельств во входных каскадах тракта, где усиливаемые сигналы имеют относительно невысокую интенсивность, значение токов $I_{к0}$ и $I_{э0}$ следует выбирать в пределах 1–2 мА. В оконечных каскадах, где сигналы имеют повышенную интенсивность, исходные значения токов $I_{к0}$ и $I_{э0}$ рекомендуется увеличить до 3–5 мА.

Работа каскада на эмиттерно-связанных транзисторах (сочетание ОК–ОБ) основана на перераспределении под воздействием сигнальных напряжений суммарного эмиттерного тока между транзисторами.

В зависимости от состояния переходов транзистора различают 4 режима работы: активный, инверсный, режим отсечки и режим насыщения. Для использования транзистора в качестве усилительного прибора необходимо обеспечить активный режим работы, которому соответствует обратное смещение перехода коллектор-база и прямое смещение перехода эмиттер-база.

Основными инструментами при выполнении расчета являются закон Ома и правила Кирхгофа. Соотношение, определяющее взаимосвязь сопротивлений элементов схем рис. 5 с протекающими в них постоянными токами, является следствием того, что в режиме усиления сигналов разность потенциалов база-эмиттер $U_{бэ}$ в транзисторах в малой степени зависит от тока коллектора. В кремниевых транзисторах усилительному режиму работы соответствует значение этой разности потенциалов, близкое к 0,7 В. В дальнейшем это приближенное значение напряжения $U_{бэ}$ будем называть номинальным напряжением база-эмиттер и обозначать $U_{бэ0}$. Считается, что в усилительном каскаде на биполярном транзисторе $n-p-n$ -типа постоянный потенциал $U_{б0}$ базового

вывода транзистора передается (транслируется) к его эмиттеру с вычетом номинального напряжения $U_{\text{бэ0}} = 0,7 \text{ В}$. С приемлемой для практики точностью можно считать, что в каскадах, приведенных на рис. 5,

$$I_{\text{к0}} = I_{\text{э0}} = \frac{U_0 - U_{\text{бэ0}}}{R_3} = \frac{U_0 - 0,7 \text{ В}}{R_3}. \quad (1)$$

В схемах рис. 6–8 в качестве разности потенциалов U_0 выступает падение напряжения на резисторе R_2 .

Из (1) следует, что при данной разности потенциалов U_0 в условиях, когда $I_{\text{дел}} \gg I_{\text{б}}$, вариации значения сопротивления R_3 в схемах, изображенных на рис. 5, практически не вызывают изменений напряжения U_{R_3} на этом сопротивлении.

Указанные свойства наблюдаются практически во всем диапазоне возможных изменений токов и напряжении, соответствующих линейной (усилительной) области ВАХ, т. е. при разностях потенциалов $U_{\text{кэ0}}$, больших некоторого начального напряжения $U_{\text{нач}}$, соответствующего началу крутых участков выходных ВАХ, называемых линиями насыщения (рис. 9).

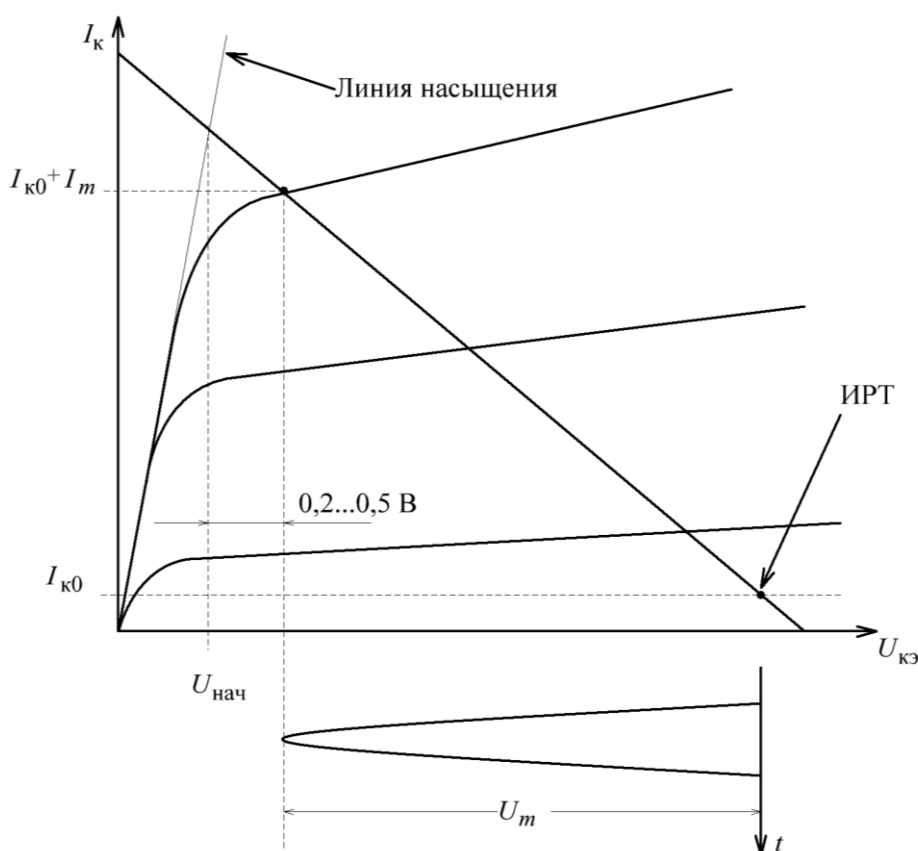


Рис 9. Выходные ВАХ

В ходе предварительных расчетов значение $U_{\text{нач}}$ может быть принято лежащим в пределах 1–3 В (меньшие значения соответствует входным каскадам, большие – выходным).

Следует учитывать, что (1) применимо только при линейном режиме работы транзистора. Этот режим должен сохраняться и в процессе воздействия на транзистор усиливаемых сигналов, в том числе и при достижении его предельного значения U_m на выходе (это значение оговаривается заданием на проектирование). В соответствии со сказанным и рис. 9 в ходе выполнения проектирования необходимо контролировать выполнение условия

$$U_{\text{кэ0}} > U_{\text{нач}} + |U_m|, \quad (2)$$

т. к. только при этом условии соотношение (1) остается в силе, а в процессе усиления сигналов не возникает существенных нелинейных искажений (транзистор не выходит из линейного режима работы). При проверках в соответствии с (2) для всех каскадов в качестве U_m следует принимать значение амплитуды выходного импульса, указанное в задании, считая, что в предварительных каскадах это значение является «оценкой сверху».

Учитывая, что

$$U_{\text{кэ0}} = |E_+| + |E_-| - I_{\text{к0}}R_{\text{к}} - I_{\text{к0}}R_{\text{э}},$$

условие (2) может служить для расчета максимально допустимого сопротивления в коллекторной цепи:

$$R_{\text{к}} = \frac{|E_+| + |E_-| - U_{\text{нач}} - |U_m| - I_{\text{к0}}R_{\text{э}}}{I_{\text{к0}}}. \quad (3)$$

С точки зрения обеспечения стабильности и определенности токов коллекторов, малой зависимости этих токов от конкретных свойств транзистора и возможных температурных изменений желательно, чтобы в схемах выполнялись соотношения

$$U_{R_{\text{э}}} \gg \Delta U_{\text{бэ0}} \text{ и } I_{\text{дел}} \gg I_{\text{б0}} = \frac{I_{\text{к0}}}{\beta},$$

где $\Delta U_{\text{бэ0}}$ – вариации напряжения $U_{\text{бэ0}}$ вследствие возможного технологического разброса параметров транзисторов и температурных изменений. Иными словами, с точки зрения стабильности и определенности положения ИРТ желательно, чтобы выбор значений $R_{\text{э}}$ и $U_{R_{\text{э}}}$ обеспечивал выполнение условия $R_{\text{э}} \gg \Delta U_{\text{бэ0}} / I_{\text{э0}}$.

Обычно приемлемая определенность тока коллектора в отдельно взятом каскаде, питание которого на постоянном токе организовано в соответствии со схемой рис. 5, наблюдается при значениях напряжения U_{R_3} , превышающих 1–2 В в условиях отсутствия петли общей обратной связи, и – порядка 0,2–0,7 В, когда усилительный тракт охвачен общей петлей отрицательной обратной связи. При выполнении курсового проектирования рекомендуется принять $U_{R_3} = 1$ В.

В схемах рис. 5б и 5в при значениях $U_{\bar{b}0} = 0$ можно исключить из схемы базовый делитель, подсоединив базовый вывод транзистора к точке нулевого потенциала через дополнительный резистор $R_{\text{дел}}$, сопротивление которого обеспечивает выполнение условия $I_{\bar{b}0} R_{\text{дел}} \ll U_{\bar{b}0}$. В ряде случаев (в том числе при непосредственном подсоединении источника сигнала ко входу усилительного тракта) в роли сопротивления $R_{\text{дел}}$ может выступать сопротивление источника сигнала R_c .

Следует также отметить, что в условиях линейного режима работы коллекторные резисторы практически не оказывают влияния на значения токов I_{k0} и $I_{\bar{e}0}$, протекающих в коллекторно-эмиттерной цепях схем рис. 5. В связи с этим значения сопротивлений этих резисторов могут быть произвольными в пределах, при которых выполняется условие линейного режима работы (2). Последнее условие накладывает ограничение сверху на диапазон возможных значений коллекторных сопротивлений R_k (3), а сам резистор может быть выбран на основании вытекающего из (3) неравенства

$$R_k > \frac{|E_+| + |E_-| - U_{\text{нач}} - |U_m| - I_{k0} R_3}{I_{k0}}. \quad (4)$$

К резистивным элементам, практически не влияющим на значения токов I_{k0} и $I_{\bar{e}0}$, относится и коллекторный резистор в схеме ОК многокаскадной схемы. Поэтому в практических схемах этот элемент часто не устанавливают.

Рекомендации по выполнению этапа 3.

Содержание основных операций по выполнению этапа 3 проиллюстрируем на примерах проведения расчетов для схем рис. 6–8, считая, что в них необходимо обеспечить $I_{k01} = I_{k02} = 1$ мА, $I_{k03} = 2$ мА и $U_{\bar{e}0} = 1,0$ В. Расчеты выполнены применительно к случаю, когда $E_+ = +10$ В, $E_- = -10$ В.

1. Схема рис. 6. Пусть амплитуда импульса на выходе равна $U_m = +5$ В.

1.1. Будем полагать, что требуемую определенность и стабильность выбранных значений коллекторных токов во всех каскадах схемы обеспечивает напряжение $U_{R_3} = 1,0$ В. Приемлемость этого допущения будет оценена количественно в ходе выполнения следующего этапа проектирования.

1.2. Для создания в оконечном (третьем) каскаде напряжения $U_{R_{э3}} = 1,0$ В при токе $I_{к03} = 2$ мА необходимо в эмиттерную цепь его транзистора включить резистор $R_{э3} = U_{R_{э3}} / I_{к03} = 1 / 0,002 = 500$ Ом. Выбирая $U_{нач} = 2$ В, максимально допустимое значение сопротивления коллектора 3 каскада найдем из условия (3) $R_{к3} = (10 + 10 - 5 - 2 - 1) / 0,002 = 6000$ Ом.

1.3. Падение напряжения на эмиттерном резисторе $R_{э2}$: $U_{R_{э2}} = U_{R_{э3}} + 0,7 = 1 + 0,7 = 1,7$ В. Сопротивление резистора находим по закону Ома $R_{э2} = U_{R_{э2}} / I_{к02} = 1,7 / 0,001 = 1700$ Ом.

1.4. Падение напряжения на коллекторном резисторе $R_{к1}$: $U_{R_{к1}} = U_{R_{э2}} + 0,7 = 1,7 + 0,7 = 2,4$ В. Сопротивление резистора находим по закону Ома $R_{к1} = U_{R_{к1}} / I_{к01} = 2,4 / 0,001 = 2400$ Ом.

1.5. Принимаем напряжение на эмиттерном резисторе транзистора 1 каскада $U_{R_{э1}} = 1$ В. Тогда $R_{э1} = U_{R_{э1}} / I_{к01} = 1 / 0,001 = 1000$ Ом.

1.6. Находим ток резистивного делителя напряжения в цепи базы 1 каскада $I_{дел} = 25 I_{к01} / \beta = 25 \cdot 0,001 / 100 = 250$ мкА.

1.7. Находим падения напряжений на резисторах делителя.

$$U_{R2} = U_{R_{э1}} + 0,7 \text{ В} = 1 + 0,7 \text{ В} = 1,7 \text{ В}.$$

$$U_{R1} = |E_+| + |E_-| - U_{R2} = 10 + 10 - 1,7 = 18,3 \text{ В}.$$

1.8. Находим сопротивления резисторов.

$$R_1 = U_{R1} / I_{дел} = 18,3 / 0,25 \cdot 10^{-3} = 73,2 \text{ кОм}.$$

$$R_2 = U_{R2} / I_{дел} = 1,7 / 0,25 \cdot 10^{-3} = 6,8 \text{ кОм}.$$

Для схем рис. 7 и 8 остановимся лишь на некоторых основных особенностях, вытекающих из применения в составе первой из них 2-транзисторного каскада на эмиттерно-связанной паре, а второй – схемы ОЭ–ОБ с последовательным питанием каскадов на постоянном токе.

2. Схема рис. 7. Пусть амплитуда импульса на выходе равна $U_m = -3$ В.

2.1. Принимаем напряжение на эмиттерном резисторе транзистора 3 каскада $U_{R_{э3}} = 1$ В. Тогда $R_{э3} = U_{R_{э3}} / I_{к03} = 1 / 0,002 = 500$ Ом. Выбирая

$U_{\text{нач}} = 2 \text{ В}$, максимально допустимое значение сопротивления коллектора 3 каскада найдем из условия (3) $R_{\text{к}3} = (10 + 10 - 3 - 2 - 1) / 0,002 = 7000 \text{ Ом}$.

2.2. Напряжение на коллекторном резисторе 2 каскада.
 $U_{\text{Рк}2} = U_{\text{Рэ}3} + 0,7 = 1 + 0,7 = 1,7 \text{ В}$.

Тогда $R_{\text{к}2} = U_{\text{Рк}2} / I_{\text{к}02} = 1,7 / 0,001 = 1700 \text{ Ом}$.

2.3. Полагая, что на базах транзисторов первых 2 каскадов устанавливаем нулевые потенциалы, падение напряжения на эмиттерном резисторе первых 2 каскадов $U_{\text{R}0} = |E_+| - 0,7 \text{ В} = 10 - 0,7 \text{ В} = 9,3 \text{ В}$. Сопротивление этого резистора $R_0 = U_{\text{R}0} / I_0 = 9,3 / 0,002 = 4650 \text{ Ом}$.

2.4. Находим ток резистивного делителя напряжения в цепи базы 2 каскада $I_{\text{дел}} = 25 I_{\text{к}01} / \beta = 25 \cdot 0,001 / 100 = 250 \text{ мкА}$.

2.5. Находим падения напряжений на резисторах делителя
 $U_{\text{R}2} = |E_+| = 10 \text{ В}$, $U_{\text{R}1} = |E_-| = 10 \text{ В}$.

2.6. Находим сопротивления резисторов.

$$R_1 = U_{\text{R}1} / I_{\text{дел}} = 10 / 0,25 \cdot 10^{-3} = 40 \text{ кОм}.$$

$$R_2 = U_{\text{R}2} / I_{\text{дел}} = 10 / 0,25 \cdot 10^{-3} = 40 \text{ кОм}.$$

3. Схема рис. 8. Пусть амплитуда импульса на выходе равна $U_m = -3 \text{ В}$.

3.1. Принимаем напряжение на эмиттерном резисторе транзистора 3 каскада $U_{\text{Рэ}3} = 1 \text{ В}$. Тогда $R_{\text{э}3} = U_{\text{Рэ}3} / I_{\text{к}03} = 1 / 0,002 = 500 \text{ Ом}$.

3.2. Напряжение на коллекторном резисторе 2 каскада.
 $U_{\text{Рк}2} = U_{\text{Рэ}3} + 0,7 = 1 + 0,7 = 1,7 \text{ В}$.

Тогда $R_{\text{к}2} = U_{\text{Рк}2} / I_{\text{к}02} = 1,7 / 0,001 = 1700 \text{ Ом}$.

3.3. Принимаем напряжение на эмиттерном резисторе транзистора 1 каскада $U_{\text{Рэ}1} = 1 \text{ В}$. Тогда $R_{\text{э}1} = U_{\text{Рэ}1} / I_{\text{к}01} = 1 / 0,001 = 1000 \text{ Ом}$.

3.4. Находим ток резистивного делителя напряжения в цепи базы 1 и 2 каскадов $I_{\text{дел}} = 25 I_{\text{к}01} / \beta = 25 \cdot 0,001 / 100 = 250 \text{ мкА}$.

3.5. Находим падения напряжений на резисторах делителя 1 каскада.

$$U_{\text{R}2} = U_{\text{Рэ}1} + 0,7 \text{ В} = 1 + 0,7 = 1,7 \text{ В}.$$

$$U_{\text{R}1} = |E_+| + |E_-| - U_{\text{R}2} = 10 + 10 - 1,7 = 18,3 \text{ В}.$$

3.6. Находим сопротивления резисторов.

$$R_1 = U_{\text{R}1} / I_{\text{дел}} = 18,3 / 0,25 \cdot 10^{-3} = 73,2 \text{ кОм}.$$

$$R_2 = U_{\text{R}2} / I_{\text{дел}} = 1,7 / 0,25 \cdot 10^{-3} = 6,8 \text{ кОм}.$$

3.7. Учитывая, что транзистор второго каскада своим низким сопротивлением со стороны эмиттера препятствует сигнальным изменениям на коллекторе транзистора 1 каскада, выбираем напряжение коллектор-эмиттер транзистора 1 каскада равным 1,5 В. Тогда падения напряжений на резисторах делителя 2 каскада будут равны следующим величинам.

$$U_{R4} = U_{R\epsilon 1} + U_{к\epsilon 1} + 0,7 \text{ В} = 1 + 1,5 + 0,7 = 3,2 \text{ В}.$$

$$U_{R3} = |E_+| + |E_-| - U_{R4} = 10 + 10 - 3,2 = 16,8 \text{ В}.$$

3.8. Находим сопротивления резисторов.

$$R_3 = U_{R3} / I_{\text{дел}} = 16,8 / 0,25 \cdot 10^{-3} = 67,2 \text{ кОм}.$$

$$R_4 = U_{R4} / I_{\text{дел}} = 3,2 / 0,25 \cdot 10^{-3} = 12,8 \text{ кОм}.$$

Аналогично выполняется расчет схем с транзисторами противоположного типа проводимости.

4. В выводах по этапу 3 следует отметить, каким образом обеспечивается активный режим работы транзисторов каскадов усиления и целесообразность использования 2-полярного питания (для отдельных вариантов задания).

6 АНАЛИЗ ВОЗДЕЙСТВИЯ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ (ЭТАП 4)

Эквивалентная схема каскада, с помощью которой осуществляют анализ воздействия дестабилизирующих факторов на положение ИРТ в каскаде приведена на рис. 10.

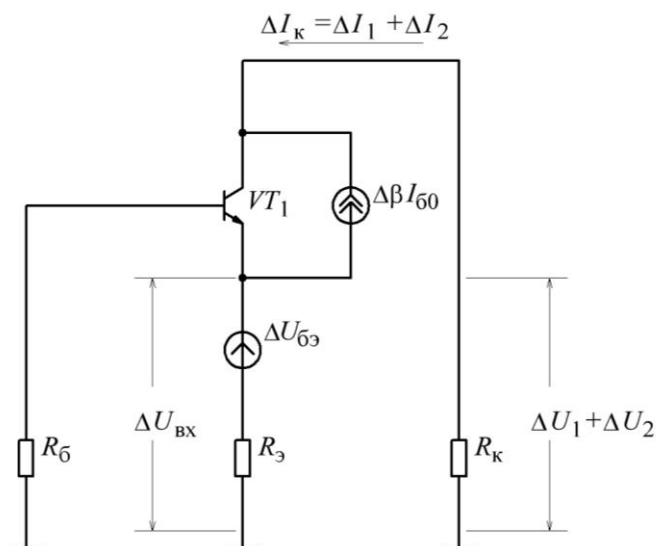


Рис 10. Анализ воздействия дестабилизирующих факторов

Схема составлена с учетом того, что в точках подключения к каскадам источников питания E_+ и E_- отсутствуют какие-либо изменения потенциалов. Поэтому при составлении эквивалентной схемы для переменных составляющих потенциалов указанные точки принимаются за точки нулевого потенциала. На эквивалентной схеме воздействие основных дестабилизирующих факторов представлено с помощью соответствующих генераторов тока и напряжения. Для кремниевого биполярного транзистора к таким факторам относятся неопределенность и непостоянство $\Delta U_{бэ}$ номинальной разности потенциалов база-эмиттер $U_{бэ}$ и $\Delta \beta$ коэффициента передачи тока базы β . Перечисленные неопределенности и непостоянство параметров обусловлены как технологическим разбросом характеристик транзистора, так и их температурными изменениями.

Отклонение Δt температуры от ее номинального значения приводят к следующим изменениям характеристик транзисторов:

$$\Delta U_{бэt} = U_{бэном} - U_{бэt} = 2,1 \cdot 10^{-3} \Delta t, \quad \Delta \beta_t = 0,005 \beta \Delta t, \quad (5)$$

где Δt , – предельное отклонение температуры транзистора от номинального ее значения $t_{ном} = 20^\circ \text{C}$, $U_{бэном}$ – напряжение база-эмиттер при номинальной температуре, $U_{бэt}$ – напряжение база-эмиттер при рабочей температуре.

В наиболее неблагоприятном случае отклонения параметров от номинальных значений за счет температурных изменений и технологического разброса имеют одинаковую направленность. В этом случае

$$\Delta U_{бэ} = \Delta U_{бэt} + \Delta U_{бэT}, \quad \Delta \beta = \Delta \beta_t + \Delta \beta_T, \quad (6)$$

где $\Delta U_{бэT}$, $\Delta \beta_T$ – отклонения параметров $U_{бэ}$ и β вследствие технологического разброса. Обычно $\Delta U_{бэT} < 0,05 \text{ В}$, $\Delta \beta_T < 0,5 \beta$, т. е. технологическая составляющая отклонения β от номинального значения является доминирующей.

Соотношения (6) и схема рис. 10 являются исходными при проведении анализа возможных вариаций ΔI_K и $\Delta I_э$ токов I_K и $I_э$. Анализ базируется на пересчете всех источников нестабильности к коллекторному или эмиттерному выводу транзистора. Параметр $\Delta I_K = \Delta I_э$ является результатом совместного воздействия указанных ранее двух источников нестабильности, т. е. $\Delta I_K = \Delta I_1 + \Delta I_2$, где ΔI_1 – составляющая тока ΔI_K , обусловленная нестабильностью $\Delta U_{бэ}$, а ΔI_2 – составляющая, обусловленная нестабильностью $\Delta \beta$. В рамках задач, решаемых при анализе нестабильности тока ΔI_K , порождающие ее

факторы, могут рассматриваться как источники малосигнальных напряжений и токов. В результате этого вычисление составляющих ΔI_1 и ΔI_2 правомочно осуществлять с помощью малосигнальных параметров. При вычислениях в качестве вспомогательных параметров целесообразно использовать изменения ΔU_1 и ΔU_2 , и $\Delta U_K = \Delta U_1 + \Delta U_2$ разности потенциалов на резисторе R_K , порождаемые каждым из токов ΔI_1 и ΔI_2 и их совместным воздействием. При этом $\Delta I_1 = \Delta U_1 / R_K$, $\Delta I_2 = \Delta U_2 / R_K$, а $\Delta U_K = (\Delta I_1 + \Delta I_2) / R_K$. Использование вспомогательных напряжений ΔU_1 и ΔU_2 позволяет осуществлять пересчеты токов ΔI_1 и ΔI_2 в ток ΔI_K с помощью коэффициентов усиления по напряжению без привлечения при пересчетах коэффициентов передачи по току.

Расчеты по анализу неустойчивости ΔI_K , а также последующие вычисления значений других характеристик отдельных каскадов и усилителя в целом, базируются на использовании малосигнальных параметров транзистора и применении теории четырехполюсников. Рассмотрим основные положения этой теории.

Критерии и особенности малосигнального режима работы. Считается, что транзистор работает в малосигнальном или линейном режиме, если в процессе работы не проявляется влияние нелинейности его ВАХ. Основным критерием линейного режима работы транзистора является малое значение в нем сигнальных составляющих выходных токов ΔI_K и напряжений $\Delta U_{KЭ}$ по сравнению с их значениями I_{K0} и $U_{KЭ0}$, соответствующими ИРТ. Количественно интенсивность сигнала характеризуется коэффициентами использования транзистора по току ξ_i и напряжению ξ_u . При этом $\xi_i = \Delta I_K / I_{K0}$ и $\xi_u = \Delta U_{KЭ} / U_{KЭ0}$, где ΔI_K , $\Delta U_{KЭ}$ – наибольшие отклонения выходного тока и разности потенциалов от их начальных значений I_{K0} и $U_{KЭ0}$.

Обычно влияние нелинейности ВАХ транзистора становится заметным, когда какой-либо из этих коэффициентов превышает 0,2–0,3. Таким образом, в качестве критерия малосигнальности режима работы можно принять одновременное выполнение условий $\xi_i < 0,3$ и $\xi_u < 0,3$.

При малосигнальном режиме работы транзистора взаимосвязи и взаимозависимости между его токами и напряжениями определяются постоянными коэффициентами, не зависящими от уровня сигналов. Эти коэффициенты называются малосигнальными параметрами. Существует несколько систем параметров. Дальнейшее рассмотрение работы транзистора с указанными

ограничениями будем осуществлять на базе системы Y -параметров. В этой системе параметры имеют размерность проводимости, а взаимосвязь между комплексными амплитудами токов и напряжений определяется системой уравнений

$$\begin{cases} \dot{I}_{\text{ВХ}} = \dot{y}_{11}\dot{U}_{\text{ВХ}} + \dot{y}_{12}\dot{U}_{\text{ВЫХ}} \\ \dot{I}_{\text{ВЫХ}} = \dot{y}_{21}\dot{U}_{\text{ВХ}} + \dot{y}_{22}\dot{U}_{\text{ВЫХ}} \end{cases},$$

где $\dot{I}_{\text{ВХ}}$, $\dot{U}_{\text{ВХ}}$, $\dot{I}_{\text{ВЫХ}}$, $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ – комплексные амплитуды сигнальных токов и напряжений.

Основным параметром, который в первую очередь определяет усилительные свойства транзистора, является проводимость $\dot{y}_{21}$, часто называемая крутизной транзистора и обозначаемая $\dot{S}$. Проводимость $\dot{y}_{11}$ является главной характеристикой входных свойств транзистора, а $\dot{y}_{22}$ – выходных. Поэтому указанные проводимости, соответственно, называются входной и выходной проводимостью транзистора. Параметр $\dot{y}_{12}$ характеризует влияние выходного напряжения на входной ток, т. е. степень прохождения сигнала в направлении, обратном основному (в направлении с выхода на вход), поэтому проводимость $\dot{y}_{12}$ носит название проводимости обратной связи.

В основной частотной области транзистора, под которой понимается область частот $f < f_S$, где f_S – частота, на которой модуль крутизны транзистора уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, взаимосвязи между токами и напряжениями в транзисторе определяются вещественными (действительными) коэффициентами. В этой частотной области вместо системы комплексных Y -параметров используется система вещественных параметров (g_{21} , g_{11} , g_{12} , g_{22}), которые являются вещественными частями соответствующих комплексных параметров $\dot{y}_{ij}$.

Значения малосигнальных параметров зависят от того, каким образом транзистор включен в схему каскада (какая из схем ОЭ, ОК, ОБ реализована).

В ряде случаев транзистор преднамеренно или помимо желания разработчика оказывается включенным в схему таким образом, что все его три зажима оказываются под переменном потенциалом, как это показано на рис. 11.

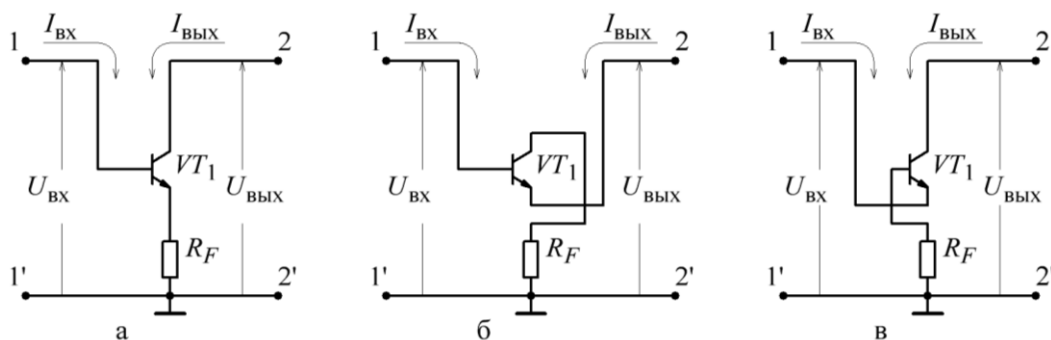


Рис 11. Схемы с 2-полюсником в цепи общего электрода

Эти включения удобно рассматривать как разновидности соответствующих включений, представленных на рис. 2, которые отличаются от последних наличием 2-полюсника R_F в общем (заземляющем) проводе. Включение в схему каскада сопротивления R_F вызывает появление внутри каскада отрицательной обратной связи, которая снижает входную проводимость, повышает устойчивость параметров каскада по отношению к воздействию дестабилизирующих факторов, но при этом снижает коэффициенты усиления по напряжению и мощности.

В дальнейшем параметры схем, представленных на рис. 11, соответствующие ненулевому значению R_F , будем отмечать индексом «F» и обозначать $ОЭ_F$, $ОК_F$ и $ОБ_F$ соответственно.

Малосигнальные параметры биполярных транзисторов. В процессе применения той или иной системы малосигнальных или других параметров возникает проблема получения данных о численном значении параметров, входящих в систему, так как без этих данных практическое использование системы оказывается неэффективным. Информация о свойствах усилительных приборов, приводимая в справочниках, обычно не содержит достаточных данных для проведения расчетов. Эти данные в первую очередь ориентированы на проведение операции контроля работоспособности транзисторов при их выпуске, а не на разнообразное их практическое использование, предусматривающее работу транзисторов не только в номинальном, но и других режимах.

В связи с этим представляет интерес рассмотрение свойств усилительных приборов, основанное на привлечении их физических эквивалентных схем. Такие схемы при весьма ограниченном числе параметров позволяют с приемлемой для практических расчетов точностью охарактеризовать свойства усилительных приборов при их работе в широком диапазоне токов, температур и при различных способах включения в схему.

Одним из наиболее часто используемых соотношений, вытекающих из физической эквивалентной схемы биполярного транзистора (модели Эберса-Молла), является соотношение, определяющее зависимость выходного тока транзистора от разности потенциалов на переходе база-эмиттер:

$$I_{\text{э}} = I_{\text{оэ}} e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{mU_T}}, \quad (7)$$

где $I_{\text{оэ}}$ – обратный ток эмиттерного перехода; m – коэффициент неидеальности p - n -перехода ($m \approx 1$ при малых значениях тока $I_{\text{к0}}$, когда $I_{\text{к}} \ll I_{\text{кmax}}$, и $m = 2-5$ при значениях токах коллектора, приближающихся к максимально допустимым $I_{\text{кmax}}$); $U_T = kT/q$ – температурный потенциал; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж / К – постоянная Больцмана; T – температура в Кельвинах; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ К – заряд электрона. При номинальной температуре $U_T = 0,026$ В.

Отличие значений m от единицы в первую очередь обусловлено тем, что напряжение $U_{\text{бэ}}$, приложенное к внешним зажимам транзистора, воздействует на внутренний управляющий ток коллектора переход база-эмиттер не прямо, а через дополнительное сопротивление базовой области транзистора $r_{\text{б}}$. Вследствие этого внутри транзистора происходит ослабление сигналов, управляющих током. Это ослабление можно охарактеризовать коэффициентом деления резистивного делителя, состоящего из сопротивления $r_{\text{б}}$ и резистивной проводимости $g_{\text{б'э}}$ внутреннего (идеального) перехода база-эмиттер $N = 1/m = U_{\text{б'э}}/U_{\text{бэ}} = 1/(1 + g_{\text{б'э}} r_{\text{б}})$, где $U_{\text{б'э}}$ – напряжение непосредственно на переходе, а $U_{\text{бэ}}$ – напряжение на электродах транзистора. В результате с учетом того, что $g_{\text{б'э}} = I_{\text{к}}/(\beta U_T)$

$$m = \frac{1}{N} = 1 + g_{\text{б'э}} r_{\text{б}} = 1 + \frac{r_{\text{б}} I_{\text{к}}}{0,026\beta},$$

где $\beta = dI_{\text{к}}/dI_{\text{б}}$ – коэффициент усиления транзистора по току.

Считается, что коэффициент усиления β при линейном режиме работы транзистора в малой степени зависит от протекающих в транзисторе токов. Значение сопротивления $r_{\text{б}}$ обычно лежит в пределах 30–70 Ом для транзисторов малой и средней мощности и 5–30 Ом для транзисторов повышенной и высокой мощности.

При линейном режиме ток базы существенно меньше тока эмиттера, поэтому $I_K \approx I_E$. Из этого и (7) вытекают соотношения, позволяющие приближенно определить значения основных малосигнальных параметров транзистора, практически не прибегая к использованию справочных данных:

$$\begin{aligned} g_{21} &= \frac{dI_K}{dU_{бэ}} = \frac{I_K}{mU_T}, \\ g_{11} &= \frac{dI_б}{dU_{бэ}} = \frac{g_{21}}{\beta}. \end{aligned} \quad (8)$$

Кроме того, для биполярного транзистора с приемлемой для практики точностью можно считать, что

$$g_{22} \approx \frac{I_K}{|U_{Эрли}| + |U_{кэ}|}, \quad g_{12} \approx 0, \quad (9)$$

где $U_{Эрли}$ – потенциал Эрли.

Сущность потенциала Эрли иллюстрирует рис. 12, на котором приведены графики выходных характеристик транзистора, аппроксимированные ломаными линиями.

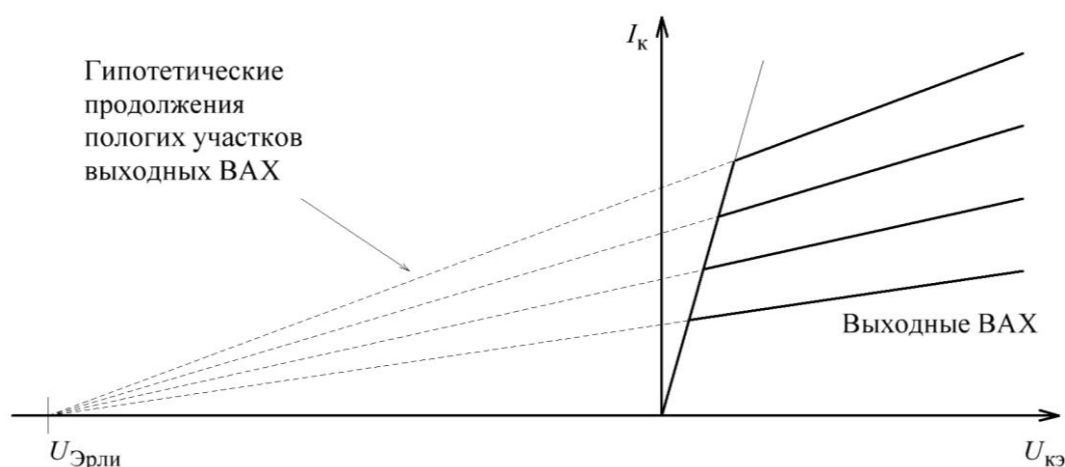


Рис 12. Потенциал Эрли

Как видно из рис. 12 гипотетические продолжения пологих участков выходных ВАХ транзистора, соответствующих различным токам базы, пересекаются между собой и с осью абсцисс приблизительно в одной точке. Эта точка и носит название «потенциал Эрли».

Для транзисторов малой мощности $n-p-n$ -структуры $U_{Эрли} \approx 100\text{--}180$ В, а для транзисторов $p-n-p$ -структуры $U_{Эрли} \approx 50\text{--}100$.

Применение основных положений теории 4-полюсников к расчету свойств транзисторных каскадов. В ходе рассмотрения основных свойств усилительных каскадов (рис. 2 и 11) их транзисторы рассматривают в виде 4-полюсников, к выходным клеммам 2–2' которых подключена нагрузка G_H , а к входным – источник сигнала с ЭДС E_c и выходным сопротивлением R_c как это показано на рис. 13.

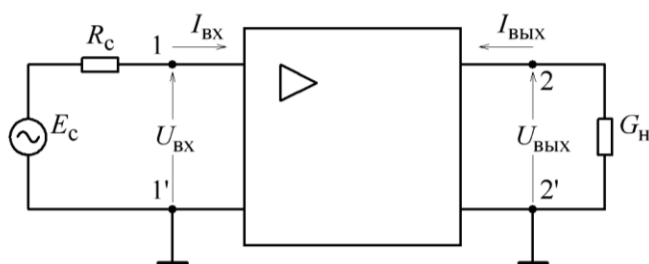


Рис 13. Транзистор как 4-полюсник с внешними цепями

Транзистор является 3-полюсным прибором, поэтому при его представлении в виде 4-полюсника один из зажимов транзистора оказывается общим для входной и выходной цепей. В результате транзистор выступает в роли 4-полюсника с общей стороной.

Согласно общей теории 4-полюсников свойства схемы, представленной на рис. 13, для основной рабочей частотной области транзистора ($f \ll f_S$) при резистивной нагрузке G_H и резистивной выходной проводимости источника сигнала $G_c = 1 / R_c$, определяются формулами:

$$\begin{aligned} K &= \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{g_{21}}{g_{22} + G_H}, \\ K_{\text{обр}} &= \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = -\frac{g_{12}}{g_{11} + G_c}, \\ G_{\text{ВХ}} &= \frac{I_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{22} + G_H}, \\ G_{\text{ВЫХ}} &= \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11} + G_c}. \end{aligned} \quad (10)$$

При нахождении значений коэффициента усиления следует иметь в виду, что наличие знака "минус" перед результатом вычислений указывает на то, что выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ противофазно относительно входного $U_{\text{ВХ}}$. Так, например, если для какой-либо схемы параметры g_{21} , g_{22} , и G_H положительны, то знак "минус" перед правыми частями выражений (10) для K указывает на

инвертирующий характер передачи по напряжению. В такой схеме фактические направления изменений сигналов $U_{\text{ВЫХ}}$ и $U_{\text{ВХ}}$ оказываются взаимно противоположными (противофазными).

В случаях, когда нельзя пренебречь комплексным характером параметров транзистора, нагрузки или источника сигнала, соотношения (10) остаются в силе, за исключением того, что все или часть входящих в (10) данных приобретает комплексный характер.

Принципы расчетов, определяемые соотношениями (8) и (9), могут быть распространены и на случаи, когда условия малосигнальности $\xi_i < 0,3$ и $\xi_u < 0,3$ не выполняются. Эти случаи подразумевают проведение вычислений с использованием усредненных малосигнальных параметров, под которыми понимают полусуммы их значений, отвечающих крайним отклонениям выходных токов и напряжений, наблюдаемых в процессе усиления сигналов. Так, например, в случае, когда в каскаде на биполярном транзисторе ток коллектора претерпевает изменения от $I_{\text{к1}}$ до $I_{\text{к2}}$ (но не выходит за пределы усиительной области ВАХ транзистора), значение параметра g_{21} , усредненное по этому диапазону изменений тока коллектора, согласно сказанному и (8) может быть определено с помощью соотношения

$$g_{21} = \frac{1}{2} \left(\frac{I_{\text{к1}}}{m_1 U_T} + \frac{I_{\text{к2}}}{m_2 U_T} \right),$$

где m_1, m_2 – значения параметра m , вычисленные в соответствии с (7) для токов $I_{\text{к1}}$ и $I_{\text{к2}}$ соответственно.

Соотношения (10) применимы при любой схеме включения транзистора при условии использования в них параметров, относящихся к соответствующей схеме включения.

Обычно параметры схем включения, отличных от основной (основной схемой включения считается схема ОЭ), выражают через параметры последней. Для схемы ОК справедливы следующие соотношения

$$\begin{aligned} g_{11\text{ОК}} &= g_{11}; \\ g_{21\text{ОК}} &= -g_{11} - g_{21}; \\ g_{12\text{ОК}} &= -g_{11} - g_{12}; \\ g_{22\text{ОК}} &= g_{11} + g_{12} + g_{21} + g_{22}. \end{aligned} \tag{11}$$

Для схемы ОБ аналогичные формулы выглядят следующим образом

$$\begin{aligned}
g_{11OB} &= g_{11} + g_{12} + g_{21} + g_{22}; \\
g_{21OB} &= -g_{22} - g_{21}; \\
g_{12OB} &= -g_{22} - g_{12}; \\
g_{22OB} &= g_{22}.
\end{aligned}
\tag{12}$$

Для схемы ОЭ численные значения малосигнальных параметров таковы, что $g_{21} \gg g_{11} \gg g_{22}$, а $g_{12} \approx 0$. В результате этого можно при вычислениях использовать следующие приближенные соотношения, следующие из (11) и (12):

$$\begin{aligned}
g_{11OK} &= g_{11}; \quad g_{21OK} = -g_{21}; \quad g_{12OK} = -g_{11}; \quad g_{22OK} = g_{21}; \\
g_{11OB} &= g_{21}; \quad g_{21OB} = -g_{21}; \quad g_{12OB} = -g_{22}; \quad g_{22OB} = g_{22}.
\end{aligned}$$

Таким образом параметры схем ОБ и ОК выражены через параметры схемы ОЭ.

Влияние незаземленности общего провода на свойства каскадов. 2-полюсник R_F в цепи общего электрода (рис. 11) удобно рассматривать как составную часть самого транзистора, имеющего другие измененные значения Y -параметров. В основной рабочей частотной области транзистора ($f \ll f_S$), при резистивном характере двухполюсника Z_F , когда $Z_F = R_F$, для всех схем включения транзистора справедливы общие соотношения

$$\begin{aligned}
g_{11F} &= \frac{g_{11} + \Delta R_F}{F} \approx \frac{g_{11}}{F}; \\
g_{21F} &= \frac{g_{21} + \Delta R_F}{F} \approx \frac{g_{21}}{F}; \\
g_{12F} &= \frac{g_{12} + \Delta R_F}{F} \approx \frac{g_{12}}{F}; \\
g_{22F} &= \frac{g_{22} + \Delta R_F}{F} \approx \frac{g_{22}}{F},
\end{aligned}
\tag{13}$$

где $\Delta = g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}$; $F = 1 + (g_{11} + g_{22} + g_{12} + g_{21}) R_F$.

При этом для различных схем включения транзисторов $\Delta_{OЭ} = \Delta_{OK} = \Delta_{OB}$, а для знаменателя в (13) выполняются соотношения:

$$F_{OЭ} \approx 1 + g_{21} R_F; \quad F_{OK} \approx 1 + g_{22} R_F; \quad F_{OB} \approx 1 + g_{11} R_F.$$

В результате с приемлемой для практики точностью можно считать, что

$$K_{OЭF} \approx \frac{K_{OЭ}}{F_{OЭ}}; \quad K_{OBF} \approx \frac{K_{OB}}{F_{OB}}; \quad K_{OKF} \approx \frac{K_{OK}}{F_{OK}}.$$

Рассмотренный подход позволяет получить выражения, определяющие свойства различных каскадов в удобной для проведения вычислений форме. В этом случае свойства каскадов представлены через малосигнальные параметры основной схемы включения – ОЭ, значение которых может быть оценено с помощью (8) и (9). Результаты представлены в табл. 3.

Таблица 3

Малосигнальные параметры каскадов

Схема	K_F	$G_{вхF}$	$G_{выхF}$
ОЭ _F	$-g_{21} R_K / (1 + g_{21} R_3)$	$g_{11} / (1 + g_{21} R_3)$	$g_{22} / (1 + g_{21} R_3)$
ОК _F	$g_{21} R_3 / (1 + g_{21} R_3)$	$g_{11} / (1 + g_{21} R_3)$	$g_{21} / (1 + g_{11} R_6)$
ОБ _F	$g_{21} R_K / (1 + g_{21} R_3)$	$g_{21} / (1 + g_{11} R_6)$	$g_{22} / [(1 + g_{21} R_3)(1 + g_{11} R_6)]$

При получении формул использован тот факт, что для схем ОЭ и ОБ на практике почти всегда выполняется соотношение $g_{22} \ll G_H$, а для схемы ОК $F_{OK} \approx 1$.

При использовании приведенных в таблице соотношений следует иметь в виду, что них в качестве параметров R_K , R_3 и R_6 выступают эквивалентные сопротивления всех внешних цепей, подключенных к коллекторному, эмиттерному и базовому выводам транзистора. Входная и выходная проводимости $G_{вхF}$ и $G_{выхF}$ вычисляются по отношению к входному и выходному электродам транзистора без учета шунтирующего влияния цепей, предназначенных для обеспечения работы транзистора на постоянном токе.

Вычисление значения нестабильности коллекторного тока. В схеме рис. 10 преобразование напряжения $\Delta U_{бэ}$ в ток ΔI_1 осуществляются по схеме ОБ_F, так как источник этого напряжения подключен к эмиттерному выводу транзистора, а выходной потенциал ΔU_1 рассматривается в коллекторной цепи в условиях, когда внешняя по отношению к базовому выводу транзистора цепь может иметь ненулевое сопротивление $R_F = R_6$. Так, для схем рис. 5б и рис. 5в $R_6 = R_1 \parallel R_2$. В соответствии со сказанным

$$\Delta I_1 = \frac{\Delta U_1}{R_K} = \frac{\Delta U_{бэ} K_{вхц} K_{ОБF}}{R_K}, \quad (14)$$

где $K_{вхц} = R_{вхоБF} / (R_{вхоБF} + R_3)$ – коэффициент передачи входной цепи схемы ОБ_F; $R_{вхоБF} = 1 / G_{вхоБF}$ – входное сопротивление схемы ОБ_F.

Согласно данным табл. 3 это сопротивление определяется с использованием следующего соотношения: $G_{\text{вход}F} = g_{21} / (1 + g_{11} R_6)$.

В результате из (14) получаем

$$\Delta I_1 = \frac{\Delta U_1}{R_k} = \frac{\Delta U_{63} g_{21}}{1 + g_{21} R_3 + g_{11} R_6}. \quad (15)$$

В схеме рис. 10 влияние нестабильности $\Delta\beta$ охарактеризовано с помощью источника тока $\Delta\beta I_{60}$. Искомый результат преобразования тока этого источника в ток ΔI_2 определяется как непосредственным его проникновением в коллекторную цепь каскада, так и его воздействием на эмиттерную цепь транзистора. Этот ток участвует в создании напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$, которое, в свою очередь, преобразуется в напряжение ΔU_2 в соответствии с уже рассмотренными ранее принципами и соотношением (14). В результате

$$\Delta I_2 = \frac{\Delta\beta I_{60} (1 + g_{11} R_6)}{1 + g_{21} R_3 + g_{11} R_6}. \quad (16)$$

Из (15) и (16) следует, что

$$\Delta I_k = \frac{\Delta U_{63} g_{21} + \Delta\beta I_{60} (1 + g_{11} R_6)}{1 + g_{21} R_3 + g_{11} R_6}. \quad (17)$$

В 2-транзисторном каскаде на эмиттерно-связанных транзисторах нестабильность коллекторного тока второго транзистора можно считать состоящей из 2 составляющих. Первая обусловлена изменениями $\Delta\beta$:

$$\Delta I_{k(1)} = \frac{\Delta\beta}{\beta} \cdot \frac{I_0}{2} \cdot \frac{1 + g_{11} R_6}{1 + 2g_{21} R_0 + g_{11} R_6},$$

где I_0 – суммарный ток, протекающий через сопротивление R_0 в цепях эмиттеров; R_6 – эквивалентное сопротивление, внешнее по отношению к базам транзисторов.

Формула для первой составляющей нестабильности коллекторного тока получена из (17) в предположении, что транзисторы одинаковы, а эквивалентные сопротивления в базовых цепях транзисторов равны.

Вторая составляющая нестабильности коллекторного тока 2 транзистора эмиттерно-связанной пары обусловлена несогласованностью транзисторов по номинальному напряжению U_{630} . Эта несогласованность ΔU_{630} , хотя и имеет значение, примерно на порядок меньшее, чем неопределенность ΔU_{63} номи-

нального напряжения $U_{бэ0}$ ($\Delta U_{бэ0} \approx 0,1 \Delta U_{бэ}$), но она способна создать заметные дополнительные отклонения тока $I_{к0}$ от его предполагаемого номинального значения

$$\Delta I_{к(2)} = \frac{0,1 \Delta U_{бэ} g_{21}}{1 + g_{11} R_б}.$$

В результате этого в схеме на эмиттерно-связанных транзисторах суммарная нестабильность тока 2 каскада составит

$$\Delta I_{к} = \Delta I_{к(1)} + \Delta I_{к(2)}. \quad (18)$$

Нестабильность $\Delta I_{к}$ в 2-транзисторном каскаде ОЭ–ОБ с последовательным питанием практически определяется только нестабильностью каскада ОЭ, поэтому она может быть вычислена в соответствии с (17).

Следует отметить, что в многокаскадных схемах с непосредственными межкаскадными связями наибольший уровень нестабильности положения ИРТ обычно наблюдается в оконечном каскаде. Данное обстоятельство объясняется тем, в оконечном каскаде, помимо собственных нестабильностей, действуют и нестабильности предшествующих каскадов. В результате этого в оконечном каскаде 3-каскадного усилителя общее отклонение $\Delta I_{к3\Sigma}$ тока $I_{к03}$ от прогнозируемого значения может быть оценено по формуле

$$\Delta I_{к3\Sigma} = \Delta I_{к3} + \Delta I_{к3.2}, \quad (19)$$

где $\Delta I_{к3}$ – изменения тока $I_{к03}$ вследствие воздействия собственных дестабилизирующих факторов 3 каскада; $\Delta I_{к3.2}$ – изменения тока $I_{к03}$ в рассматриваемом 3 каскаде, возникающие вследствие нестабильности тока 2 каскада.

В свою очередь

$$\Delta I_{к2\Sigma} = \Delta I_{к2} + \Delta I_{к2.1}, \quad (20)$$

где $\Delta I_{к2}$ – изменения тока $I_{к02}$ вследствие воздействия собственных дестабилизирующих факторов 2 каскада, $\Delta I_{к2.1}$ – изменения тока $I_{к02}$ во 2 каскаде, возникающие вследствие нестабильности тока 1 каскада, а

$$\begin{aligned} \Delta I_{к2.1} &= \frac{\Delta I_{к1} R_{н1} K_{2F}}{R_{н2}}, \\ \Delta I_{к3.2} &= \frac{\Delta I_{к2\Sigma} R_{н2} K_{3F}}{R_{н3}}. \end{aligned} \quad (21)$$

В (21) R_{H1} , R_{H2} , R_{H3} – полные сопротивления нагрузок в первом, втором и третьем каскадах соответственно; K_{3F} – коэффициент передачи по напряжению от точки подключения нагрузки R_{H2} до точки подключения нагрузки R_{H3} ; K_{2F} – коэффициент передачи по напряжению от точки подключения нагрузки R_{H1} до точки подключения нагрузки R_{H2} .

Рекомендуемый порядок выполнения этапа 4.

1. С помощью (5) и (6) определить исходные значения нестабильностей $\Delta U_{бэ}$ и $\Delta \beta$ входящих в эквивалентную схему рис. 10.

2. С помощью (8) и (9) вычислить малосигнальные параметры транзисторов каждого каскада.

3. По табл. 3 найти малосигнальные параметры всех каскадов.

4. Определить эквивалентные сопротивления цепей, внешних по отношению к выводам базы и эмиттера каждого каскада $R_б$ и $R_э$. При этом использовать данные табл. 3 о входных и выходных сопротивлениях каскадов.

Так, например, в схеме рис. 6 в роли $R_{б2}$ в каскаде на транзисторе VT_2 выступает параллельное соединение резистора $R_{к1}$ и выходного сопротивления $R_{выхОЭФ}$ каскада на VT_1 , включенного по схеме ОЭФ. При этом согласно табл. 3 $R_{выхОЭФ} = (1 + g_{21} R_э) / g_{22}$.

В этой же схеме в роли $R_{б3}$ в каскаде на транзисторе VT_3 выступает параллельное соединение резистора $R_{э2}$ и выходного сопротивления каскада ОК. Выходное сопротивление этого каскада совпадает со входным сопротивлением схемы ОБФ, которое с учетом незаземленности базы (в роли двухполюсника R_F в этой схеме выступает сопротивление $R_{б2}$) согласно данным табл. 3 определяется соотношением $R_{выхОК} = (1 + g_{21} R_б) / g_{21}$.

5. Вычислить для каждого каскада собственные нестабильности $\Delta I_{к1}$, $\Delta I_{к2}$, $\Delta I_{к3}$ коллекторных токов $I_{к01}$, $I_{к02}$, $I_{к03}$. Вычисления осуществить в соответствии с (17) и (18) и эквивалентной схемой рис. 10.

6. С помощью (19) определить искомое значение $\Delta I_{к3\Sigma}$. В ходе промежуточных вычислений использовать (20) и (21).

7. Оценить полученные значения нестабильностей исходя из свойств заданной конфигурации схемы усилителя.

7 МЕРОПРИЯТИЯ ПО СНИЖЕНИЮ ВЛИЯНИЯ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ (ЭТАП 5)

В многокаскадных усилительных трактах с непосредственными связями широко используется принцип стабилизации режимов работы тракта в целом путем его охвата цепью общей ООС. Введение в схему такой обратной связи уменьшает влияние дестабилизирующих факторов и разброса характеристик транзисторов на режимы работы каскадов на постоянном токе. При этом указанное стабилизирующее воздействие ООС оказывается на все каскады, охваченные петлей обратной связи.

Основные положения теории обратной связи. Одной из отличительных особенностей усилительных трактов среди электронных цепей является тот факт, что они обладают преимущественно однонаправленной передачей сигналов, т. е. такой, при которой коэффициент передачи сигнала со входа на выход существенно преобладает над коэффициентом передачи в обратном направлении – с выхода на вход. Процесс передачи сигналов в усилительных трактах в направлении, обратном основному, т. е. с выхода на вход, называется обратной связью, а цепь, по которой осуществляется эта передача, – цепью обратной связи.

Структуру усилительного тракта, охваченного цепью обратной связи, можно представить в виде рис. 14.

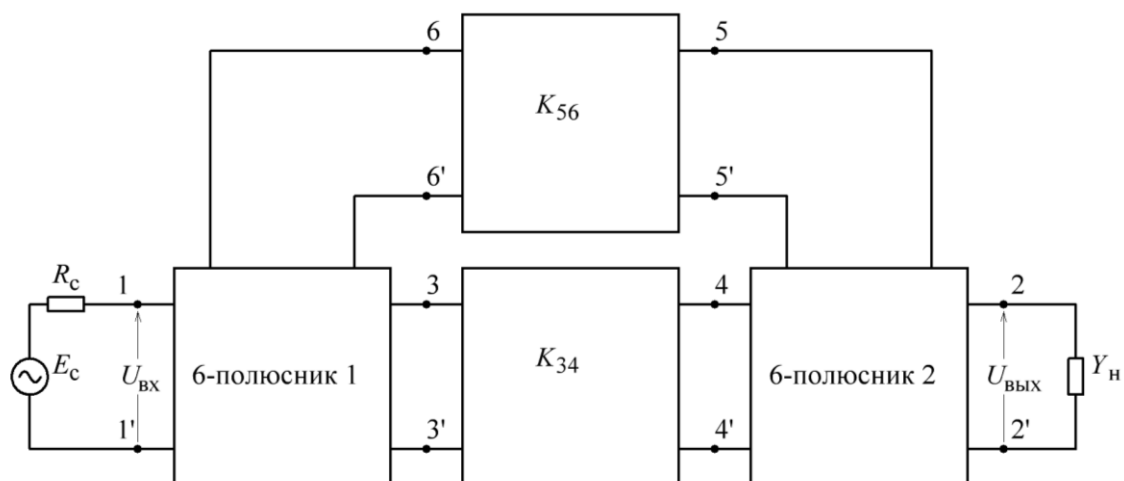


Рис 14. Схема с обратной связью

В состав этой структуры входят: основной усилительный тракт K_{34} , основное звено цепи обратной связи K_{56} и два 6-полюсника 1 и 2. В 6-полюснике 2 происходит ответвление части выходного сигнала в основное звено цепи обратной связи, а в 6-полюснике 1 – соединение (смешивание) входного сигнала

с сигналом, поступающим с выхода основного звена цепи обратной связи. Считается, что 6-полюсники 1, 2 и 4-полюсник K_{56} являются пассивными цепями, т. е. цепями, организованными на базе RLC -элементов. В структуре усилительного тракта с обратной связью образуется замкнутый (кольцевой) путь, называемый петлей обратной связи.

Степень влияния обратной связи на свойства усилительного тракта в первую очередь, зависит от модуля коэффициента передачи T в этой петле, в том числе и от коэффициента передачи самого усилителя. Таким образом, эффективность воздействия обратной связи на характеристики усилительного тракта определяется не только свойствами цепи обратной связи, но и в равной степени – самого тракта, охватываемого цепью обратной связи. Модуль коэффициента передачи в петле обратной связи называют петлевой передачей или возвратным отношением и обозначают символом T .

Степень относительных изменений параметров усилительного тракта, вызываемых введением в него обратной связи, в первую очередь, характеризуют параметром $F = 1 \pm T$, называемым глубиной обратной связи. Знак "+" перед петлевой передачей T соответствует схемам, организованным как схемы с ООС, а знак «-» – как схемы с положительной обратной связью. При этом отрицательной обратной связи соответствует $F > 1$, а положительной обратной связи $0 < F < 1$. Признаком ООС является уменьшение передаточных свойств тракта ($F > 1$), а положительной обратной связи – увеличение ($0 < F < 1$). При $F < 0$ в тракте с обратной связью возникают автоколебания и усилительный тракт становится автогенератором.

Часто построение 6-полюсников 1 и 2 таково, что цепи, идущие к их внешним зажимам, образуют внутри этих 6-полюсников параллельное или последовательное соединения, как это показано на рис. 15.

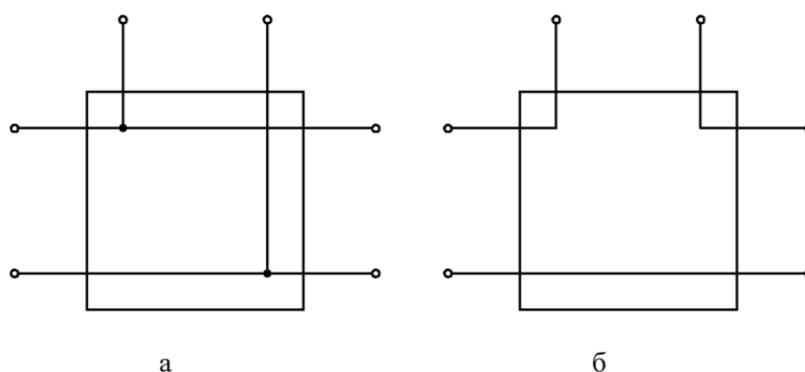


Рис 15. Частные случаи 6-полюсников

В соответствии с указанными разновидностями соединений различают обратные связи параллельного и последовательного вида. При этом в зависимости от структуры входного 6-полюсника различают обратную связь, последовательную по входу, и обратную связь, параллельную по входу. Аналогично в зависимости от структуры 6-полюсника 2 обратная связь называется последовательной по выходу или параллельной по выходу. Эти две разновидности также часто называют обратной связью по току и по напряжению соответственно. Такие названия обусловлены тем, что при обратной связи, последовательной по выходу, сигнальное напряжение на входе звена обратной связи K_{56} пропорционально протекающему через нагрузку Z_H току, а при параллельной по выходу – напряжению.

В ряде случаев 4-полюсники K_{34} и K_{56} , входящие в схему рис. 14, являются 4-полюсниками с общей стороной (с попарно объединёнными зажимами 3'–4' и 5'–6'), т. е. выступают в роли 3-полюсников. Объединенные зажимы 4-полюсников обычно подсоединяются к точке нулевого потенциала. Частным случаем схемы рис. 14 является схема, в которой в качестве основного звена цепи обратной связи выступает 2-полюсник Z_{56} , непосредственно подключенный ко входу и выходу усилителя, как показано на рис. 16.

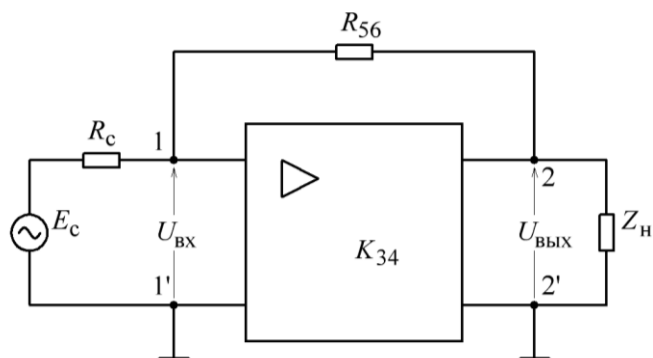


Рис 16. Частный случай цепи обратной связи

При этом образуется простейший вариант построения цепи обратной связи, соответствующий включению 6-полюсников 1 и 2 по параллельной схеме, т. е. обратной связи, параллельной по входу и выходу. Рассмотрим, какие изменения вызывает введение ООС на параметры исходной схемы.

Исходные параметры соответствуют схеме тракта, в которой действие ОС исключено за счет разрыва петли обратной связи, выполненного по определенным правилам. В соответствии с этими правилами указанный разрыв не должен сопровождаться нарушением режимов работы разделяемых в месте

разрыва участков тракта. По указанной причине необходимо к разделимым участкам тракта подключать 2-полюсники-эквиваленты Z' и Z'' (рис. 17).

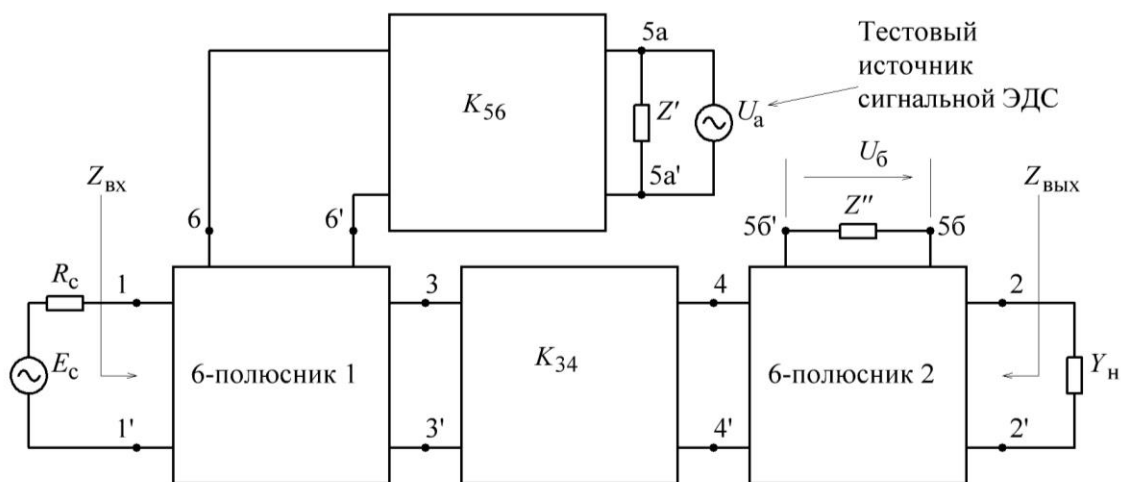


Рис 17. Определение петлевой передачи

Первый из них является эквивалентом выходного сопротивления 6-полюсника 2, второй – входного сопротивления 4-полюсника K_{56} . Схема, образованная указанным способом, является основной, с помощью которой определяются исходные значения таких параметров, как коэффициент усиления по напряжению $K_{12} = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$, входное и выходное сопротивления $Z_{\text{ВХ}}$ и $Z_{\text{ВЫХ}}$. Петлевая передача T должна определяться в соответствии со схемой рис. 17, в которой к зажимам 5а–5а' разомкнутой петли обратной связи подключается источник испытательного сигнала U_a . Затем определяется разность потенциалов U_6 между зажимами 5б–5'б, вызванная этим источником. В результате этого

$$T = \left| \frac{U_6}{U_a} \right| = K_{56} K_{63} |K_{34}| K_{45}. \quad (22)$$

Следует отметить, что в силу пассивности цепи обратной связи, включающей 4-полюсник K_{56} и 6-полюсники 1 и 2, она не обладает свойствами однонаправленной передачи. В результате этого в схеме рис. 14 после введения в нее цепи обратной связи образуется дополнительный путь прохождения сигнала со входа на выход через четырехполюсник K_{56} . Интенсивность прохождения сигнала по этому пути характеризуют коэффициентом передачи $k_{12} = K_{16} K_{65} K_{52}$, который называют коэффициентом пассивной передачи, или коэффициентом передачи, определенным в условиях погашенного усиления, т. е. при отсутствии прохождения сигналов через основное усилительное

звено K_{34} . Обычно $k_{12} \ll K_{12}$. Вследствие этого влиянием дополнительного прохождения сигнала со входа на выход через цепи обратной связи обычно пренебрегают.

При охвате усилительного тракта 1-петлевой ООС (замыкании петли) его передаточные свойства изменяются в соответствии с формулой

$$K_{12F} = \frac{K_{12}}{1+T} + k_{12}, \quad (23)$$

где $K_{12} = K_{13} K_{34} K_{42}$ – коэффициент передачи тракта при разомкнутой петле обратной связи.

Соотношение (23) применимо по отношению к любой паре зажимов усилительного тракта, в том числе и по отношению к зажимам, относительно которых рассматривается действие дестабилизирующих факторов. Из этого следует, что в условиях, когда $k_{12} \ll K_{12}$, введение в усилительный тракт ООС уменьшает результат воздействия дестабилизирующих факторов в соответствии с соотношениями

$$\Delta I_F = \frac{\Delta I}{1+T}, \quad \Delta U_F = \frac{\Delta U}{1+T}, \quad (24)$$

где T – петлевая передача на постоянном токе; ΔI и ΔU – исходные значения результатов воздействия дестабилизирующих факторов на положение ИРТ; ΔI_F , ΔU_F – результат этого воздействия в условиях охвата усилительного тракта ООС с глубиной $F = 1 + T$.

Соотношения (24) относятся как к тракту в целом, так и к любой его части. Так, например, в 3-каскадном усилителе неопределенность положения ИРТ по току в третьем каскаде $\Delta I_{k3\Sigma}$, вычисленная в соответствии с (19) при охвате тракта петлей ООС, уменьшится до значения

$$\Delta I_{k3\Sigma F} = \frac{\Delta I_{k3\Sigma}}{1+T}. \quad (25)$$

Рекомендуемый порядок выполнения этапа 5.

1. Осуществить изменение конфигурации схемы, обеспечивающее создание в ней петли ООС, охватывающей усилительный тракт в целом. На рис. 18–20 приведены результаты таких изменений, осуществленные в отношении схем рис. 6–8.

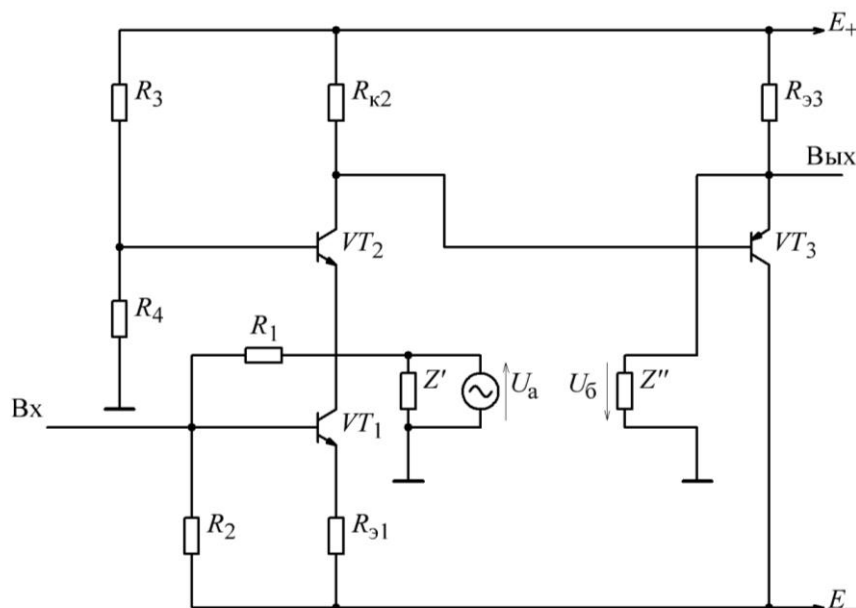


Рис 20. Организация обратной связи в схеме рис. 8

Заметим, что в схеме рис. 18 по отношению к сигналу обратной связи последний каскад включен не как схема ОЭ, а как схема ОК, что обеспечивает нечетное число инвертирующих каскадов, включенных в петлю. В противном случае входной сигнал и сигнал обратной связи окажутся синфазными, а обратная связь будет положительной.

2. Осуществить коррекцию сопротивлений, обусловленную изменением (увеличением) протекающих в них токов при переходе от схем рис. 6–8 к схемам рис. 18–20. В схемах рис. 18 и 20 такой коррекции (уменьшению) подлежат сопротивления резисторов R_{33} и R_1 . В схеме же рис. 19 необходимо ввести дополнительный делитель R_1, R_2 , обеспечивающий выполнение условий $U_{б01} = U_{б02} = 0$ и $I_{дел} \gg I_{б0}$, где $U_{б01}, U_{б02}$ – потенциалы баз транзисторов VT_1 и VT_2 .

3. В соответствии с рассмотренными выше правилами и соотношением (22) вычислить значения петлевой передачи T . При вычислениях следует воспользоваться данными табл. 3 о передаточных свойствах каскадов, входящих в петлю ООС.

Так, например, в схеме рис. 18 значение T определяется не только коэффициентом передачи базового делителя R_1, R_2 , но и общими передаточными свойствами каскадов на транзисторах VT_1 (каскад ОЭ_F), VT_2 (каскад ОК) и VT_3 (каскад ОК). В первом каскаде в качестве нагрузки выступает параллельное соединение сопротивления $R_{к1}$ со входным сопротивлением каскада ОК, во

втором – R_{32} со входным сопротивлением каскада ОК, в третьем – резистор R_{32} с сопротивлением Z'' .

4. В соответствии с (25) уменьшить найденное при вычислениях на предыдущем этапе значение неустойчивости ΔI в $1 + T$ раз.

5. Сделать вывод о результативности предложенных мер применительно к снижению влияния источников неустойчивости.

8 ОРГАНИЗАЦИЯ КОНФИГУРАЦИИ СХЕМЫ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ (ЭТАП 6)

Разрабатываемый усилительный тракт относится к таким, у которых основная часть выполнена по схеме с непосредственными межкаскадными связями. При этом типе межкаскадных связей как на постоянном, так и на переменном токе входной узел последующего каскада эквипотенциален выходному узлу предшествующего. Схемы рис. 6–8 и их модификации на рис. 18–20 являются примерами таких построений.

К достоинствам непосредственных межкаскадных связей следует отнести простоту их реализации, а также возможность стабилизации режимов работы на постоянном токе усилительного тракта в целом за счет охвата этого тракта общей петлей отрицательной обратной связи. Но при этом построение сквозного тракта как усилителя постоянного тока (УПТ) связано с трудно преодолимым противоречием между необходимостью обеспечения высокого усиления, с одной стороны, и – малого влияния факторов, вызывающих отклонения режимов работы от номинальных, – с другой. Это противоречие довольно просто преодолимо при построении тракта как усилителя переменных сигналов.

Под переменными сигналами понимаются такие, которые имеют относительно большие скорости изменения или малое время существования и не содержат постоянных составляющих. Усилители переменных сигналов, в отличие от усилителей постоянного тока, не способны воспроизводить сколь угодно медленно изменяющиеся сигналы, например, импульсы большой длительности. В усилителях переменных сигналов допустимо использование на пути распространения сигнальных токов и напряжений разделительных конденсаторов C_p . Кроме того, в них могут применяться блокировочные конденсаторы C_b , исключая влияние на распределение сигнальных потенциалов участков цепи, зашунтированных этими конденсаторами. Таким образом, под

усилителями переменных сигналов понимаются такие, в схемах которых применены разделительные и блокировочные конденсаторы. При составлении эквивалентных схем для переменного тока эти конденсаторы заменяются короткими замыканиями.

Синтез схемы каскада для переменного сигнала осуществляется последовательно. Сначала проводится выбор его структуры и номиналов элементов с точки зрения обеспечения заданного режима работы на постоянном токе. При этом независимо от предполагаемой схемы включения транзистора по переменному току, за основу принимается схема рис. 5. Затем в схему вводятся разделительные и блокировочные конденсаторы, с помощью которых формируется требуемая схема включения транзистора на переменном токе. Способы подключения блокировочных конденсаторов при организации схем ОЭ, ОК и ОБ иллюстрирует рис. 21.

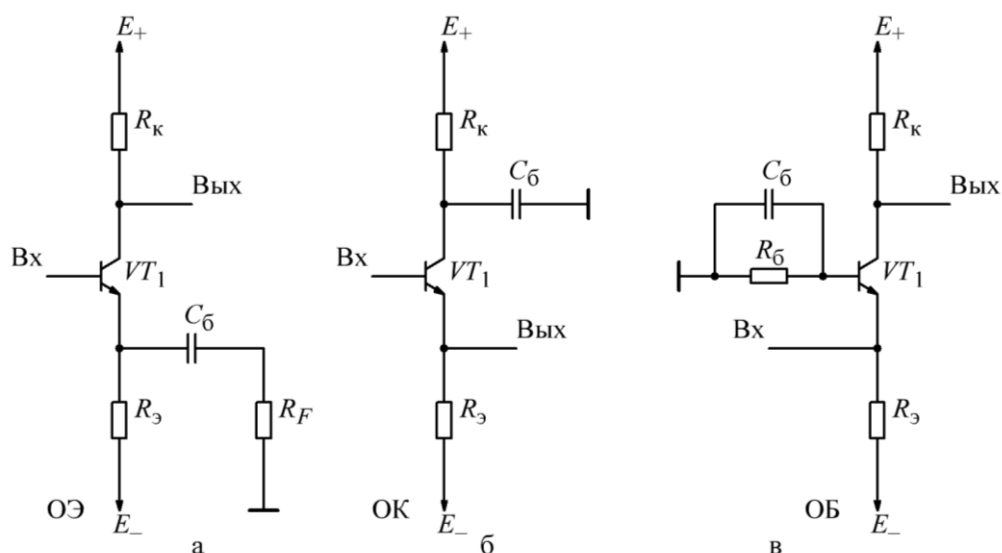


Рис 21. Примеры использования блокировочных конденсаторов

В ряде случаев для повышения стабильности и определенности свойств каскада ОЭ на переменном токе в эмиттерную цепь его транзистора включают дополнительное сопротивление R_F , как это показано на рис. 21а.

На низких частотах выполнить условие пренебрежимо малого значения сопротивлений конденсаторов C_p и C_b не удастся, в результате чего в каскаде возникают низкочастотные искажения, а при прохождении прямоугольного импульса большой длительности происходит спад вершины импульса, возникающий вследствие того, что каскад не способен передавать постоянные напряжения. Для снижения этих искажений требуется увеличение емкостей

конденсаторов C_p и C_6 , что не всегда выполнимо по конструктивным и экономическим соображениям. Поэтому номиналы емкостей этих конденсаторов выбирают исходя из предельно допустимых частотных искажений.

Переходные искажения и принципы их учета. Во временной области при подаче на вход устройства прямоугольного импульса частотные искажения приводят к так называемым переходным искажениям.

Возникновение переходных искажений при усилении импульсных сигналов связано с невозможностью обеспечения в широкополосных усилителях (ШПУ) постоянства коэффициента усиления в широкой частотной области. Трудности по обеспечению этого постоянства возникают как в области низких частот (НЧ), так и в области высоких частот (ВЧ), в результате чего нормированная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) реального ШПУ имеет заниженные и стремящиеся к нулю значения в этих частотных областях (рис. 22).



Рис 22. Пример нормированной АЧХ ШПУ

Исключение составляют лишь УПТ, которые не обладают спадом АЧХ в области НЧ. Они способны передавать и усиливать любые медленно изменяющиеся сигналы, в том числе и импульсные сигналы сколь угодно большой длительности, в то время как прохождение таких сигналов через усилитель, не являющийся УПТ, сопровождается спадом вершины импульса.

Нормированная АЧХ (НАЧХ) M_Σ многозвенного тракта определяется произведением НАЧХ его отдельных звеньев, т. е.

$$M_\Sigma = M_1 M_2 \dots M_N, \quad (26)$$

где M_i — НАЧХ i -го звена многозвенного усилительного тракта, состоящего из N звеньев, существенно влияющих на ход АЧХ.

Из (26) следует, что $1 - \varepsilon_{\Sigma} = (1 - \varepsilon_1)(1 - \varepsilon_2) \dots (1 - \varepsilon_N)$, где ε_i – спад i -го звена НАЧХ на рассматриваемой частоте. В пределах полосы пропускания этот спад имеет значения, существенно меньшие единицы. В этих условиях согласно последнему соотношению

$$\varepsilon_{\Sigma} \approx \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_N, \quad (27)$$

т. е. приближенно можно считать, что общий спад нормированной АЧХ на границе полосы пропускания тракта в целом равен сумме спадов, наблюдаемых в отдельных его звеньях.

Расчет ряда основных элементов схемы осуществляется на основании данных об уровне линейных (частотных и переходных) искажений, допустимых в том или ином участке тракта. При этом процедуре вычисления значений элементов схемы должен предшествовать этап распределения в соответствии с (27) общих допустимых искажений между отдельными звеньями проектируемого усилительного тракта.

Рассмотрим основные соотношения, с помощью которых осуществляют выбор значения емкостей конденсаторов C_p и C_{δ} . В основу этих соотношений положена взаимозависимость между спадами ε_p и ε_{δ} НАЧХ разделительной и блокировочной цепей со значениями емкости конденсатора C_p и C_{δ} соответственно.

Конденсатор C_p объединяет на переменном токе два зажима многополюсной цепи, разделяя их на постоянном (делает независимыми постоянные потенциалы этих узлов). Эквивалентная схема сигнальной цепи, содержащей разделительный конденсатор, приведена на рис. 23.

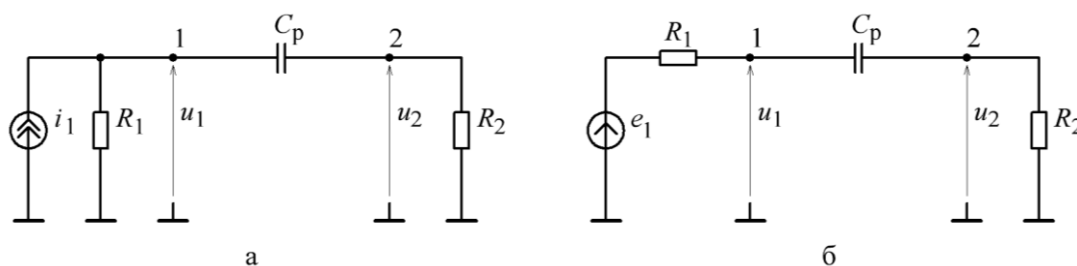


Рис 23. Разделительные цепи

Рис. 23а соответствует случаю, когда сигнальные изменения представлены с помощью генератора тока, а рис. 23б – с помощью генератора напряжения. Оба представления взаимно эквивалентны.

Рассмотрение передаточных свойств этой цепи на участке 1–2 в частотной области показывает, что НАЧХ этой разделительной цепи определяется соотношением:

$$M_p(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f \tau_p)^2}}, \quad (28)$$

где $\tau_p = C_p (R_1 + R_2)$ – постоянная времени разделительной цепи.

На основании (28) можно сформулировать требование к значению емкости конденсатора C_p , при которой на нижней граничной частоте f_H спад НАЧХ не превосходит $\varepsilon_H(f_H) = 1 - M_p(f_H)$:

$$C_p \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_1 + R_2) \sqrt{\frac{1}{(1 - \varepsilon_H)^2} - 1}}. \quad (29)$$

Конденсаторы C_6 в области низких частот не могут оказать достаточного блокирующего действия, в результате чего цепь заземления общего провода транзистора не имеет нулевого сопротивления и схемы ОЭ, ОК и ОБ выступают в роли схем рис. 11, т. е. каскадов ОЭ_F, ОК_F и ОБ_F. В этих схемах в цепи общего электрода оказывается включенным комплексное сопротивление $Z_F(f) = X_6(f) \parallel R_F = R_F / (1 + j 2 \pi f \tau_6)$, где R_F – резистивное сопротивление внешней по отношению к транзистору цепи, шунтируемой конденсатором C_6 ; $\tau_6 = C_6 R_F$ – постоянная времени блокировочной цепи, $X_6 = 1 / j 2 \pi f C_6$. Для схемы ОЭ_F (рис. 11а) $R_F = R_3$, для ОК_F (рис. 11б) $R_F = R_K$. Для каскада ОБ_F, например, входящего в состав схемы рис. 20, $R_F = R_{дел}$, где $R_{дел} = R_3 \parallel R_4$. На этом рисунке каскад ОБ реализован на транзисторе VT₂.

Вследствие ненулевого значения сопротивления Z_F в области низких частот коэффициенты усиления каскадов становятся меньше номинального (K_0), соответствующего средним частотам, и НАЧХ $M(f)$ имеет дополнительный спад:

$$\varepsilon_6 = 1 - M_6(f_H) = 1 - \sqrt{\frac{1 + (2\pi f_H \tau_6)^2}{(1 + g R_F)^2 + (2\pi f_H \tau_6)^2}}. \quad (30)$$

В этой формуле для схем ОЭ_F $g = g_{21}$, для схем ОК_F $g = g_{22}$, для схем ОБ_F $g = g_{11}$. Обычно $g_{21} \gg g_{11} \gg g_{22}$, вследствие чего наиболее заметно рассматриваемые процессы проявляются в схеме ОЭ, в меньшей степени в –

схеме ОБ и практически незаметны при включении ОК. Поэтому выбор номиналов блокирующих конденсаторов на основании допустимых значений ее осуществляют только при построении схем ОЭ и ОБ. Соотношения для выбора значения емкости конденсатора C_6 по допустимым частотным искажениям на частоте f , оцениваемым параметром ε_6 , вытекают из (30). При этом для включений ОЭ

$$C_6 \geq \frac{1}{2\pi f_H R_3 (1 + g_{21} R_F)} \sqrt{\frac{(1 + g_{21} R_3)^2 - \frac{1}{(1 - \varepsilon_6)^2}}{1 - (1 - \varepsilon_6)^2}}, \quad (31)$$

а для включения ОБ

$$C_6 \geq \frac{1}{2\pi f_H R_6} \sqrt{\frac{(1 + g_{11} R_6)^2 - \frac{1}{(1 - \varepsilon_6)^2}}{1 - (1 - \varepsilon_6)^2}}. \quad (32)$$

В любом усилительном каскаде, не являющимся УПТ, т. е. с АЧХ имеющей спад в области низких частот, возникают переходные искажения. Как упоминалось выше эти искажения связаны с тем, что усилители переменных сигналов не способны передавать постоянные и медленно меняющиеся сигнальные напряжения. В частности, если в схемах рис. 23 сигнальный ток i_1 или сигнальное напряжение e_1 имеют вид скачка тока или напряжения, то напряжение u_2 на выходе разделительной цепи будет изменяться по экспоненциальному закону $u_2(t) = u_2(0) \exp(-t / \tau_p)$, где $u_2(0) = i_c (R_1 \parallel R_2)$ – значение напряжения на выходе разделительной цепи в момент начала действия импульсного сигнала. Пример графика напряжения $u_2(t)$, как функции времени приведен на рис. 24.

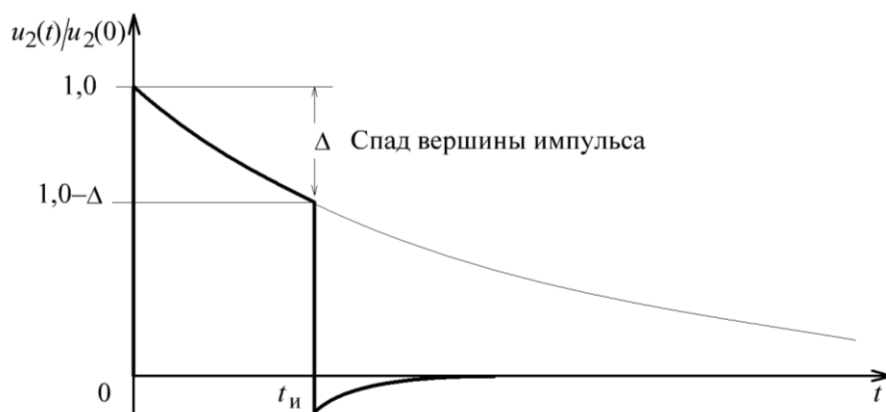


Рис 24. Реакция разделительной цепи на прямоугольный импульс

При конечной длительности $t_{\text{И}}$ прямоугольного импульса к моменту его окончания вершина импульса претерпевает спад

$$\Delta = 1 - e^{-\frac{t_{\text{И}}}{\tau_{\text{р}}}} \approx \frac{t_{\text{И}}}{\tau_{\text{р}}} = 2\pi f_{\text{н}} t_{\text{И}}, \quad (33)$$

где $f_{\text{н}}$ – нижняя граница полосы пропускания разделительной цепи, определенная по уровню "минус 3 дБ".

Следует отметить, что соотношение (33) применимо и по отношению к тракту в целом, т. е. приближенно можно принять, что

$$\Delta_{\Sigma} \approx 2\pi f_{\text{н}\Sigma} t_{\text{И}}, \quad (34)$$

где Δ_{Σ} – общий спад переходной характеристики тракта в целом; $f_{\text{н}\Sigma}$ – нижняя граница полосы пропускания тракта по уровню "минус 3 дБ".

Приближенно можно считать, что в многозвенной цепи спад ее переходной характеристики определяются суммой спадов переходных характеристик в ее отдельных звеньях

$$\Delta_{\Sigma} \approx \Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_N, \quad (35)$$

где N – общее число звеньев, влияющих на спад переходной характеристики.

Из (33) и (35) следует, что $f_{\text{н}\Sigma} \approx f_{\text{н}1} + f_{\text{н}2} + \dots + f_{\text{н}N}$, где $f_{\text{н}1}, f_{\text{н}2}, \dots, f_{\text{н}N}$ – значения нижних границ полосы пропускания по уровню "минус 3 дБ" для отдельных звеньев.

Рекомендуемый порядок выполнения этапа 6.

1. Включить в схему усилителя разделительные и блокировочные конденсаторы, с помощью которых обеспечивается его функционирование на переменном токе.

2. В соответствии с (35) распределить общий допустимый спад Δ переходной характеристики для тракта в целом между всеми N звеньями усилительного тракта, существенно влияющими на появление спада вершины импульса. При этом считать, что наибольший спад (в 10 раз больший, чем разделительные цепи) создает блокировочный конденсатор в цепи эмиттера.

3. Определить граничные частоты $f_{\text{н}i}$ всех N звеньев тракта. Для этого воспользоваться вытекающей из (33) формулой

$$f_{\text{н}i} = \frac{\Delta_i}{2\pi t_{\text{и}}},$$

где Δ_i – спад вершины импульса вследствие влияния на переходную характеристику тракта его i -го звена.

4. По найденным значениям $f_{\text{н}i}$ вычислить требуемые значения емкостей конденсаторов C_p и C_6 . Вычисления осуществить в соответствии с (29), (31) и (32), полагая, что нижним граничным частотам $f_{\text{н}i}$ соответствуют спады частотных характеристик $\varepsilon_{\text{н}i} = 0,3$. Учесть, что в формуле (29) R_1 и R_2 – это эквивалентные сопротивления внешних цепей слева и справа от разделительного конденсатора.

9 ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К ПАРАМЕТРАМ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ (ЭТАП 7)

Частотные свойства каскада в области высоких частот. Наибольшие трудности по обеспечению постоянства коэффициента усиления наблюдаются в области ВЧ. Источником спада НАЧХ в этой области являются паразитные емкости, шунтирующие путь прохождения сигнала через усилительный тракт. Эти емкости расположены как внутри самого транзистора, так и во внешних по отношению к транзистору цепях.

Каждая паразитная емкость совместно с полной проводимостью цепи, которую она шунтирует, образует фильтр нижних частот. НАЧХ такого фильтра определяет соотношение

$$M(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_{\text{в}})^2}},$$

где $f_{\text{в}}$ – частота среза, на которой $M(f) \approx 0,7$.

Фильтрующую цепь такого типа часто называют инерционным звеном первого порядка, при этом его инерционные свойства характеризуют постоянной времени $\tau = C / g = 1 / (2 \pi f_B)$, где C и g – емкость и проводимость участка цепи.

Для резистивного каскада на биполярном транзисторе спад НАЧХ в области ВЧ вызван наличием в структуре каскада двух инерционных звеньев, одно из которых находится внутри самого транзистора, а второе – вне его.

Постоянная времени τ_S первого инерционного звена определяет частотную зависимость крутизны транзистора. НАЧХ этой зависимости и создаваемый ею спад $\varepsilon_S(f)$ на частоте f можно оценить с помощью соотношений:

$$M_S(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_S)^2}} \quad \text{и} \quad (36)$$

$$\varepsilon_S = 1 - M_S(f) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_S)^2}} \approx \frac{(f/f_S)^2}{2}, \quad (37)$$

где $f_S = 1 / (2 \pi \tau_S)$ – граничная частота транзистора по параметру крутизны.

Включение сопротивления R_F в эмиттерную цепь транзистора снижает постоянную времени в эквивалентном транзисторе до значения $\tau_{SF} = \tau_S / (1 + g_{21} R_F)$.

Постоянная времени $\tau_{\text{пар}} = C_{\text{пар}} / G_{\text{эКВ}}$ второго инерционного звена характеризует степень шунтирующего влияния паразитной емкости $C_{\text{пар}}$ на выходную проводимость каскада. НАЧХ этого звена и ее спад описываются выражениями

$$M_{\text{пар}}(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_{\text{пар}})^2}}, \quad (38)$$

$$\varepsilon_{\text{пар}}(f) = 1 - M_{\text{пар}}(f) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_{\text{пар}})^2}} \approx \frac{(f/f_{\text{пар}})^2}{2}.$$

Оба инерционных звена выступают практически как взаимно разделенные цепи, в результате чего НАЧХ $M_{\Sigma}(f)$ каскада в целом можно представить в виде произведения частотных функций, входящих в (36) и (38):

$$M_{\Sigma}(f) = M_S(f) M_{\text{пар}}(f).$$

При этом

$$\varepsilon_{\Sigma}(f) = 1 - M_{\Sigma}(f) = 1 - M_S(f)M_{\text{пар}}(f) \approx \varepsilon_S(f) + \varepsilon_{\text{пар}}(f), \quad (39)$$

где $\varepsilon_S(f)$, $\varepsilon_{\text{пар}}(f)$ – спады НАЧХ на частоте f вследствие инерционности транзистора и шунтирующего влияния емкости $C_{\text{пар}}$ на проводимость $G_{\text{экв}}$ соответственно.

Рассмотрим отдельно влияние этих факторов на ход НАЧХ и выбор значений ряда элементов схемы.

Анализ влияния инерционных свойств транзистора. В биполярном транзисторе в роли паразитной емкости выступает паразитная емкость $C_{бэ}$ прямо смещенного перехода база-эмиттер. Эта емкость, сопротивление базовой области $r_б$ и проводимость $g_{бэ}$ образуют фильтр нижних частот. При работе транзистора от источника напряжения постоянная времени этого фильтра $\tau_б \approx r_б C_{бэ} / (1 + r_б g_{бэ}) \approx r_б C_{бэ}$, где $g_{бэ}$ – проводимость перехода база-эмиттер.

Приближенность приведенных для $\tau_б$ соотношений обусловлена тем, что они составлены без учета влияния паразитной емкости перехода коллектор-база $C_к$.

Эта емкость совместно с проводимостью $Y_{бэ}$ перехода база-эмиттер и сопротивлением $r_б + R_c$ (где R_c – сопротивление источника сигнала) образуют цепь отрицательной обратной связи. В результате действия обратной связи через эту цепь может существенно увеличиваться не только входная емкость транзистора (вследствие проявления эффекта Миллера), но и его выходная емкость.

Из (36) следует, что модуль крутизны биполярного транзистора на высоких частотах меньше своего низкочастотного значения g_{21} . Таким образом, в области ВЧ транзистор обладает пониженной эффективностью преобразования входных сигнальных потенциалов в выходные сигнальные токи. На частоте $f = f_S$ происходит уменьшение g_{21} в $\sqrt{2}$ раз. Поэтому частоту f_S называют граничной частотой транзистора по крутизне.

В справочной литературе данные о f_S приводятся редко. Обычно частотные свойства транзистора характеризуют значением $\beta(f_0)$ модуля коэффициента усиления по току в схеме ОЭ на частоте f_0 . С помощью этих данных можно определить значение граничной частоты по крутизне, используя следующее приближенное соотношение:

$$f_S \approx \frac{0,026 f_0 \beta(f_0)}{r_0 I_K}. \quad (40)$$

Включение в эмиттерную цепь транзистора дополнительного резистора R_F , т. е. переход от схемы включения ОЭ к схеме ОЭ_F снижает влияние инерционности транзистора как на частотную зависимость его крутизны, так и на реактивные составляющие его входной и выходной проводимостей. При этом крутизна и граничная частота по крутизне эквивалентного транзистора определяются выражениями

$$g_{21F} = \frac{g_{21}}{1 + g_{21} R_F}, \quad f_{SF} = f_S (1 + g_{21} R_F). \quad (41)$$

Сравнение параметров g_{21F} и f_{SF} с соответствующими им параметрами g_{21} и f_S показывает, что включение в состав транзистора дополнительного резистора R_F вызывает снижение крутизны транзистора в $(1 + g_{21} R_F)$ раз, при этом в такое же число раз увеличивается граничная частота транзистора. Следует отметить, что включение сопротивления R_F в состав каскада ОЭ уменьшает влияние как резистивной, так и емкостной составляющих входной и выходной проводимостей транзистора.

Значение спада $\varepsilon_S(f)$ зависит не только от типа транзистора (от его граничной частоты f_S), но и от схемы его включения. В частности, в схеме ОК в силу выражения для коэффициента усиления по напряжению влияние проводимости g_{21} , в том числе и ее частотной зависимости, оказывается незначительным.

В связи с этим в соответствии с (39) при рассмотрении общего спада НАЧХ влиянием инерционности транзисторов в каскадах ОК обычно пренебрегают, принимая значение $\varepsilon_S(f)$ в этих каскадах равным нулю. Таким образом, считают, что ненулевые значения $\varepsilon_S(f)$ могут иметь только каскады ОЭ и ОБ.

Для того чтобы спад АЧХ в каскадах ОЭ и ОБ в области ВЧ вследствие инерционности транзистора не превышал величины $\varepsilon_S(f)$, необходимо, чтобы транзистор обладал граничной частотой:

$$f_S \geq \frac{f}{(1 + g_{21} R_F)(2\varepsilon_S(f))^2}.$$

Анализ шунтирующего влияния паразитной емкости. На высоких частотах проводимости паразитных емкостей $C_{\text{пар}}$ становятся большими, соизмеримыми с резистивными составляющими $G_{\text{экв}}$ шунтируемых цепей. Вследствие этого эффективность преобразования выходных токов транзисторов в выходные сигнальные напряжения на высоких частотах оказывается заниженной и частотно зависимой. Частотная характеристика полной проводимости цепи, состоящей из двух параллельно включенных ветвей, одна из которых является резистивной проводимостью $G_{\text{экв}}$, а другая – конденсатором с емкостью $C_{\text{пар}}$ определяется соотношением

$$Y_{\text{экв}}(f) = G_{\text{экв}} \sqrt{1 + (2\pi f \tau_{\text{пар}})^2} = G_{\text{экв}} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\text{пар}}}\right)^2},$$

где $\tau_{\text{пар}} = C_{\text{пар}} / G_{\text{экв}}$ – постоянная времени цепи, преобразующей сигнальные токи в напряжения; $f_{\text{пар}} = 1 / (2 \pi \tau_{\text{пар}})$ – частота среза эквивалентного фильтра.

Преобразование ток-напряжение, осуществляемое с помощью проводимости $Y_{\text{пар}}$, эквивалентно прохождению сигнала через фильтр нижних частот с НАЧХ вида (38). Из этого соотношения следует, что шунтирующее влияние паразитной емкости $C_{\text{пар}}$ на выходную цепь каскада накладывает ограничения на выбор значения проводимости $G_{\text{экв}}$ и, соответственно, на предельно достижимое значение коэффициента усиления. При этом, для того чтобы в резистивном каскаде спад АЧХ на частоте f не превосходил значения $\varepsilon_{\text{пар}}(f)$, необходимо, чтобы общая резистивная составляющая этой проводимости $G_{\text{экв}}$ была не менее, чем

$$G_{\text{экв}} = \frac{2\pi f C_{\text{пар}}}{\sqrt{2\varepsilon_{\text{пар}}(f)}}. \quad (42)$$

Следует отметить, что не все инерционные звенья усилительного тракта вносят заметный спад в его НАЧХ. Так, частотные искажения во входной цепи и, соответственно, заметный спад $\varepsilon_{\text{вх}}(f)$ наблюдается только при работе усилительного тракта от источника сигнала с ненулевым выходным сопротивлением R_c . Спад $\varepsilon_{\text{вх}}(f)$ НАЧХ входной цепи на частоте f при этом имеет вид

$$\varepsilon_{\text{ВХ}}(f) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_{\text{ВХ}})^2}} = \frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_{\text{ВХ}}} \right)^2, \quad (43)$$

где $f_{\text{ВХ}} = 1 / (2 \pi \tau_{\text{ВХ}})$ – частота среза ФНЧ, образованного входной емкостью $C_{\text{ВХ}}$ усилительного тракта и шунтирующей ее проводимостью $G_{\text{ВХЭКВ}}$; $\tau_{\text{ВХ}}$ – постоянная времени входной цепи.

Проводимость $G_{\text{ВХЭКВ}}$ должна включать в себя не только входную проводимость собственно транзистора, но и всех ветвей схемы, подключенных ко входному зажиму транзистора. Так, например, в схеме рис. 6, в которой питание базовой цепи осуществляется от делителя напряжения R_1, R_2

$$G_{\text{ВХЭКВ}} = G_{\text{ВХ}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_c},$$

где R_c – сопротивление источника сигнала.

Полная паразитная емкость, шунтирующая выход n -го каскада или участка цепи, равна

$$C_{\text{пар}n} = C_{\text{ВЫХ}n} + C_{\text{ВХ}(n+1)} + C_m, \quad (44)$$

где $C_{\text{ВЫХ}n}$ – выходная емкость n -го каскада или участка цепи; $C_{\text{ВХ}(n+1)}$ – входная емкость каскада или цепи, непосредственно следующих за n -м каскадом или участком цепи; C_m – паразитная емкость монтажа.

Проводимость $G_{\text{ЭКВ}n}$ n -го каскада или участка цепи

$$G_{\text{ЭКВ}n} = G_{\text{ВЫХ}n} + G_{\text{ВХ}(n+1)} + G_{\text{н}n}, \quad (45)$$

где $G_{\text{ВЫХ}n}$ – выходная активная проводимость n -го каскада или участка цепи; $G_{\text{ВХ}(n+1)}$ – входная активная проводимость каскада или цепи, непосредственно следующих за n -м каскадом или участком цепи; $G_{\text{н}n}$ – проводимость резистора, выступающего в роли основного двухполюсника в цепи нагрузки n -го каскада. В каскадах ОЭ и ОБ $G_{\text{н}n} = 1 / R_K$, а в каскаде ОК $G_{\text{н}n} = 1 / R_3$.

Таким образом, с точки зрения обеспечения требуемой верхней граничной частоты усилителя к сопротивлениям, стоящим в цепях коллекторов схем ОБ и ОЭ, предъявляются вполне определенные требования. Необходимо, чтобы эти сопротивления не превышали

$$R_K^* = \frac{1}{G_{\text{ЭКВ}} - G_{\text{ВЫХ}n} - G_{\text{ВХ}(n+1)}}.$$

Обычно значение сопротивления R_K^* в отдельном каскаде оказывается меньше, чем сопротивление R_K , требуемое из условия обеспечения режима работы последующего каскада на постоянном токе. В этом случае сопротивления R_K реализуют с помощью двух последовательно включенных сопротивлений $R_{K1} = R_K^*$ и $R_{K2} = R_K - R_{K1}$. При этом для того, чтобы в роли нагрузки выступал только резистор R_{K1} , в состав схемы вводят дополнительный блокировочный конденсатор C_6 , как показано на рис. 25.

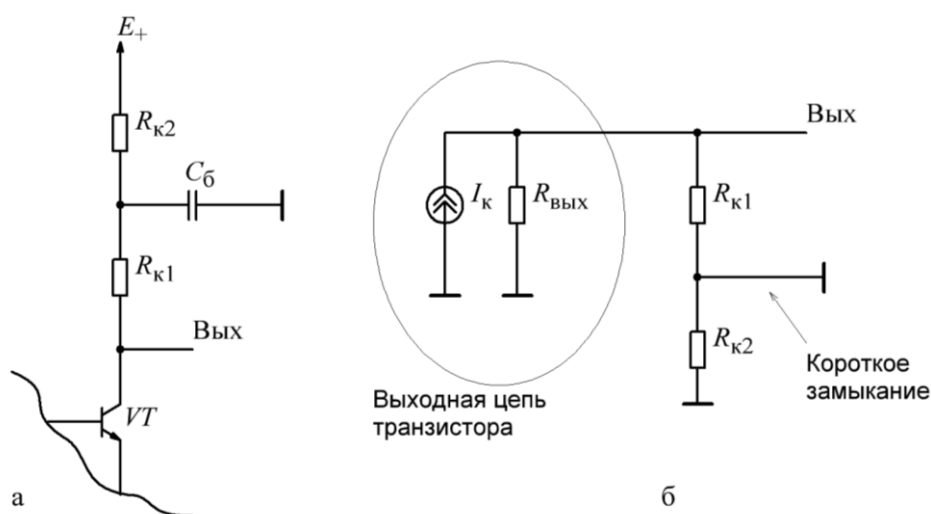


Рис 25. Блокировочный конденсатор в цепи нагрузки

На рис. 25а показан фрагмент схемы, образующейся в результате шунтирования части коллекторного сопротивления блокировочным конденсатором. На рис. 25б приведена эквивалентная схема для переменного тока, которая наглядно показывает, что для переменного сигнала в качестве коллекторной нагрузки выступает только сопротивление R_{K1} .

Значение входной и выходной емкостей транзистора при различных схемах его включения в каскаде может быть оценено с помощью следующих формул.

Для схемы ОЭФ

$$\begin{aligned} C_{ВХ} &\approx \frac{1}{2\pi f_S r_{\bar{\sigma}} F_{ОЭ}} + C_K (1 + K_{ОЭФ}); \\ C_{ВЫХ} &\approx \frac{C_K (1 + (r_{\bar{\sigma}} + R_c) g_{21})}{F_{ОЭ}}. \end{aligned} \quad (46)$$

Для схемы ОК

$$C_{\text{ВХ}} \approx \frac{1 - K_{\text{ОК}}}{2\pi f_S r_{\bar{6}}} + C_{\text{К}}. \quad (47)$$

Для схемы ОБ_F

$$C_{\text{ВЫХ}} \approx C_{\text{К}}(1 + (r_{\bar{6}} + R_{\bar{6}})g_{21}), \quad (48)$$

где $R_{\bar{6}}$ – общее резистивное сопротивление цепи, включенное для схемы ОБ между базовым выводом транзистора и точкой нулевого потенциала.

При наличии этого сопротивления выходная емкость каскада ОБ имеет повышенное значение, в связи с этим сопротивление $R_{\bar{6}}$ шунтируют блокировочной емкостью. При этом выходная емкость становится равной

$$C_{\text{ВЫХ}} \approx C_{\text{К}}(1 + r_{\bar{6}}g_{21}). \quad (49)$$

Данные о выходной емкости схемы ОК не приведены, так как при этом включении транзистора активная составляющая $G_{\text{ВЫХОК}}$ его выходной проводимости настолько большая, что паразитная емкость не может оказать на сигнальные цепи какого-либо заметного шунтирующего влияния. По аналогичным соображениям в не приведены и данные о входной емкости схемы ОБ, у которой входная проводимость такая же, как выходная проводимость у схемы ОК.

Обычно анализ передаточных свойств многокаскадных трактов осуществляют от выходного каскада к входному. При этом предполагается, что в каждом каскаде источник входного напряжения непосредственно подключен к его входу. Источник напряжения является цепью с нулевым выходным сопротивлением ($R_c = 0$). По указанным причинам вычисление значений входящих в (46), (48) и (49) емкостей $C_{\text{ВЫХ}}$ должно осуществляться в условиях, соответствующих накоротко замкнутым входным зажимам ($R_c = 0$) рассматриваемого n -го каскада.

При рассмотрении влияния паразитных емкостей на свойства каскадов следует учитывать, что оно во многом зависит от значений проводимостей $G_{\text{ЭКВ}}$, которые они шунтируют. Так, например, в трехкаскадном усилительном тракте со структурой ОЭ-ОК-ОЭ и схемным построением рис. 6 и 18 только емкости $C_{\text{ВХ}}$, $C_{\text{пар1}}$ и $C_{\text{пар3}}$ могут оказать заметное влияние на спад НАЧХ (здесь и в дальнейшем числовой индекс у емкости $C_{\text{пар}}$ указывает на номер каскада, к которому она относится). Паразитная же емкость $C_{\text{пар2}}$ в этой схеме подключена к низкоомному выходу каскада ОК. Поэтому ее влиянием на ход

НАЧХ можно пренебречь. В схемах рис. 7 и 19 заметное влияние на ход НАЧХ могут оказать емкости $C_{вх}$, $C_{пар2}$ и $C_{пар3}$, а в схемах рис. 8 и 20 – $C_{вх}$, $C_{пар2}$.

Установка в схему разделительных и блокировочных конденсаторов приводит к тому, что коэффициенты усиления отдельных каскадов и тракта в целом для переменного сигнала могут отличаться от тех, что были рассчитаны при реализации мер по снижению влияния источников неустойчивости (на 5 этапе проектирования), т. е. при определении петлевой передачи на постоянном токе.

Общий сквозной коэффициент усиления трехкаскадного усилительного тракта определяет соотношением $K_{\Sigma} = K_{вх} K_1 K_2 K_3$, где K_1 , K_2 , K_3 – коэффициенты передачи трех каскадов усиления, $K_{вх}$ – коэффициент передачи входной цепи, определяющийся соотношением $K_{вх} = 1 / (1 + g_{вх} R_C)$.

Коэффициенты усиления отдельных каскадов вычисляются по тем же формулам, что и на постоянном токе (табл. 3). Однако, сопротивления входящих в эти формулы резисторов необходимо скорректировать исходя из того, что часть из них шунтируются блокировочными конденсаторами и не участвует в формировании усиления на переменном токе.

Например, в схеме рис. 25а в качестве сопротивления коллекторной нагрузки на переменном токе следует принимать $R_{к1}$, а в схеме рис. 21а в качестве эмиттерного сопротивления – R_F .

В последнем случае резистор R_F образует цепь внутрикаскадной ООС глубиной $F_{ОЭ} = 1 + g_{21} R_F$ и используется для повышения устойчивости усилителя и достижения большей определенности коэффициента усиления. Например, при $F_{ОЭ} = 2$ в эмиттерной цепи на переменном токе действует сопротивление $R_F = 1 / g_{21}$.

Рекомендуемый порядок выполнения этапа 7.

1. По значению длительности фронта выходного импульса $t_{нар}$ определить требуемое значение граничной частоты $f_B = 0,35 / t_{нар}$.

2. В соответствии с (40) и (41) для каждого каскада вычислить значение граничных частот f_S и f_{SF} . В целях обеспечения стабильности и определенности параметров транзистора в каскадах ОЭ, вне зависимости от полученного ранее (на этапе 5) значения, рекомендуется использовать ООС глубиной $F_{ОЭ} = 1 + g_{21} R_F = 2$ (рис. 21а). Для этого сопротивление в эмиттерной цепи должно удовлетворять соотношению $R_F = 1 / g_{21}$.

3. Определить значение спадов ε_S , возникающих в каскадах ОЭ и ОБ на частоте f_B . Вычисления осуществить в соответствии с (37), используя при этом найденные в предыдущем пункте значения f_{SF} для каскадов ОЭ и f_S для каскадов ОБ. Оценить общий спад ε_{Σ} , возникающий в тракте вследствие инерционных свойств транзисторов.

4. Определить каскады и звенья усилительного тракта, в которых паразитные емкости $C_{\text{пар}}$ оказывают заметное шунтирующее влияние. Вычислить значения паразитных емкостей в этих каскадах. Вычисления осуществить в соответствии с соотношением (44) с подстановкой в него найденных с помощью (47) – (49) значений емкостей $C_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вых}}$. При вычислениях считать, что $C_M \approx 1$ пФ.

5. Оценить значение спада $\varepsilon_{\text{вх}}$ НАЧХ входной цепи на частоте f_B . Оценку осуществить с помощью (43). В случае, если найденное значение $\varepsilon_{\text{вх}} > 0,15$, необходимо предложить меры для уменьшения спада $\varepsilon_{\text{вх}}$ (сделать вывод, что в состав усилительного тракта (на его входе) целесообразно ввести дополнительный каскад ОК). Включение на входе тракта каскада ОК снизит его входную емкость, что обусловит уменьшение спада $\varepsilon_{\text{вх}}$ до приемлемых значений.

6. На основании (37) и (39) определить допустимое значение спада $\varepsilon_{\text{пар}\Sigma}$, считая, что $\varepsilon_{\Sigma} = 0,3$; $\varepsilon_{\text{пар}\Sigma} = 0,3 - \varepsilon_{\Sigma} - \varepsilon_{\text{вх}}$, где ε_{Σ} , $\varepsilon_{\text{вх}}$ – значения спадов, определенных в пп. 3 и 5 соответственно.

7. Распределить общие допустимые искажения $\varepsilon_{\text{пар}\Sigma}$ между звеньями, влияющими на ход НАЧХ. При этом целесообразно большую (в два раза) часть из допустимых искажений выделить на оконечные звенья.

8. Определить в соответствии с выделенными в предыдущем пункте допустимыми искажениями, приходящимися на каждое фильтрующее звено, предельно допустимые значения проводимостей $G_{\text{экв}}$ коллекторных цепей в этих звеньях. Решение осуществить с помощью соотношения (42) для частоты $f = f_B$, найденной в ходе вычислений по п. 1.

9. Вычислить предельно допустимые значения сопротивлений R_K^* , стоящих в коллекторных цепях рассматриваемых каскадов и выступающих в роли основных элементов общей проводимости $G_{\text{экв}}$. Вычисления для каждого n -го каскада осуществить в соответствии с вытекающей из (45) формулой (49).

10. Согласно (34) оценить значение нижней граничной частоты f_H для тракта в целом и с помощью соотношения $C_6 \gg 1 / 2 f_H R_K$ определить требуемые значения емкостей C_6 , стоящих в коллекторных цепях.

10 РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ОФОРМЛЕНИЮ ПОЯСНИТЕЛЬНОЙ ЗАПИСКИ

При оформлении пояснительной записки следует руководствоваться рекомендациями, приведенными в [3]. Полезными могут также оказаться электронные шаблоны студенческих документов, размещенные на официальном сайте СПбГЭТУ «ЛЭТИ» [4].

Обязательным элементом пояснительной записки является полная принципиальная схема разработанного устройства с указанием на ней или в отдельном перечне номинальных значений всех элементов.

По результатам каждого этапа работы должны быть сформулированы краткие выводы, а вся пояснительная записка завершаться развернутым заключением.

Заключение подводит итог выполненной работы. В нем содержатся аргументированные выводы. Начинается оно с обоснования актуальности, продолжается аргументированием цели, достижение которой стало результатом работы, и заканчивается перечнем решенных задач, обозначенных во введении, которые удалось выполнить.

Заключение тесно переплетено с основной частью и введением, не разделяется от них по стилю и содержанию. Переход к нему является гармоничным продолжением работы, отражающим ее результат в краткой форме.

В качестве основного результата работы целесообразно рассматривать полученные в результате синтеза на основе исходных данных принципиальную схему трехкаскадного усилителя импульсных сигналов и его основные характеристики. В состав решенных задач кроме частных, соответствующих этапам синтеза принципиальной схемы, рекомендуется включить задачи анализа полученного результата на каждом этапе.

Основная (финальная) мысль в заключении должна выражать достижение поставленной цели (задачи).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Павлов В. Н. Аналоговая схемотехника. Схемотехническое проектирование усилителя импульсных сигналов: учеб. пособие по курсовому проектированию / С-Пб.: Издательство СПбГЭТУ, 1996. – 60 с.
2. Павлов В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / В. Н. Павлов. – М.: Издательский центр «Академия», 2008. – 288 с. ISBN 978-5-7695-2702-9
3. ГОСТ 7.32 – 2017 Система стандартов по информации, библиотечному и издательскому делу. Отчет о научно-исследовательской работе. Структура и правила оформления. – М.: Стандартинформ, 2017. – 28 с.
4. СПбГЭТУ (Электронный ресурс) – URL: <http://www.eltech.ru/ru/studentam/dokumenty-dlya-ucheby/> (дата обращения 16.10.2018).

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список сокращений	2
1 Цели и задачи проектирования	3
2 Содержание задания.....	3
3 Синтез структурной схемы и определение типов проводимости транзисторов (этап 1)	5
4 Определение конфигурации схемы на постоянном токе (этап 2).....	9
5 Расчет элементов схемы на постоянном токе (этап 3)	15
6 Анализ воздействия дестабилизирующих факторов (этап 4).....	21
7 Мероприятия по снижению влияния дестабилизирующих факторов (этап 5)	35
8 Организация конфигурации схемы для обеспечения работы усилителя на переменном токе (этап 6).....	42
9 Обеспечение требований к параметрам переходных процессов (этап 7)	49
10 Рекомендации по оформлению пояснительной записки	59
Список литературы	60