

**Министерство общего и профессионального образования РФ
Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет**

В. Н. Павлов

**АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА. СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ**

Учебное пособие по курсовому проектированию

Санкт-Петербург 1996

ББК 3 846я7
П 12
УДК 621.375

Павлов В.Н. Аналоговая схемотехника. Схемотехническое проектирование усилителя импульсных сигналов; Учеб. пособие по курсовому проектированию/ ГЭТУ. СПб., 1996. 60 с.

Рассматриваются вопросы проведения курсового расчета, даются рекомендации по его выполнению и обоснованному выбору конфигурации схемы и номиналов ее элементов. Материалы пособия ориентированы на применение схемных построений, обеспечивающих малую зависимость параметров и характеристик аналоговых трактов от свойств конкретного усилительного элемента и условий его работы, возможность проведения анализа свойств аналогового тракта при наличии лишь ограниченного набора ключевых исходных данных о свойствах его компонентов. Основные расчетные соотношения базируются на использовании Y -параметров, вытекающих из физических эквивалентных схем. Содержание задания на проектирование охватывает основные разделы курса "Схемотехника аналоговых электронных устройств". Предназначено для студентов радиотехнических специальностей.

Рецензенты: кафедра оптико-электронных приборов и систем СПбГИТМО (ТУ); канд. техн. наук А.А.Соболев (СПбВЗРКУ).

Утверждено
редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия
по курсовому проектированию

JSBN 5-7629-0139-4

© С.-Пб. ГЭТУ. 1996

Цели и задачи проектирования

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.

Содержание задания и его направленность

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

К проектированию предложен трехкаскадный усилительный тракт, включающий в различном сочетании каскады "общий эмиттер" (ОЭ), "общий коллектор" (ОК) и "общая база" (ОБ). В ходе проектирования в ряде случаев оказывается необходимым дополнительное включение в состав тракта эмиттерного повторителя (каскада ОК), включенного на входе.

Задание предполагает выполнение усилителя как схемы с непосредственными межкаскадными связями. Построение схемы этого типа упрощает структуру усилительного тракта, так как не используются разделительные и блокировочные конденсаторы, а в промежуточных и оконечных каскадах - потенциалоподающие базовые делители. 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 работы 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 потенциалов (схем сдвига уровня).

Задание предполагает, что разрабатываемая схема предназначена для усиления однополярных импульсных сигналов, следующих с большой скважностью, например сигналов видеоимпульсов в лидарных и локационных 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 исходного (досигнального) его значения.

В задании сформулированы требования к допустимым переходным искажениям импульса. Эти требования охарактеризованы предельно допустимым значением длительности нарастания фронта t_n импульса (рис. 1), а также допустимым спадом его вершины Δ при заданной предельной его длительности $t_{и}$. В задании оговаривается как полярность выходного импульса ("+" или "-"), так и его предельное значение амплитуды U_m . Питание усилителя

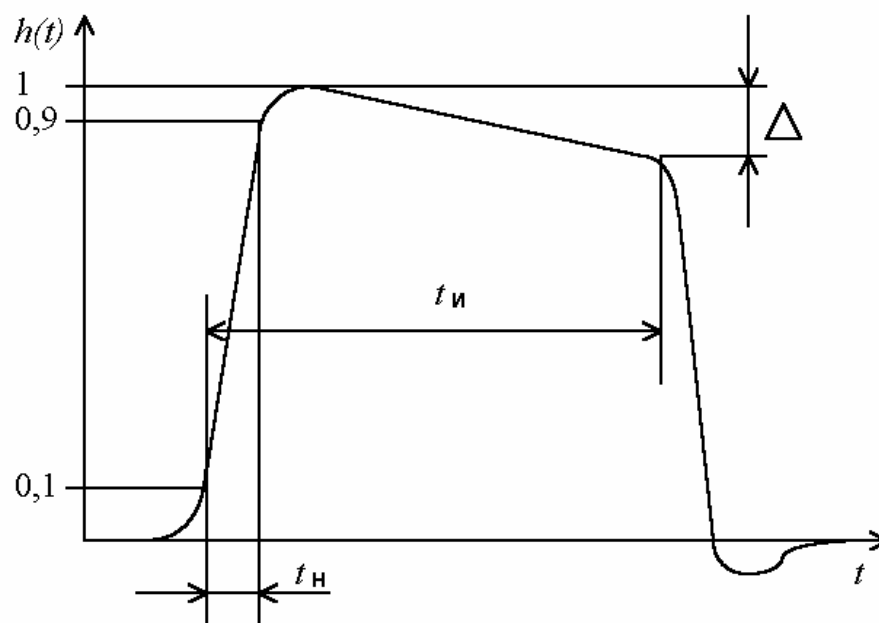


Рис. 1

предполагается осуществлять от двух источников питания, один из которых вырабатывает положительный потенциал $E_{п+}$, а другой - отрицательный $E_{п-}$.

В задании также содержатся следующие данные: R_n , C_n - значения параметров внешней цепи, на которую нагружен выход усилителя; t_{max} и t_{min} - пределы возможных изменений внешней температуры, при которых отклонения режимов работы усилительных каскадов на постоянном токе от номинальных не должны превышать допустимых; R_c - сопротивление источника сигнала.

Пример задания на проектирование приведен в табл. 1.

Таблица 1

Структура усилителя	$E_{п+}$ В	$E_{п-}$ В	t_n нс	Δ %	$t_{и}$ мс	C_n пФ	R_n кОм	R_c Ом	t_{min} °C	t_{max} °C	U_M В
ОЭ-ОК-ОЭ	+10	-5	30	5	0,5	20	100	1,1	-10	+50	+5

Проектирование рекомендуется выполнить применительно к использованию в усилительном тракте транзистора со следующими номинальными значениями основных параметров:

сопротивление базовой области $r_b - 30 \text{ Ом}$;

коэффициент усиления по току в схеме ОЭ $h_{21э} (\beta) - 100$;

обратный ток эмиттерного перехода $I_{оэ} - 10^{-14} \text{ А}$;

напряжение Эрли - 150 В;

максимальный ток коллектора $I_{kmax} - 0,3 \text{ А}$;

паразитная емкость перехода база-коллектор $C_{бк} - 1 \text{ пФ}$;

модуль коэффициента усиления по току в схеме ОЭ на частоте 250 МГц -

4;

технологический разброс $\Delta U_{бэт}$ номинального напряжения база-эмиттер - $\pm 30 \text{ мВ}$;

разброс $\Delta \beta$ коэффициента передачи тока базы в схеме ОЭ - ± 15 .

Далее приводится содержание основных этапов проектирования.

Выбор типа проводимости транзисторов (этап 1)

При выборе типа проводимости транзисторов следует руководствоваться тем, что с точки зрения обеспечения пониженного энергопотребления и выделения излишней тепловой мощности следует работу каскадов организовывать при малых значениях выходных токов $I_{к0}$ $I_{э0}$, т.е. положение исходной рабочей точки 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 полярностью 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* при положительных сигнальных импульсах на его базе относительно эмиттера и *p-n-p* – при отрицательных. Рекомендации по обеспечению указанного соответствия для каскадов различного типа представлены в табл. 2.

Таблица 2

Тип каскада	Полярность импульса на входе	Рекомендуемый тип проводимости
ОЭ и ОК	+	<i>n-p-n</i>
ОЭ и ОК	-	<i>p-n-p</i>
ОБ	+	<i>p-n-p</i>
ОБ	-	<i>n-p-n</i>

В предоконечных и входных каскадах можно в ряде случаев от выполнения указанного принципа отказаться. На рис.2 представлены структурные схемы двухтранзисторных усилительных звеньев, которые, как правило, выполняются на транзисторах с одинаковой проводимостью.

Рекомендуемый порядок выполнения этапа 1

1. В соответствии с данными задания на проектирование о требуемом построении усилительного тракта составить его структурную схему по типу рис. 3. При этом учесть возможность использования в составе тракта схемных конфигураций рис.2.

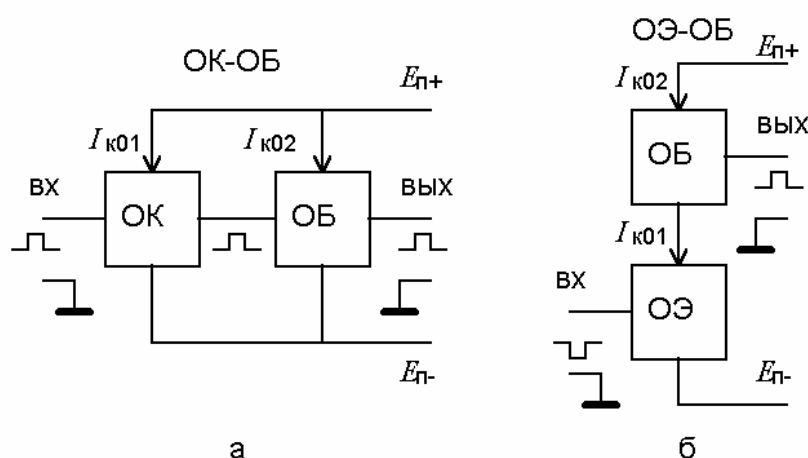


Рис. 2

2. В соответствии с данными о полярности выходного импульса ("+" или "-") определить и отметить на структурной схеме полярности сигнальных импульсов, наблюдаемых на входах отдельных каскадов. При этом следует учитывать, что каскад типа ОЭ является инвертирующим, а каскады ОК и ОБ – неинвертирующими.

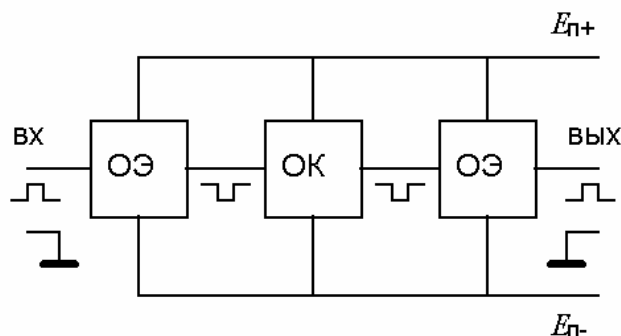


Рис. 3

3. Руководствуясь данными табл.2, а также рекомендациями по построению схемных конфигурации рис.2, определить тип проводимости транзисторов, предполагаемых к использованию в усилительном тракте.

Синтез конфигурации схемы питания усилительных каскадов постоянными напряжениями и токами (этап II)

Важнейшим требованием, которому должна отвечать схема современного электронного устройства, являются его серийнопригодность, под которой понимается возможность изготовления этого устройства при минимальном числе настроечно-наладочных операций. Условию высокой серийнопригодности 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 вольт-амперных характеристик транзистора, связывающая текущие изменения токов и напряжений в каскаде в процессе усиления сигналов. Рабочая точка, соответствующая отсутствию сигнала, называется исходной рабочей точкой (ИРТ).

В дальнейшем будем полагать, что в связи с малым относительным уровнем тока базы $I_{б0}$ ток коллектора практически равен току эмиттера. В этих условиях положение ИРТ однозначно можно охарактеризовать током коллектора $I_{к0}$ и разностью потенциалов коллектор-эмиттер $U_{кэ0}$.

На рис.4,а приведена схема, которая при определенных условиях обеспечивает высокую стабильность положения ИРТ и, соответственно, высокую стабильность параметров транзистора и схемы в целом. В этой схеме базовый вывод транзистора питается от низкоомной цепи, в результате чего потенциал $U_{б0}$ этого вывода практически не зависит от тока $I_{б0}$ и, следовательно, от свойств конкретного транзистора и режима его работы. В соответствии с этим схему рис.4,а и ей подобные называют схемами с фиксированным потенциалом базы. В состав схемы в общем случае входит коллекторное R_k и эмиттерное $R_э$ сопротивление. В зависимости от типа включения транзистора в каскад сопротивление R_k может выступать как в роли основного элемента

нагрузки (при включениях транзистора по схеме ОЭ или ОБ), так и в качестве составных частей цепей фильтрации. Сопротивление R_3 обычно является основным звеном, определяющим исходное значение постоянного тока в выходной коллекторно-эмиттерной цепи. Оно также может являться элементом нагрузки при включениях транзистора по схеме ОК.

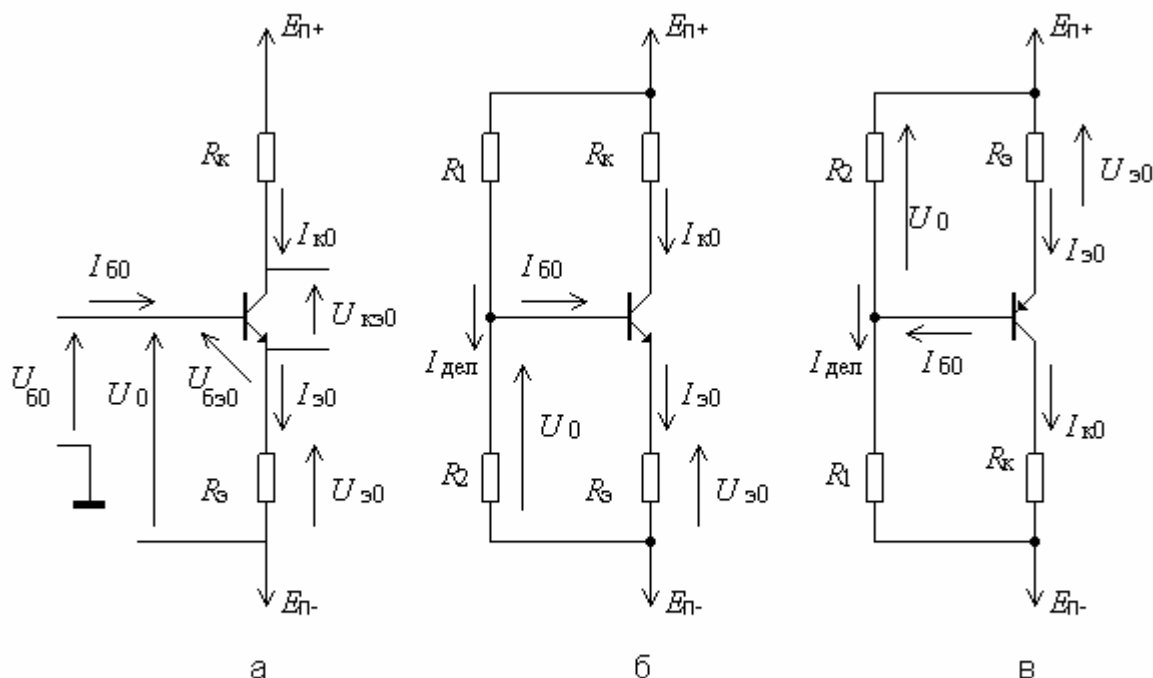


Рис. 4

В схемах рис.4,б,в требуемый потенциал U_{60} создается с помощью низкоомного резистивного делителя напряжения E_{π} (схема рис.4,б соответствует каскаду на транзисторе п-р-п типа, а рис.4,в – р-п-р типа). В условиях, когда $I_{\text{дел}}$ значительно превышает ток базы $I_{60} = I_{к0}/h_{21э}$, потенциал базы U_{60} практически не зависит от тока базы I_{60} , т.е. от свойств конкретного транзистора, что и дает основание отнести схемы рис.4,б,в к схемам с фиксированным потенциалом базы.

Разность потенциалов $U_0 = U_{60} - E_{\pi-}$ в соответствии с той ролью которую она играет в обеспечении заданного значения тока $I_{к0}$, будем называть токозадающей разностью потенциалов и обозначать U_0 .

При организации многокаскадной схемы усилителя как схемы с непосредственными межкаскадными связями (а именно такую организацию схемы обуславливает задание на проектирование) с помощью базового делителя создается потенциал U_0 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 двухтранзисторные звенья, организованные в соответствии со структурными схемами рис.2.

На изображенных на рис. 4 схемах 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 п-р-п- и р-п-р-типа.

На рис.5 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 U_0 во входом каскаде этой схемы выступает падение напряжения на резисторе R_2 . В каскаде на транзисторе VT_2 роль базового потенциала U_{60} играет постоянный потенциал коллекторного вывода транзистора VT_1 , а в оконечном каскаде – эмиттерный потенциал транзистора VT_2 .

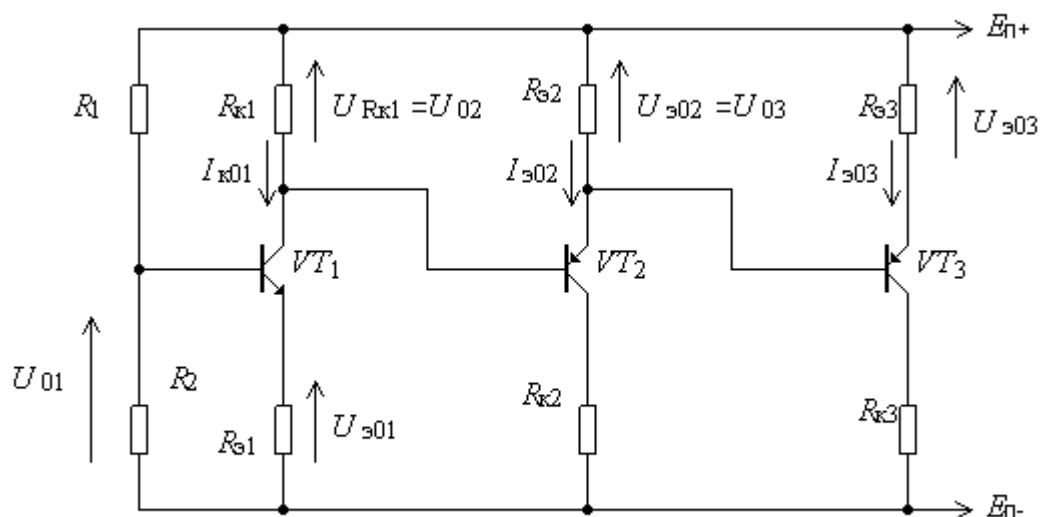


Рис. 5

На рис.6 изображено схемное построение на постоянном токе усилителя отрицательных (по выходу) сигналов для случая, когда структура тракта должна соответствовать сочетанию каскадов ОК-ОБ-ОЭ. В соответствии и согласно с рассмотренными ранее рекомендациями и структурной схемой рис.2.а усилительное звено ОК-ОБ в этом тракте выполнено на паре идентичных по

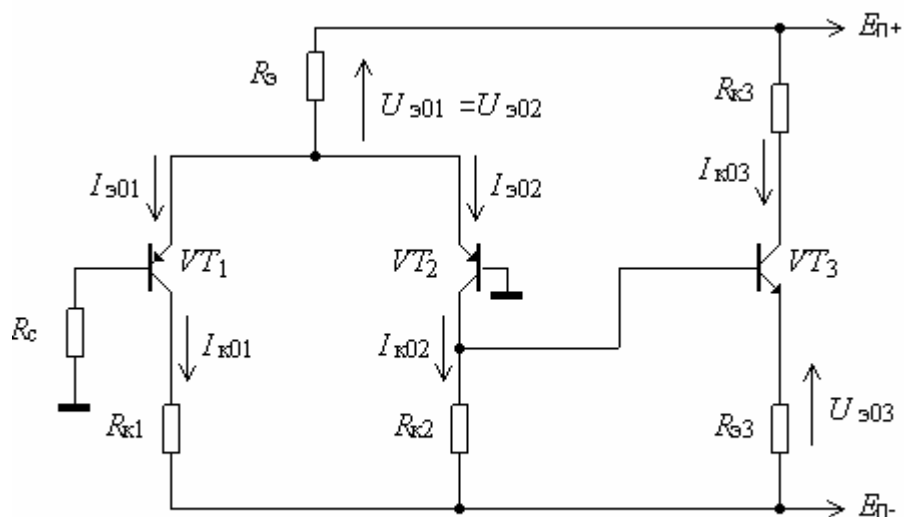


Рис. 6

типу проводимости эмиттерно-связанных транзисторах VT_1 и VT_2 .

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 токозадающих потенциалов U_{01} и U_{02} 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 , т.е. к разности потенциалов $\Delta U_0 = U_{01} - U_{02}$. 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 каскадов разнополярных источников и подключения базовых выводов транзисторов на постоянном токе к точке нулевого потенциала. Указанный прием реализован в схеме рис.6.

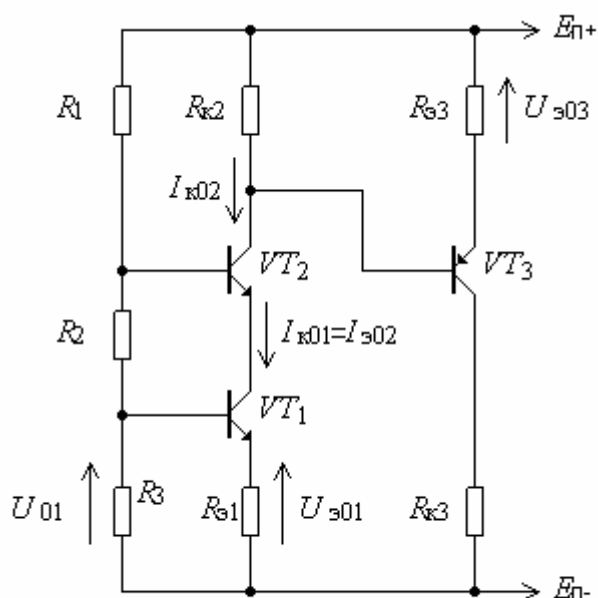


Рис. 7

На рис.7 изображена схема питания на постоянном токе каскадов усилительного тракта ОЭ-ОБ-ОК, предназначенного для формирования отрицательных импульсных сигналов. Тракт в соответствии с рекомендациями о характере построения усилительного звена ОЭ-ОБ содержит двухтранзисторную схему, в которой питание каскадов осуществляется по последовательной схеме. При этом транзистор VT_1 в последовательном соединении играет роль токозадающего. В схеме в качестве токозадающей разности потенциалов U_{01} в первом каскаде выступает падение напряжения на резисторе R_3 . Разность потенциалов на резисторе R_2 задает напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT_1 .

Рекомендуемый порядок выполнения этапа II

При выполнении этапа II рекомендуется ориентироваться на принципы организации и начертания схем тракта, иллюстрируемые примерами рис. 5...7.

1. Нанести графическое изображение транзисторов для схемы проектируемого усилительного тракта между двумя горизонтальными линиями, верхняя из которых отражает шину положительного питания $E_{п+}$, а нижняя – отрицательного $E_{п-}$. Ориентация транзисторов должна при этом соответствовать как типу их проводимости (стрелки на эмиттерных выводах транзисторов направлены сверху вниз), так и структурной схеме тракта (при параллельной схеме питания каскадов, как, например на рис.5 и 6, транзисторы взаимно ориентированы в виде горизонтальной цепочки, и в виде вертикальной – в случае наличия в составе проектируемого тракта последовательного соединения каскадов ОЭ-ОБ (см. рис.7).

2. В соответствии со схемами питания входных каскадов схемы рис.5 или рис.7 ввести между шинами питания базовой делитель напряжения. Этот делитель определит потенциал $U_{б01}$ базового вывода во входном (первом) каскаде усилительного тракта.

В случае применения на входе тракта двухтранзисторного каскада ОК-ОБ указанный делитель в состав схемы не вводится, а сам входной каскад организуется в соответствии со схемой входного каскада усилителя рис. 6.

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.

Выбор значения начального тока в каскадах (этап III)

Рассмотрим основные рекомендации, которыми следует руководствоваться 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. Следует отметить, что работа каскада на эмиттерно-связанных транзисторах основана на перераспределении под воздействием сигнальных напряжений суммарного эмиттерного тока между транзисторами. По указанной причине в этом каскаде невозможно получить сигнальные изменения тока, большие, чем $I_{к0}$. В связи с этим при применении такого каскада на выходе тракта необходимо после проведения расчетов для переменного тока уточнить и скорректировать исходное значение тока $I_0 = I_{к01} + I_{к02}$. Предварительные же расчеты следует выполнять в условиях $I_{к01} = I_{к02} = 3...5$ мА.

Расчет элементов схемы из условия обеспечения требуемого значения тока $I_{к0}$ (ЭТАП IV)

Расчет резистивных элементов схемы, составленной в ходе выполнения предшествующего этапа, следует проводить в соответствии с соотношениями и свойствами каскадов, питание которых на постоянном токе организовано как каскадов с фиксированным потенциалом базы (см. рис.4). Основное соотношение, определяющее взаимосвязь сопротивлений элементов схем рис.4 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 постоянный потенциал $U_{б0}$ базового вывода транзистора передается (транслируется) к его эмиттеру с вычетом номинального напряжения $U_{бэ0}=0,7$ В. Очевидно, что для создания тока в транзисторе (его открывания) значение токозадающей разности потенциалов U_0 во всех схемах должно быть не ниже номинального напряжения $U_{бэ0}$. С приемлемой для практики точностью можно считать, что в каскадах (см. рис. 4)

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

В схемах рис. 4...7 в качестве токозадающей разности потенциалов U_0 выступает падение напряжения на резисторе R_2 .

Из (1) следует, что при данной токозадающей разности потенциалов U_0 в условиях, когда $I_{дел} \gg I_{б0}$, вариации значения сопротивления R_3 в схемах рис.4 практически не вызывают изменений напряжения U_{R_3} на этом сопротивлении.

Указанные свойства наблюдаются практически во всем диапазоне возможных вариаций выходных транзисторных токов и напряжении, соответствующих линейной (усилительной) области ВАХ, т.е. при разностях потенциалов $U_{кэ0}$ коллектор-эмиттер, больших начального напряжения $U_{нач}$. Оценку значения которого можно осуществить с помощью соотношения $U_{нач} \approx I_{к0} R_{нас}$, где $R_{нас} = dU_{кэ} / dI_{к0}$ – сопротивление, характеризующее наклон графика линии насыщения (линии 1 на рис.8). Приближенно можно считать, что $R_{нас} = 3...5 / I_{кmax}$, где $I_{кmax}$ – предельно допустимое значение тока коллектора. В ходе предварительных расчетов значение $U_{нач}$ может быть принято лежащим в пределах от 1...3В (меньшие значения соответствует входным каскадам, большие – выходным).

Следует учитывать, что (1) применимо только при линейном режиме работы транзистора в каскаде. Этот режим должен сохраняться и в процессе воздействия на тракт усиливаемых сигналов, в том числе и при формировании предельного его значения U_m на выходе (это значение оговаривается заданием на проектирование). В соответствии со сказанным и рис.8 в ходе выполнения проектирования необходимо контролировать выполнение условия

$$U_{кэ0} = E_{п+} - E_{п-} - I_{к0}(R_3 + R_к) \geq U_{нач} + U_m + (0,2...0,5 \text{ В}), \quad (2)$$

так как только при этом условии (1) остается в силе, а в процессе усиления сигналов не возникает существенных нелинейных искажений (транзистор не выходит из линейного режима работы). Входящая в формулу дополнительная разность потенциалов 0,2...0,5 В учитывает ненулевую протяженность области перехода транзистора из состояния насыщения к состоянию работы в линейном режиме.

С точки зрения обеспечения стабильности и определенности токов $I_{к0}$ и $I_{э0}$, малой зависимости этих токов от конкретных свойств транзистора и возможных температурных изменений желательно, чтобы в схемах выполнялись соотношения $U_{э0} \gg \Delta U_{бэ}$ и

$$I_{дел} \gg I_{б0} \approx I_{к0} / h_{21э}, \quad (3)$$

где $\Delta U_{бэ}$ – вариации напряжения $U_{бэ0}$ вследствие возможного технологического разброса параметров транзисторов и температурных изменений. С точки зрения стабильности и определенности положения ИРТ желательно, чтобы выбор значений R_3 и $U_{э0}$ обеспечивал выполнение условий $R_3 \gg \Delta U_{бэ} / I_{э0}$ и $U_{э0} \gg \Delta U_{бэ}$. Обычно приемлемая определенность тока коллектора в отдельно взятом каскаде, питание которого на постоянном токе организовано в соответствии со схемой рис. 4, наблюдается при значениях напряжения $U_{э0}$, 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 (ООС).

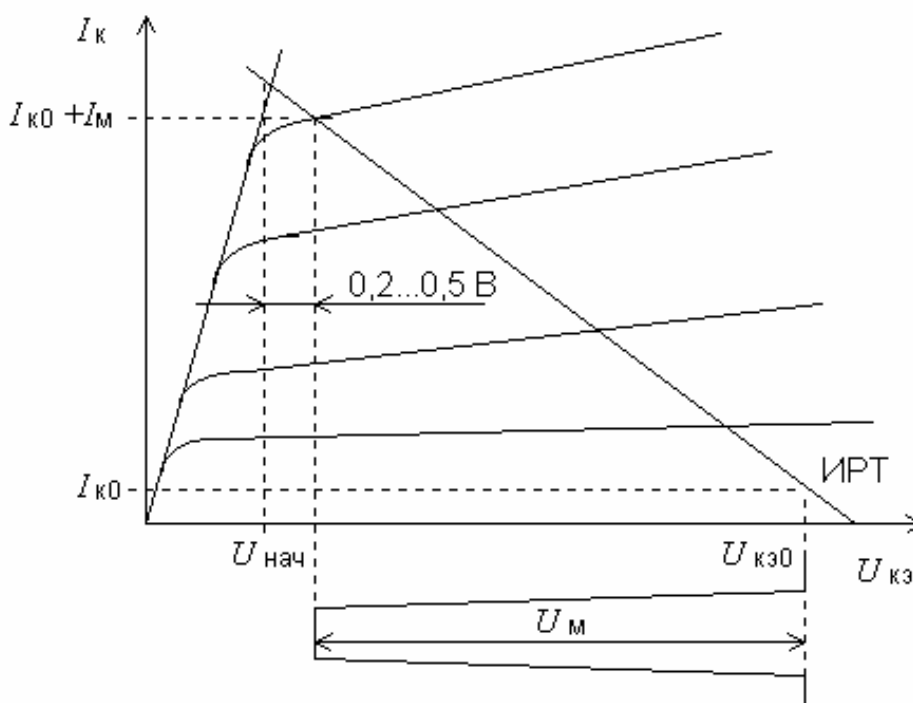


Рис. 8

В ряде случаев в схему создания токозадающей разности потенциалов U_0 включают дополнительный прямосмещенный диод (транзистор в диодном включении). Благодаря этому диоду в базовой цепи создается дополнительный источник термозависимого напряжения, по своим характеристикам подобный источнику температурной составляющей нестабильности $\Delta U_{бэ}$. Этот источник напряжения во многом нейтрализует результат воздействия температурных колебаний на положение ИРТ, особенно в условиях надежного теплового контакта между транзистором и термокомпенсирующим диодом.

Во входном каскаде при питании его базовой цепи от делителя напряжения термокомпенсирующий диод включают последовательно с резистором R_2 , как это показано на рис. 9. В последующих каскадах этот термокомпенсирующий диод при желании может быть включен в цепь нагрузки

предшествующего каскада (последовательно с сопротивлением R_k или R_3). При наличии термокомпенсирующего диода в схемах рис.4 напряжение на резисторе R_3 повторяет токозадающую разности потенциалов U_0 , в результате чего $I_{k0} \approx I_{30} = U_0 / R_3$.

В схемах рис.4,б и рис.4,в при значениях $U_{б0}=0$ можно исключить из схемы базовый делитель, подсоединив базовый вывод транзистора к точке нулевого потенциала через дополнительный резистор $R_{дел}$, сопротивление которого обеспечивает выполнение условия $I_{б0}R_{дел} \ll U_{б0}$. В ряде случаев (при непосредственном подсоединении источника сигнала ко входу усилительного тракта) в роли сопротивления $R_{дел}$ может выступать сопротивление источника сигнала R_c .

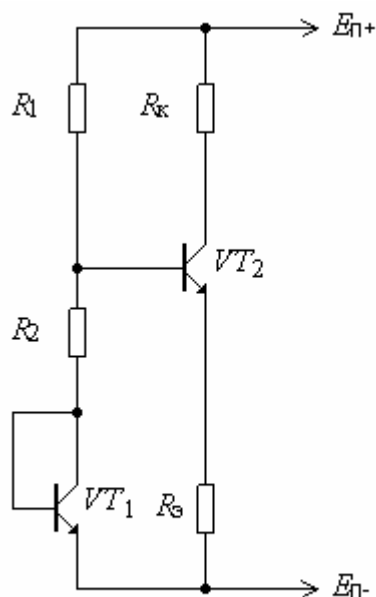


Рис. 9

Следует также отметить, что в условиях линейного режима работы коллекторные резисторы практически не оказывают влияния на значения токов I_{k0} и I_{30} , протекающих в коллекторно-эмиттерной цепи схем рис.4. В связи с этим значения сопротивления 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 . В соответствии с ним необходимо, чтобы значение сопротивления R_k соответствовало выполнению неравенства

$$R_k \leq [E_{п+} - E_{п-} - U_{30} - U_{м-} - U_{нач} - (0,2 \dots 0,5 \text{ В})] / I_{k0}. \quad (4)$$

К резистивным элементам, практически не влияющим на значения токов I_{k0} и I_{30} , относится и коллекторный резистор в схеме ОК многокаскадной схемы. Эти резисторы совместно с дополнительными блокировочными конденсаторами предотвращают проникновение сигнальных составляющих коллекторных токов в источник питания. Обычно сопротивление этих коллекторных резисторов принимается равным ста омам (100 Ом).

Рекомендуемый порядок выполнения этапа IV

Содержание основных операций по выполнению этапа IV проиллюстрируем на примерах проведения расчетов для схем рис.5...7, считая, что в них необходимо обеспечить $I_{K01}=I_{K02}=I_{K03}=2$ мА ($I_{K01}=I_{K02}=I_{K03}=2$ мА) и $U_{э0} \geq 1,0$ В. Расчеты выполнены применительно к случаю, когда $E_{п+}=3$ В; $E_{п-}=-10$ В; $U_{м}=5$ В; $U_{бэ0}=0,7$ В; ($U_0 \geq 1,7$ В).

Для схемы рис. 5

1. Будем полагать, что требуемую определенность и стабильность выбранных значений коллекторных токов во всех каскадах схемы обеспечивает напряжение $U_{э0}=1,0$ В ($U_0 \geq 1,7$ В). Приемлемость этого допущения будет оценена количественно в ходе выполнения следующего, V этапа проектирования.

2. Для создания в оконечном (третьем) каскаде напряжения $U_{э03}=1,0$ В при токе $I_{э03}=2$ мА необходимо в эмиттерную цепь его транзистора включить резистор

$$R_{э3}=U_{э3}/I_{э03}=1/0,002=500 \text{ Ом}$$

3. Определяем токозадающие разности потенциалов U_{03} , U_{02} и U_{01} для оконечного (третьего), промежуточного (второго) и для входного (первого) каскадов. Эти разности потенциалов отличаются от соответствующих падений напряжений $U_{э03}$, $U_{э02}$, $U_{э01}$ на номинальное напряжение $U_{бэ0}=0,7$ В, т.е.

$$U_{03}=U_{э02}=U_{Rэ2}=U_{э03}+0,7=1+0,7=1,7 \text{ В,}$$

$$U_{02}=U_{Rк1}=U_{Rэ2}+0,7=1,7+0,7=2,4 \text{ В,}$$

$$U_{01}=U_{R2}=U_{э01}+0,7=1+0,7=1,7 \text{ В.}$$

4. В соответствии с (3) определяем нижний предел допустимого значения тока делителя $I_{дел}$, считая, что $h_{21э}=100$.

$$I_{дел} \gg I_{б0}=0,002/100=20 \text{ мкА.}$$

В соответствии с последним требованием выбираем

$$I_{дел}=25I_{б0}=25 \cdot 20 \cdot 10^{-6}=0,5 \text{ мА.}$$

5. Определяем значения резисторов, создающих требуемые токозадающие разности потенциалов U_0 . При этом учитываем, что в условиях отсутствия термокомпенсирующих диодов в первом (входном) каскаде эту разность потенциалов создает ток $I_{дел}$, протекающий через резистор R_2 , во втором – ток I_{K01} , протекающий через резистор $R_{к1}$, а в оконечном – ток $I_{э03}$, протекающий через резистор $R_{э3}$. С учетом сказанного

$$R_2=U_{01}/I_{дел}=1,7/0,5 \cdot 10^{-3}=3,4 \text{ кОм,}$$

$$R_{к1}=U_{02}/I_{K01}=2,4/2 \cdot 10^{-3}=1,2 \text{ кОм,}$$

$$R_{э2}=U_{03}/I_{э02}=1,7/2 \cdot 10^{-3}=850 \text{ Ом.}$$

6. Определяем значение сопротивления R_1 , учитывая при этом, что падение напряжения на нем составляет $U_{R1}=E_{п+}-E_{п-}-U_{01}=3-(-10)-1,7=11,3$ В

$$R_1=U_{R1}/(I_{дел}-I_{б0}) \approx U_{R1}/I_{дел}=11,3/0,5 \cdot 10^{-3} \approx 23 \text{ кОм.}$$

7. Проверяем, выполняется ли условие (2) линейного режима работы транзистора. Для этого вычисляем значения напряжений $U_{кэ0}$ в каскадах и сопоставляем эти значения с требуемыми, удовлетворяющими соотношению (2). Вычисление осуществим для $U_{нач}=2$ В, считая, что сигнальные напряжения на выходе первого и второго каскадов имеют пренебрежимо малые значения:

$$U_{кэ01}=3-(-10)-2 \cdot 10^{-3}(500+1200)=9,6 \text{ В}$$

$$U_{кэ02}=3-(-10)-2 \cdot 10^{-3}(850+100)=11,1 \text{ В}$$

В оконечном каскаде условие (2) линейного режима работы сохраняется при значениях сопротивления коллектора $R_{к3}$, удовлетворяющих неравенству:

$$R_{к3} \leq [3 - (-10) - 1 - 5 - 2 - 0,2] / 2 \cdot 10^{-3} = 2,4 \text{ кОм}$$

Для схем рис.6 и рис.7 остановимся лишь на некоторых основных особенностях, вытекающих из применения в составе первой из них двухтранзисторного каскада на эмиттерно-связанных транзисторах, а второй - схемы ОЭ-ОБ с последовательным питанием каскадов на постоянном токе.

Для схемы рис.6:

1. В первом каскаде (каскаде на транзисторах VT_1 и VT_2) в качестве токозадающей разности потенциалов U_0 выступает напряжение $E_{п+}=3 \text{ В}$, в результате чего падение напряжения на сопротивлении R_3

$$U_{03} = U_0 - 0,7 = 3 - 0,7 = 2,3 \text{ В.}$$

2. Сопротивление

$$R_3 = U_{03} / (2I_{к0}) = 2,3 / (2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}) \approx 570 \text{ Ом}$$

Остальные пункты расчетов по характеру и содержанию аналогичны соответствующим пунктам расчета схемы рис.5.

Для схемы рис.7:

1. Вычисляем значение эмиттерного $R_{э1}$ сопротивления в токозадающем каскаде на транзисторе VT_1 , задаваясь напряжением на этом сопротивлении, равным одному вольту:

$$R_{э1} = 1 / 2 \cdot 10^{-3} = 500 \text{ Ом.}$$

2. Вычисляем значение сопротивления резистора R_3 , считая, что через него протекает ток делителя $I_{дел}=0,5 \text{ мА}$ (см. п.5 расчета схемы рис.5), а падение напряжения на нем определяет значение напряжения $U_{кэ01}$ транзистора VT_1 . Значение этого напряжения выберем равным четырем вольтам из условия (2) работы транзистора VT_1 в линейном режиме. В результате выполнения перечисленных условий

$$R_3 = U_{кэ01} / I_{дел} = 4 / 0,5 \cdot 10^{-3} = 8 \text{ кОм.}$$

Остальные пункты расчетов по характеру и содержанию аналогичны соответствующим пунктам расчета схемы рис. 5.

Анализ воздействия дестабилизирующих факторов на работу каскада на постоянном токе (этап V)

На рис. 10 приведена эквивалентная схема каскада, с помощью которой осуществляют анализ воздействия дестабилизирующих факторов на положение ИРТ в каскаде. Схема составлена с учетом того, что в точках подключения к каскадам источников питания $E_{п+}$ и $E_{п-}$ отсутствуют какие-либо изменения потенциалов. В результате этого при составлении эквивалентной схемы для переменных составляющих потенциалов указанные точки могут быть приняты за точки нулевого потенциала. На эквивалентной схеме воздействия основных дестабилизирующих факторов представлены 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 $U_{бэ0}$ и $\Delta \beta$ коэффициента передачи тока базы β . Перечисленные неопределенности и непостоянство параметров обусловлены как технологическим разбросом характеристик транзистора, так и температурными их изменениями.

Отклонение $\Delta t^\circ\text{C}$ температуры от ее номинального значения приводят к следующим изменениям характеристик транзисторов: $\Delta U_{бэr} = 2,1 \cdot 10^{-3} \cdot \Delta t^\circ\text{C}$; $\Delta \beta = 0,005 \beta \Delta t^\circ\text{C}$, где $\Delta t^\circ\text{C}$ – предельное отклонение температуры транзистора от номинального ее значения $t_{ном}$ ($t_{ном}=20^\circ\text{C}$).

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

$$\Delta U_{\text{бэ}} = \Delta U_{\text{бэ}t} + \Delta U_{\text{бэ}T}; \Delta \beta = \Delta \beta_t + \Delta \beta_T, \quad (5)$$

где $\Delta U_{\text{бэ}T}$, $\Delta \beta_T$ – отклонения параметров $U_{\text{бэ}}$ и β вследствие технологического разброса. Обычно $\Delta U_{\text{бэ}T} \leq 0,05$ В, $\Delta \beta_T \leq 0,1 h_{21э}$.

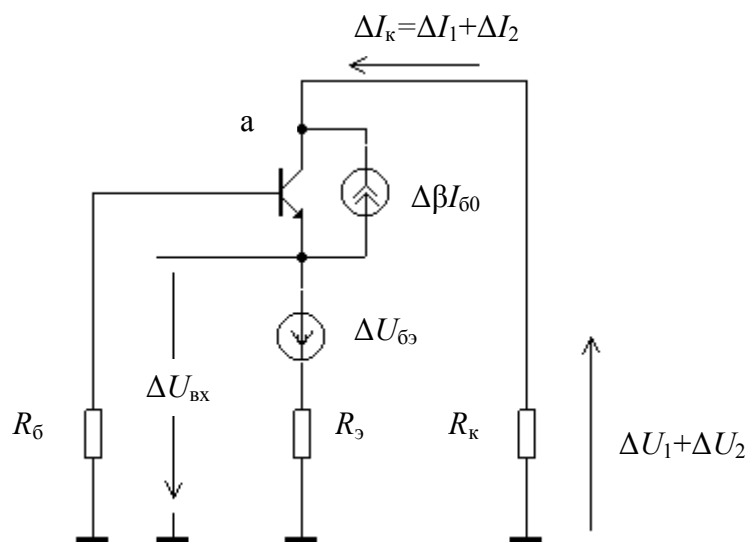


Рис. 10

Соотношение (5) и схема рис.10 являются исходными при проведении анализа возможных вариаций $\Delta I_{\text{к}}$ и $\Delta I_{\text{э}}$ токов $I_{\text{к0}}$ и $I_{\text{э0}}$. Анализ базируется на пересчете всех источников нестабильности к коллекторному или эмиттерному выводу транзистора. Параметр $\Delta I_{\text{к}} \approx \Delta I_{\text{э}}$ является результатом совместного воздействия указанных ранее двух источников нестабильности, т.е. $\Delta I_{\text{к}} = \Delta I_1 + \Delta I_2$, где ΔI_1 – составляющая тока $\Delta I_{\text{к}}$, обусловленная нестабильностью $\Delta U_{\text{бэ}}$; ΔI_2 – составляющая, обусловленная нестабильностью $\Delta \beta$. В рамках задач, решаемых при анализе тока $\Delta I_{\text{к}}$, нестабильности, порождающие его, могут рассматриваться как источники малосигнальных напряжений и токов, в результате чего вычисление составляющих ΔI_1 и ΔI_2 тока $\Delta I_{\text{к}}$ правомочно осуществлять с помощью малосигнальных параметров. При вычислениях в качестве вспомогательных параметров целесообразно использовать изменения ΔU_1 , ΔU_2 , и $\Delta U_{\text{к}} = \Delta U_1 + \Delta U_2$ разности потенциалов на резисторе $R_{\text{к}}$, порождаемые каждым из токов ΔI_1 и ΔI_2 и их совместным воздействием. При этом $\Delta I_1 = \Delta U_1 / R_{\text{к}}$, $\Delta I_2 = \Delta U_2 / R_{\text{э}}$, а $\Delta U_{\text{к}} = (\Delta I_1 + \Delta I_2) / R_{\text{к}}$. Использование вспомогательных напряжений ΔU_1 и ΔU_2 позволяет осуществлять пересчеты токов ΔI_1 и ΔI_2 в ток $\Delta I_{\text{к}}$ с помощью коэффициентов усиления по напряжению (без привлечения при пересчетах коэффициентов передачи по току).

Расчеты по анализу нестабильности $\Delta I_{\text{к}}$, а также последующие вычисления значений других характеристик отдельных каскадов и усилителя в целом, базируется на использовании малосигнальных параметров транзистора и применении теории четырехполюсников. Рассмотрим основные положения этой теории.

Критерии и особенности малосигнального режима работы транзистора

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 $\Delta U_{кэ}$ по сравнению с их значениями $I_{к0}$ и $U_{кэ0}$ в ИРТ. Количественно интенсивность сигнала характеризуется коэффициентами использования транзистора по току ξ_i и напряжению ξ_u . При этом $\xi_i = \Delta I_k / I_{к0}$; $\xi_u = \Delta U_{кэ} / U_{кэ0}$, где ΔI_k , $\Delta U_{кэ}$ – наибольшие отклонения выходного тока и разности потенциалов от их значений $I_{к0}$ и $U_{кэ0}$ в ИРТ.

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

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

$$\begin{aligned} I_{\text{вх}} &= Y_{11} U_{\text{вх}} + Y_{21} U_{\text{вых}}; \\ I_{\text{вых}} &= Y_{21} U_{\text{вх}} + Y_{22} U_{\text{вых}}, \end{aligned}$$

где $I_{\text{вх}}$, $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$, $I_{\text{вых}}$ – комплексные амплитуды сигнальных токов и напряжений. Основным параметром, который в первую очередь определяет усилительные свойства транзистора, является проводимость Y_{21} , часто называемая крутизной транзистора и обозначаемая – S . Проводимость Y_{11} является главной характеристикой входных свойств транзистора, а Y_{22} – выходных, поэтому указанные проводимости, соответственно, называются входной и выходной проводимостью транзистора. Параметр 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 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 $2^{1/2}$ раз, взаимосвязи между токами и напряжениями в транзисторе определяются вещественными коэффициентами. В этой частотной области для характеристики свойств транзистора вместо системы комплексных Y-параметров используется система вещественных g-параметров, включающая параметры g_{21} , g_{11} , g_{22} , g_{12} . При этом

$$\begin{aligned} i_{\text{вх}} &= g_{11} u_{\text{вх}} + g_{21} u_{\text{вых}}; \\ i_{\text{вых}} &= g_{21} u_{\text{вх}} + g_{22} u_{\text{вых}}, \end{aligned}$$

где $i_{\text{вх}}$, $u_{\text{вх}}$, $i_{\text{вых}}$, $u_{\text{вых}}$ – сигнальные токи и напряжения.

Значение малосигнальных параметров зависит от того, каким образом транзистор включен в схему каскада. Рассмотрим возможные способы этого включения.

Способы включения транзистора в схему усилительного каскада

Возможны шесть способов подключения трехполюсного элемента к схеме, но практически в усилительных схемах используется только три, так как только при этих трех способах входные сигналы обладают эффективным управляющим воздействием на выходной ток. Эти применяемые способы включения иллюстрирует рис.11, 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. 11,а–в называют, соответственно, схемами с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК) и с общей базой (ОБ).

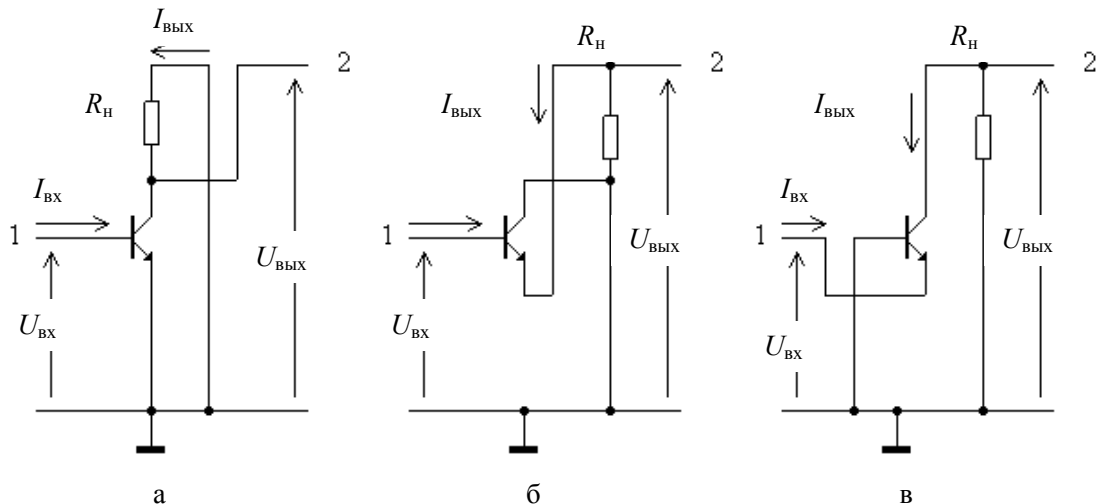


Рис. 11

Наибольшее усиление по мощности обеспечивает включение транзистора по схеме ОЭ. Это включение считается основным. При нем в каскаде 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.

Основные характеристики и параметры приводятся для этого включения. В дальнейшем параметры, относящиеся к этой схеме включения, будем в формулах применять без каких-либо дополнительных индексов, тогда как параметры, относящиеся к другим схемам включения, будем снабжать соответствующими индексами. Так, например, параметр $g_{11ок}$ означает входную проводимость, соответствующую включению транзистора по схеме ОК. 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.11,б) коэффициент передачи напряжения близок к единице, в результате чего выходной сигнал по величине и фазе повторяет входной ($u_{ВХ}=u_{ВЫХ}$). 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 и разделительный, обеспечивающий высокие значения сквозного коэффициента передачи при прохождении сигнала от высокоомного источника ЭДС к низкоомным цепям, приближая

коэффициент передачи входной цепи к максимально достижимому значению, равному единице.

В схеме ОБ (рис.11,в) 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 р-п- переходов.

В ряде случаев транзистор умышленно или помимо желания разработчика оказывается включенным в схему таким образом, что все его три зажима оказываются под переменным потенциалом, как это показано на рис.12. Эти включения удобно рассматривать как разновидности соответствующих включений рис.11, которые отличаются от последних наличием ненулевой по сопротивлению цепи R_f в общем (заземляющем) проводе. Включение в схему каскада сопротивления R_f вызывает появление внутрикаскадной 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.

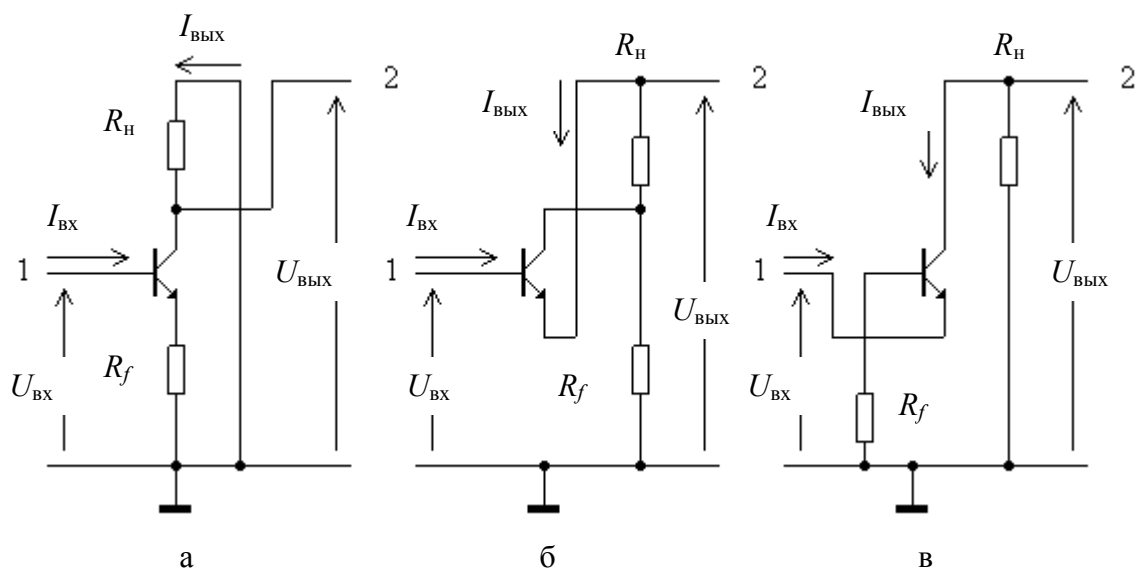


Рис. 12

В дальнейшем параметры и схемы, соответствующие ненулевому значению R_f , будем отмечать индексом "f". Так схемные построения рис.12,а-в будем 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 взаимозависимость выходного тока транзистора и разности потенциалов на его базно-эмиттерном переходе. Согласно этой модели

$$I_3 = I_{03} \exp(U_{бэ}/mU_T) \quad (6)$$

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

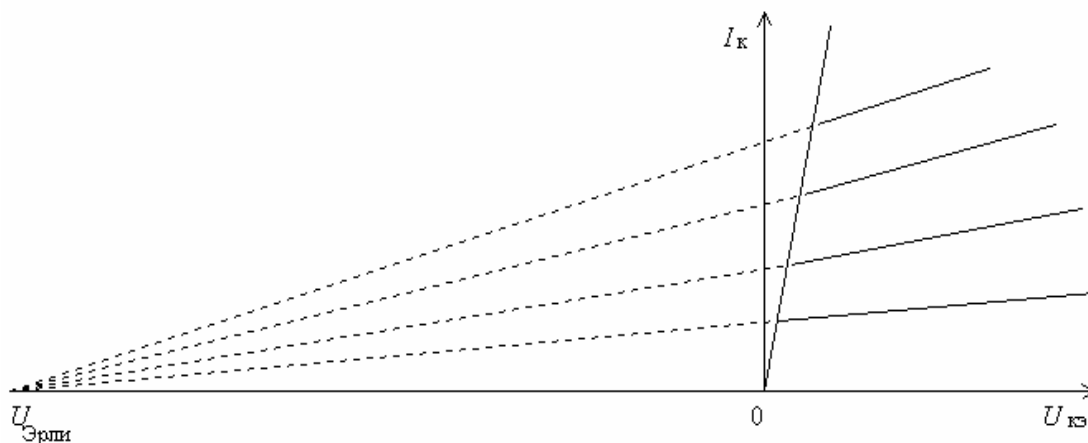


Рис. 13

Отличие значений m от единицы в первую очередь обусловлено тем, что напряжение $U_{бэ}$, приложенное к внешним зажимам транзистора, воздействует на внутренний управляющий ток коллектора базно-эмиттерный переход не прямо, а через дополнительное сопротивление $r_б$ базовой области транзистора. Вследствие этого внутри транзистора происходит ослабление сигналов, управляющих током. Это ослабление можно охарактеризовать коэффициентом деления $N = 1/m$ резистивного делителя, состоящего из сопротивления $r_б$ и резистивной проводимости $g_{бэ}$ внутреннего базно-эмиттерного перехода. В результате этого

$$m = 1/N = 1 + r_б g_{бэ} \approx 1 + r_б I_K / 0,026 h_{21э}, \quad (7)$$

где $h_{21э} = dI_K / dI_б$ – коэффициент усиления транзистора по току. Считается, что коэффициент усиления $h_{21э}$ при линейном режиме работы транзистора в малой степени зависит от протекающих в транзисторе токов. Значение сопротивления $r_б$ 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 $I_3 \approx I_K$. Из этого и (6) вытекают соотношения, позволяющие определять приближенно значения основных g -параметров транзистора, практически не прибегая к использованию справочных данных:

$$g_{21} = dI_K/dU_{63} = I_K/mU_T; \quad g_{11} = dI_6/dU_{63} = g_{21}/h_{213}. \quad (8)$$

Кроме того, для биполярного транзистора $g_{12} \approx 0$; $g_{22} \approx I_K/(|U_{Эрли}| + |U_{КЭ}|) \approx I_K/|U_{Эрли}|$, где $U_{Эрли}$ – потенциал Эрли. Сущность потенциала Эрли иллюстрирует рис.13, на котором приведены графики выходных характеристик транзистора, аппроксимированные ломаными линиями. Для транзисторов малой мощности при $n-p-n$ -структуре $U_{Эрли} \approx 100 \dots 180$ В и $50 \dots 100$ при $p-n-p$ - структуре.

Применение основных положений теории четырехполюсников к расчету свойств транзисторных каскадов

В ходе рассмотрения основных свойств усилительных каскадов (рис.11 и рис.12) их транзисторы рассматривают в виде четырехполюсников, к выходным клеммам 2-2' которых подключена нагрузка Y_H , а к входным – источник сигнала с ЭДС E_c и внутренним сопротивлением R_c , как это показано на рис.14. Транзистор является трехполюсным прибором, поэтому при его представлении в виде четырехполюсника один из зажимов транзистора оказывается общим для входной и выходной цепей. В результате транзистор выступит в роли четырехполюсника с общей стороной.

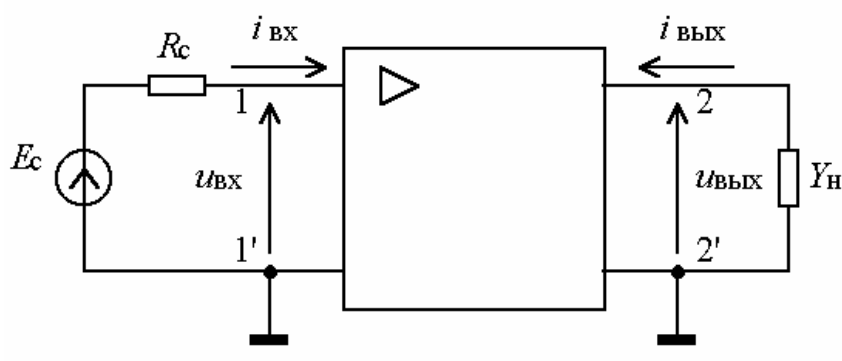


Рис. 14

Согласно общей теории четырехполюсников свойства схемы, представленной на рис.14, для основной рабочей частотной области транзистора ($f \ll f_s$) при резистивной нагрузке ($Y_H = g_H$) и резистивном по выходной проводимости $g_c = 1/R_c$ источника сигнала определяются формулами:

$$K = U_{ВЫХ}/U_{ВХ} = -g_{21}/(g_{22} + g_H), \quad (10)$$

$$K_{обр} = U_{ВХ}/U_{ВЫХ} = -g_{12}/(g_{11} + g_c), \quad (10a)$$

$$g_{ВХ} = i_{ВХ}/u_{ВХ} = g_{11} + g_{12}K = g_{11} - g_{12}g_{21}/(g_{22} + g_H), \quad (10б)$$

$$g_{ВЫХ} = i_{ВЫХ}/u_{ВЫХ} = g_{22} + g_{21}K_{обр} = g_{22} - g_{21}g_{12}/(g_{11} + g_c). \quad (10в)$$

При нахождении значений коэффициента усиления следует иметь в виду, что наличие знака "минус" перед результатом вычислений, проведенных в соответствии с (10a), указывает на противофазность выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ относительно входного $U_{ВХ}$. 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 приобретают комплексный характер. Например, на частотах $f \gtrsim f_s$ вместо g -параметров следует использовать Y -параметры, при этом ряд результатов, входящих в левую часть (10), также приобретает комплексный характер.

Принципы расчетов, определяемые соотношениями (10), могут быть распространены и на случаи, когда условия малосигнальности $\xi_s \leq 0,2 \dots 0,3$ и $\xi_u \leq 0,2 \dots 0,3$ не выполняются. Эти случаи подразумевают проведение вычислений с использованием усредненных g -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_{k1} до I_{k2} (но не выходит за пределы усилительной области ВАХ-транзистора), значение параметра g_{21} , усредненное по этому диапазону изменений тока коллектора, согласно сказанному и (8) может быть определено с помощью соотношения:

$$g_{21} = [I_{k1}/(m_1 U_T) + I_{k2}/(m_2 U_T)]/2, \quad (11)$$

где m_1, m_2 – значения параметра m , вычисленные в соответствии с (7) для токов I_{k1} и I_{k2} соответственно.

Соотношения (10) применимы при любой схеме включения транзистора при условии использования в них параметров, относящихся к соответствующей схеме включения. Так, для схемы ОБ согласно сказанному и (10)

$$K_{об} = -g_{21об}/(g_{22об} + g_n) = g_{21}/(g_{22} + g_n).$$

Обычно параметры схем включения, отличных от основной, выражают через параметры последней. При этом

$$\begin{aligned} g_{21ок} &= -g_{11} - g_{21}; \\ g_{21об} &= -g_{21} - g_{22}; \\ g_{11ок} &= g_{11}; \\ g_{11об} &= g_{11} + g_{21} + g_{12} + g_{22}; \\ g_{22ок} &= g_{11} + g_{21} + g_{12} + g_{22}; \\ g_{22об} &= g_{22}. \end{aligned} \quad (12)$$

Для основной схемы включения транзистора в каскад (для схемы ОЭ) численные значения g -параметров таковы, что $g_{21} \gg g_{11} \gg g_{22}$, а $g_{12} \approx 0$. В результате этого и (12) можно при вычислениях использовать следующие приближенные соотношения:

$$\begin{aligned} g_{21ок} &\approx -g_{21}; \\ g_{21об} &\approx -g_{21}; \\ g_{11ок} &\approx g_{11}; \\ g_{11об} &\approx g_{21}; \\ g_{22ок} &\approx g_{21}; \\ g_{22об} &\approx g_{22}; \end{aligned} \quad (13)$$

Влияние незаземленности общего провода на свойства каскадов

Двухполюсник R_f удобно рассматривать как составную часть самого транзистора, имеющего другие измененные значения Y -параметров. В основной рабочей частотной области транзистора ($f < f_s$), при резистивном характере двухполюсника Z_f , когда $Z_f = R_f$, для всех схем включения транзистора

$$\begin{aligned}
g_{11f} &= (g_{11} + \Delta R_f) / F \approx g_{11} / F; \\
g_{21f} &= (g_{21} + \Delta R_f) / F \approx g_{21} / F; \\
g_{12f} &= (g_{12} + \Delta R_f) / F \approx g_{12} / F; \\
g_{22f} &= (g_{22} + \Delta R_f) / F \approx g_{22} / F,
\end{aligned} \tag{14}$$

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 выполняются соотношения:

$$\begin{aligned}
\Delta_{o3} &= \Delta_{o6} = \Delta_{ok}; \\
F_{o3} &= 1 + (g_{11} + g_{22} + g_{12} + g_{21})R_f \approx 1 + g_{21}R_f; \\
F_{ok} &= 1 + g_{22}R_f; \\
F_{o6} &= 1 + g_{11}R_f.
\end{aligned} \tag{15}$$

С приемлемой для практики точностью можно считать, что

$$K_{o3f} \approx K_{o3} / F_{o3}; K_{o6f} \approx K_{o6} / F_{o6}; K_{okf} \approx K_{ok} / F_{ok}. \tag{16}$$

Подстановка (12) в (13) с учетом (15) и (16) дает выражения, определяющие свойства различных каскадов в удобной для проведения вычислений форме, когда эти свойства представлены через g -параметры основной схемы включения, значение которых может быть оценено с помощью (8) и (9). Результаты подстановки представлены в табл.3. При использовании приведенных в таблице соотношений следует иметь в виду, что них в качестве параметров R_3 и R_6 выступают соответствующие сопротивления внешних цепей, подключенных к эмиттерному и базовому выводу транзистора.

Таблица 3

Вид схемы	K	$g_{вх}$	$g_{вых}$ ($R_c=0$)	$g_{вых}$ ($R_c \neq 0$)
ОЭ _f	$\frac{-g_{21}}{g_{н}(1+g_{21}R_3)+g_{22}}$	$\frac{g_{11}}{1+g_{21}R_3}$	$\frac{g_{22}}{1+g_{21}R_3+g_{11}R_6}$	$\frac{g_{22}}{1+g_{11}(R_6+R_c)+g_{21}R_3}$
ОК	$\frac{g_{21}R_{н}}{1+g_{21}R_{н}}$	$\frac{g_{11}}{1+g_{21}R_{н}}$	g_{21}	$\frac{g_{21}}{1+g_{11}R_c}$
ОБ _f	$\frac{g_{21}}{g_{н}(1+g_{11}R_6)+g_{22}}$	$\frac{g_{21}}{1+g_{11}R_6}$	$\frac{g_{22}}{1+g_{21}R_3+g_{11}R_6}$	$\frac{g_{22}}{1+g_{11}(R_6+R_c)+g_{21}R_3}$

В случаях, когда комплексным характером параметров транзистора или двухполюсника Z_f пренебречь нельзя, соотношения (14), (15) и (16) остаются в силе, за исключением того, что все или часть значений приобретают комплексный характер (например, на частотах $f \geq f_s$ вместо g -параметров транзистора следует использовать его Y -параметры).

Вычисление значения неустойчивости ΔI_K коллекторного тока

В схеме рис. 10 преобразование напряжения ΔU_{63} 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.4,б и рис.4,в $R_6 = R_1 \parallel R_2$. В соответствии со сказанным

$$\Delta I_1 = \Delta U_1 / R_K = \Delta U_{63} K_{вхц} K_{обf} / R_K, \tag{17}$$

где $K_{вхц} = \Delta U_{60} / \Delta U_{вх}$ – коэффициент передачи входной цепи схемы ОБ_f. Значение этого коэффициента передачи определяется соотношением

$$K_{вхц} = R_{вхо6f} / (R_{вхо6f} + R_3), \tag{18}$$

где $R_{\text{вход}} = 1/g_{\text{вход}}$ – входное сопротивление схемы ОБ. Согласно данным табл.3 $g_{\text{вход}} = g_{21}/(1+g_{11}R_6)$. После подстановки (18) в (17) получаем

$$\Delta I_1 = \Delta U_{63} g_{21} / (1 + g_{21} R_3 + g_{11} R_6). \quad (19)$$

В схеме рис. 10 влияние неустойчивости $\Delta\beta$ 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 (в узел "а" схемы рис.10), 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 соотношениями (14) и (18) и передаточными свойствами схемы ОБ. В результате

$$\Delta I_2 = \Delta\beta I_{60} (1 + g_{11} R_6) / (1 + g_{21} R_3 + g_{11} R_6). \quad (20)$$

Из (19) и (20) следует, что

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

В двухтранзисторном каскаде на эмиттерно-связанных транзисторах, помимо уже рассмотренных источников неустойчивости ΔU_{63} и $\Delta\beta$, существенную роль в образовании ΔI_k играет несогласованность транзисторов по номинальному напряжению U_{630} . Эта несогласованность $\Delta U'_{63}$, хотя и имеет значение, примерно на порядок меньшее, чем неопределенность ΔU_{63} номинального напряжения U_{630} ($\Delta U'_{63} \approx 0,01 \Delta U_{63}$), но она способна создать заметные дополнительные отклонения тока I_{k0} от его предполагаемого номинального значения. В результате этого в схеме на эмиттерно-связанных транзисторах

$$\Delta I_k = \Delta\beta I_{60} [(1 + 2g_{11} R_6) / (1/2 + g_{21} R_3 + g_{11} R_6)] + \Delta U'_{63} [(1 + g_{11} R_6) g_{21} / (1 + 2g_{11} R_6)]. \quad (22)$$

Неустойчивость ΔI_{k0} в двухтранзисторном каскаде ОЭ-ОБ с последовательным питанием практически определяется только неустойчивостью каскада ОЭ, поэтому она может быть вычислена в соответствии с (21).

Следует отметить, что в многокаскадных схемах с непосредственными межкаскадными связями наибольший уровень неустойчивости положения ИРТ обычно наблюдается в оконечном каскаде. Данное обстоятельство объясняется тем, что в оконечном каскаде, помимо собственных внутрикаскадных неустойчивостей, действуют и неустойчивости ему предшествующих каскадов. В результате этого в оконечном каскаде трехкаскадного усилителя общее отклонение $\Delta I_{k\Sigma}$ тока ΔI_{k03} от прогнозируемого значения может быть оценено по формуле

$$\Delta I_{k\Sigma} = \Delta I_{k3} + \Delta I_{k3.2} + \Delta I_{k3.1}, \quad (23)$$

где ΔI_{k3} – изменения тока I_{k03} вследствие воздействия собственных внутрикаскадных дестабилизирующих факторов рассматриваемого третьего каскада; $\Delta I_{k3.2}$, $\Delta I_{k3.1}$ – изменения тока I_{k03} в рассматриваемом третьем каскаде, возникающие вследствие неустойчивости второго и первого каскадов. Значение ΔI_{k3} определяют (21) и (22), а

$$\Delta I_{k3.2} = \Delta I_{k2} R_{n2} K_3 / R_{n3}; \quad \Delta I_{k3.1} = \Delta I_{k1} R_{n1} K_2 K_3 / R_{n3}, \quad (24)$$

где R_{n1} , R_{n2} , R_{n3} – полное сопротивление нагрузки соответственно в третьем, втором и первом каскадах; K_3 – коэффициент передачи по напряжению от точки подключения нагрузки R_{n2} до точки подключения нагрузки R_{n3} ; K_2 – коэффициент передачи по напряжению от точки подключения нагрузки R_{n1} до точки подключения нагрузки R_{n2} .

Рекомендуемый порядок выполнения этапа V

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

2. Вычислить для каждого каскада собственные нестабильности $\Delta I_{\text{к01}}$, $\Delta I_{\text{к02}}$, $\Delta I_{\text{к03}}$ коллекторных токов $I_{\text{к01}}$, $I_{\text{к02}}$, $I_{\text{к03}}$. Вычисления осуществить в соответствии с (21) и (22) и эквивалентной схемой рис.10.

При вычислениях значений параметров $R_{\text{б}}$ и $R_{\text{к}}$ используйте данные табл.3 о входных и выходных сопротивлениях каскадов.

Так, например, в схеме рис.5 в роли $R_{\text{б2}}$ в каскаде на транзисторе VT_2 выступает параллельное соединение резистора $R_{\text{к1}}$ и выходного сопротивления $R_{\text{выхоэф}}$ каскада на VT_1 , включенного по схеме ОЭф. При этом согласно табл.3 $R_{\text{выхоэф}} = (1 + g_{21}R_{\text{э1}} + g_{11}R_{\text{б}})/g_{22}$.

В этой же схеме в роли $R_{\text{б3}}$ в каскаде на транзисторе VT_3 выступает параллельное соединение резистора $R_{\text{э2}}$ и выходного сопротивления каскада ОК. Выходное сопротивление этого каскада совпадает со входным сопротивлением схемы ОБ, которое с учетом незаземленности базы (в роли двухполюсника $R_{\text{г}}$ в этой схеме выступает сопротивление $R_{\text{б2}}$) согласно данным табл.3 определяется соотношением $R_{\text{выхок}} = R_{\text{вхоэф}} = (1 + g_{11}R_{\text{б2}})/g_{21}$.

3. Определить с помощью (23) искомое значение $\Delta I_{\text{к3Σ}}$. В ходе промежуточных вычислений, проводимых в соответствии с (24), воспользуйтесь данными табл.3. Принципы вычисления коэффициентов K_3 и K_2 проиллюстрируем на примере схемы рис.5. Для нее

$$K_3 = K_{\text{оэф}} \approx K_{\text{ок}} = g_{21}R_{\text{н3}}/(1 + g_{21}R_{\text{н3}});$$

$$K_2 = K_{\text{оэф}} \approx K_{\text{ок}} = g_{21}R_{\text{н2}}/(1 + g_{21}R_{\text{н2}}),$$

где $R_{\text{н3}} = R_{\text{э3}}$, $R_{\text{н2}} = R_{\text{э2}} || R_{\text{вхок}}$, $R_{\text{вхок}} = (1 + g_{21}R_{\text{э3}})/g_{\text{н}}$.

Мероприятия по снижению влияния источников нестабильности (этап VI)

Одним из уже рассмотренных ранее мероприятий, реализация которого приводит к некоторому снижению $\Delta I_{\text{к}}$ является включение в цепь токозадающего потенциала U_0 прямосмещенного термокомпенсирующего диода (рис.9). При наличии такого диода значение напряжения $\Delta U_{\text{бэТ}}$, косвенно входящего в (21) и (22), можно уменьшить на порядок. При расчете значений сопротивлений токозадающих цепей следует учитывать, что включение в базовую цепь прямосмещенного диода вызывает понижение потенциала эмиттера приблизительно на 0,7 В. Вследствие этого после введения в схему указанного диода значение эмиттерного сопротивления должно быть соответственно уменьшено.

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 (ОС) 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.

Объясняется это тем, что отличия ΔI_0 и ΔU_0 от номинальных значений токов I_0 (токов $I_{\text{к0}}$ и $I_{\text{э0}}$) и потенциалов U_0 (потенциалов $U_{\text{к0}}$ и $U_{\text{э0}}$) в коллекторно-эмиттерных цепях каскадов могут быть представлены в виде эквивалентных источников сигнального тока или напряжения. Например,

рассмотренные ранее вариации коллекторного тока ΔI_k в каскаде можно охарактеризовать на его эквивалентной схеме рис.10 с помощью генератора напряжения ΔU_k , включенного последовательно с резистором R_k . Рассмотрим основные положения теории 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.15. В состав этой структуры входят: основной усилительный тракт $K_{3,4}$, основное звено цепи обратной связи $K_{5,6}$ и два шестиполюсника I и II. В шестиполюснике II происходит ответвление части выходного сигнала в основное звено цепи обратной связи, а в шестиполюснике I – соединение (смешивание) входного сигнала с сигналом, поступающим с выхода основного звена цепи обратной связи. Считается, что шестиполюсники I, II и четырехполюсник $K_{5,6}$ являются пассивными цепями, т.е. цепями, организованными на базе R -, C - и L -элементов. В структуре усилительного тракта с обратной связью образуется замкнутый (кольцевой) путь, называемый петлей обратной связи.

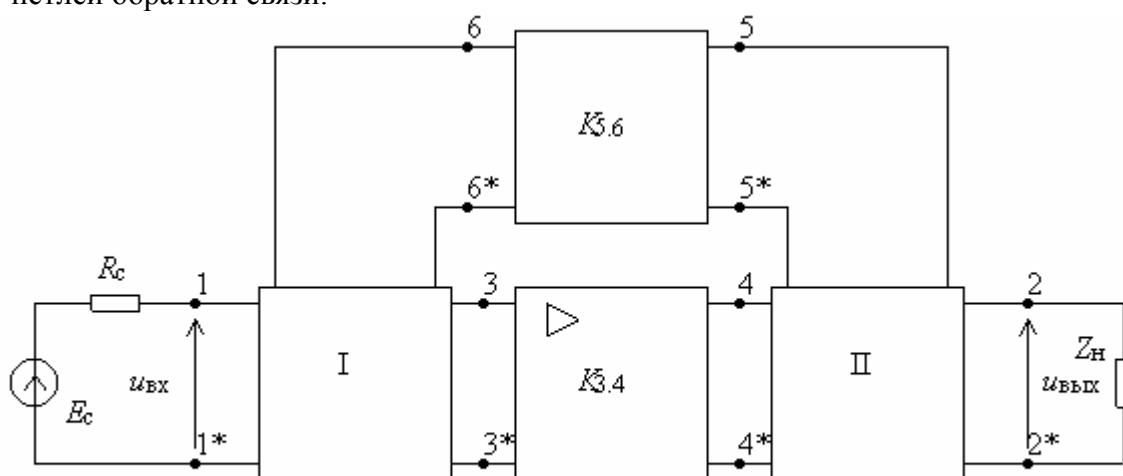


Рис. 15

Степень влияния обратной связи на свойства усилительного тракта в первую очередь, зависит от 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. Коэффициент 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 (ПОС). 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 ПОС - увеличение ($0<F<1$). При $F<0$ в тракте с обратной связью возникают автоколебания и усилительный тракт становится автогенератором.

Часто построение шестиполюсников I и II таково, что цепи, идущие к их внешним зажимам, образуют внутри этих шестиполюсников параллельное (рис.16,а) или последовательное (рис.16,б) соединение. В соответствии с указанными разновидностями соединений различают обратные связи параллельного и последовательного вида. При этом в зависимости от структуры входного шестиполюсника различают обратную связь, последовательную по входу, и обратную связь, параллельную по входу. А в зависимости от структуры шестиполюсника II – обратную связь последовательную по выходу и обратную связь, параллельную по выходу. Последние 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 основного звена $K_{5,4}$ обратной связи пропорционально протекающему через нагрузку Z_n току, а при параллельной по выходу – напряжению $U_{\text{вых}}$.

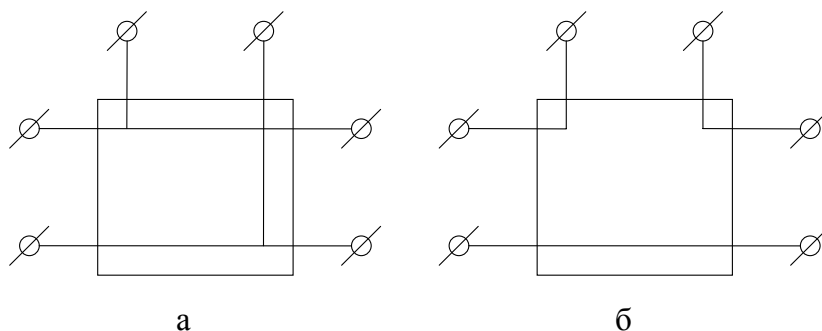


Рис.16

В ряде случаев входящие в схему рис.15 четырехполюсники $K_{3,4}$ и $K_{5,6}$ являются четырехполюсниками с общей стороной (с попарно объединёнными зажимами 3*-4* и 5*-6*), т.е. выступают в роли трёхполюсников. Объединенные зажимы четырехполюсников обычно подсоединяются к точке нулевого потенциала. Частным случаем схемы рис.15 является схема, в которой в качестве основного звена цепи обратной связи выступает двухполюсник $Z_{5,6}$, непосредственно подключенный ко входу и выходу усилителя, как показано на рис.17. При этом образуется простейший вариант построения цепи обратной связи, соответствующий построению шестиполюсников I и II 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 разделяемым участкам тракта подключать двухполюсники-эквиваленты Z' и Z'' (рис.18, а).

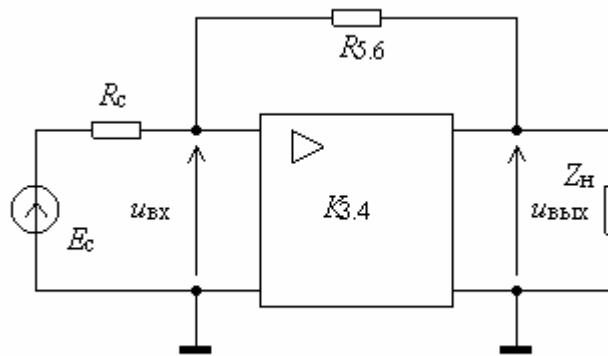
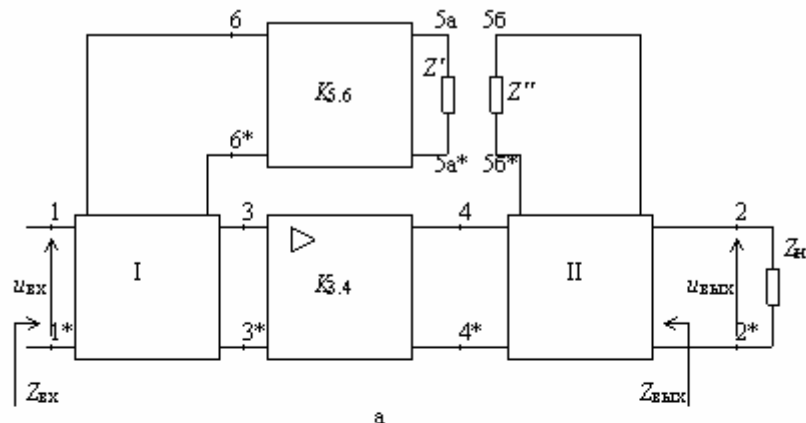


Рис. 17

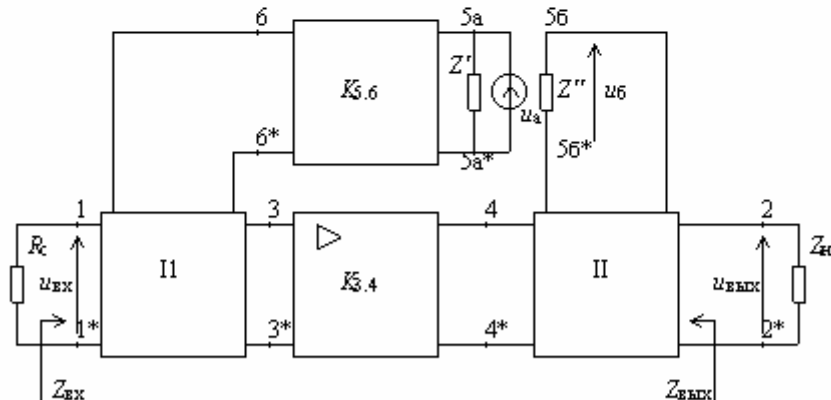
Первый из них является эквивалентом выходного сопротивления шестиполюсника II, второй – входного сопротивления четырехполюсника $K_{5.6}$. Схема, образованная указанным способом, является основной, с помощью которой определяются исходные значения таких параметров, как коэффициент усиления по напряжению $K_{2.1} = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$, входное $Z_{\text{ВХ}}$ и выходное $Z_{\text{ВЫХ}}$ сопротивления. Петлевая передача T должна определяться в соответствии со схемой рис.18,б, при этом к зажимам 5а-5а* разомкнутой петли обратной связи подключается источник испытательного сигнала U_a . Затем определяется разность потенциалов U_6 между зажимами 5б-5б*, вызванная этим источником. В результате этого

$$T = U_6/U_a = K_{5a.6} K_{6.3} K_{3.4} K_{4.5b}. \quad (25)$$

Следует отметить, что в силу пассивности цепи обратной связи,



а



б

Рис. 18

включающей четырехполосник $K_{5,6}$ и шестиполосники I и II, она не обладает свойствами однонаправленности передачи. В результате этого в схеме рис.15 после введения в нее цепи обратной связи образуется дополнительный путь прохождения сигнала со входа на выход через четырехполосник $K_{5,6}$. Интенсивность прохождения сигнала по этому пути характеризуют коэффициентом передачи $k_{1,2}=K_{1,6}K_{6,5}K_{5,2}$, который называют коэффициентом пассивной передачи, или коэффициентом передачи, определенным в условиях погашенного усиления, т.е. при отсутствии прохождения сигналов через основное усилительное звено $K_{3,4}$. Обычно $k_{1,2} \ll K_{1,2}$. Вследствие этого влиянием дополнительного прохождения сигнала со входа на выход через цепи обратной связи обычно пренебрегают.

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

$$K_{1,2f} = K_{1,2}/(1+T) + k_{1,2}, \quad (26)$$

где $K_{1,2} = U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}} = K_{1,3}K_{3,4}K_{4,2}$ – коэффициент передачи тракта при разомкнутой петле обратной связи.

Соотношение (26) 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 $k_{1,2} \ll K_{1,2}$, введение в усилительный тракт ООС уменьшает результат воздействия дестабилизирующих факторов на ΔI и ΔU в соответствии с соотношениями

$$\Delta I_f = \Delta I/(1+T); \Delta U_f = \Delta U/(1+T), \quad (27)$$

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 отрицательной обратной связью с глубиной $F=1+T$. Соотношения (27) относятся как к тракту в целом, так и к любой его части. Так, например, в трехкаскадном усилителе неопределенность $\Delta I_{\text{к3}\Sigma}$ положения ИРТ по току в третьем его каскаде, вычисленная в соответствии с (23) при охвате тракта петлей ООС, уменьшится до значения

$$\Delta I_{\text{к3}f} = \Delta I_{\text{к3}\Sigma}/(1+T). \quad (28)$$

Рекомендуемый порядок выполнения этапа VI

1. Осуществить изменение конфигурации схемы, обеспечивающее создание в ней петли ООС, охватывающей усилительный тракт в целом. На рис.19...21 приведены результаты таких изменений, осуществленные в отношении схем рис.5...7.

2. Осуществить коррекцию сопротивлений, обусловленную изменением (увеличением) протекающих в них токов при переходе от схем рис.5...7 к схемам рис.19...21. Такой коррекции (уменьшению) подлежат в схеме рис.19 сопротивления резисторов R_{33} и R_1 , а в схеме рис. 21 – R_{33} и R_2 . В схеме же рис.20 необходимо ввести дополнительный делитель R_1R_2 , обеспечивающий выполнение условий $U_{602}=U_{601}=0$ и $I_{\text{дел}} \gg I_{60}$, где U_{602} , U_{601} – потенциалы баз транзисторов VT_1 и VT_2 .

3. Вычислить значения петлевой передачи T в соответствии с рассмотренными выше правилами и соотношением (25). При вычислениях воспользуйтесь данными табл.3 о передаточных свойствах каскадов, входящих в петлю ООС.

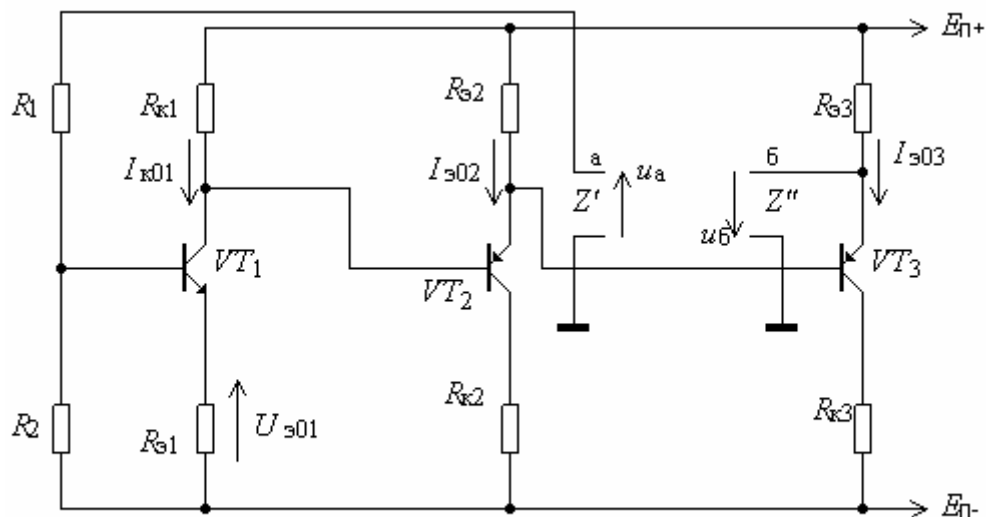


Рис. 19

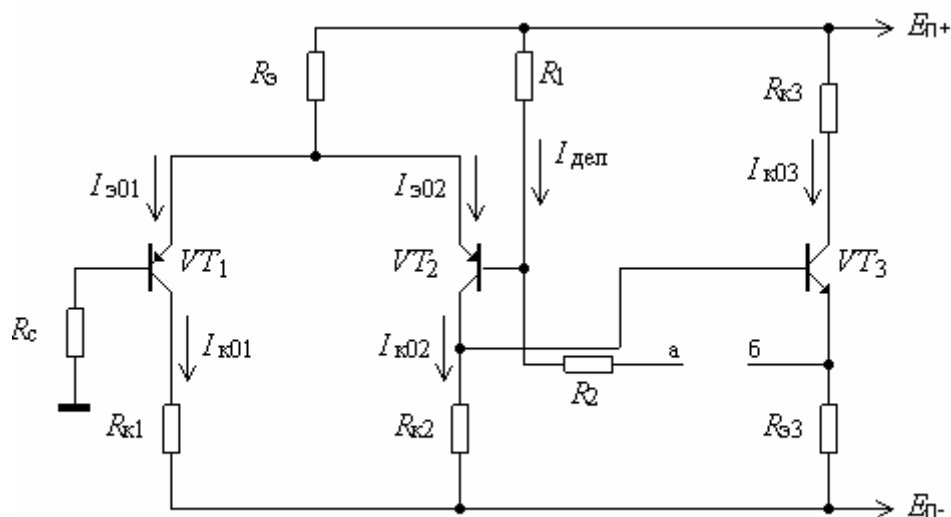


Рис. 20

Так, например, в схеме рис.19 значение T определяется не только коэффициентом передачи базового делителя R_1R_2 , но и общими передаточными свойствами каскадов на транзисторах VT_1 (каскад ОЭ), VT_2 (каскад ОК) и VT_3 (каскад ОЭ). В первом каскаде в качестве нагрузки выступает параллельное соединение сопротивления $R_{к1}$ со входным сопротивлением каскада ОК, во втором – $R_{с2}$ со входным сопротивлением каскада ОК, в третьем – резистор $R_{с3}$ с сопротивлением Z'' . Вычисление перечисленных коэффициентов передачи рекомендуется осуществить с помощью данных табл.3.

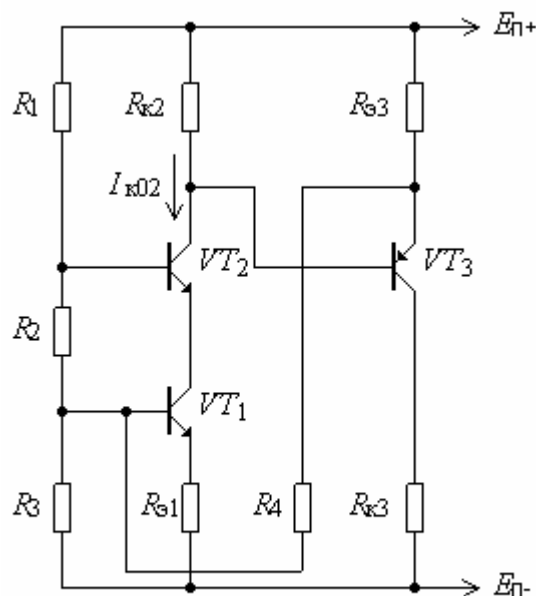


Рис. 21

4. Уменьшить найденное при вычислениях на этапе VI значение неустойчивости ΔI в $1+T$ раз в соответствии с (28).

Оценка предельно допустимого сопротивления нагрузки (этап VII)

Частотные и переходные искажения и принципы их учета

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

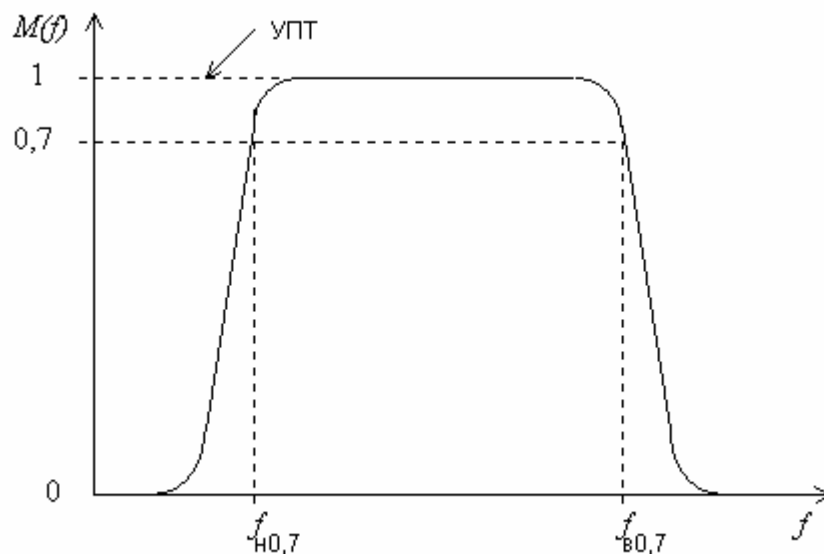


Рис. 22

Исключение составляют лишь усилители постоянного тока (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.

Уровень переходных искажений, возникающих в широкополосных усилителях, не являющихся усилителями постоянного тока, можно оценить с помощью следующих приближенных соотношений:

$$\Delta \approx 2\pi f_{н0,7} t_{и}; \quad t_{и} \approx 0,35/f_{в0,7}, \quad (29)$$

где $f_{н0,7}$, $f_{в0,7}$ - значения граничных частот полосы пропускания, определенных по уровню -3 дВ (см. рис.22).

Нормированная АЧХ M_{Σ} многозвенного тракта определяется произведением нормированных АЧХ его отдельных звеньев, т.е.

$$M_{\Sigma} = M_1 M_2 \dots M_n, \quad (30)$$

где M_i – НАЧХ j -го звена многозвенного усилительного тракта, состоящего из n звеньев, существенно влияющих на ход АЧХ. Из (30) следует $1-\varepsilon_{\Sigma} = (1-\varepsilon_1)(1-\varepsilon_2)\dots(1-\varepsilon_n)$, где ε_i – спад НАЧХ на рассматриваемой частоте. В пределах полосы пропускания этот спад имеет значения, существенно меньшие единицы. В этих условиях согласно последнему соотношению

$$\varepsilon_{\Sigma} \approx \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_n, \quad (31)$$

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 (31) общих допустимых искажений между отдельными звеньями проектируемого усилительного тракта.

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 $C_{п}$, 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 $g_{экв}$ цепи, которую она шунтирует, образует фильтр нижних частот. НАЧХ такого фильтра определяет соотношение $M(f) = [1 + (f/f_{ср})^2]^{-1/2}$, где $f_{ср}$ – 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 $\tau = C_{п}/g_{экв} = 1/(2\pi f_{ср})$.

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 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:

$$M_s(f) = 1/\sqrt{1 + (f/f_s)^2}; \quad (32)$$

$$\varepsilon_s = 1 - M_s(f) = 1/\sqrt{1 + (f/f_s)^2} = (f/f_s)^2/2, \quad (33)$$

где $f_s = 1/(2\pi\tau)$ – граничная частота транзистора по параметру крутизны. Включение сопротивления R_f в эмиттерную цепь транзистора снижает постоянную времени в эквивалентном транзисторе до значения $\tau_s = \tau/(1 + g_{21}R_f)$.

Постоянная времени $\tau_n = C/g_{экв}$ второго инерционного звена характеризует степень шунтирующего влияния паразитной емкости C_n на выходную проводимость $g_{экв}$ каскада. НАЧХ этого звена

$$M_n(f) = 1/\sqrt{1 + (f/f_{cp})^2}. \quad (34)$$

Спад НАЧХ (34) вследствие частотной зависимости импеданса нагрузки может быть охарактеризован значением

$$\varepsilon_n = 1 - M_n(f) = 1/\sqrt{1 + (f/f_{cp})^2} \approx (f/f_{cp})^2/2. \quad (35)$$

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 (32) и (34):

$$M_\Sigma(f) = M_{sf}(f)M_n(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_f)^2}} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_n)^2}}.$$

При этом

$$\varepsilon_\Sigma(f) = 1 - M_\Sigma(f) = 1 - M_{sf}(f)M_n(f) \approx \varepsilon_{sf}(f) + \varepsilon_{n\Sigma}(f), \quad (36)$$

где $\varepsilon_{sf}(f)$, $\varepsilon_{n\Sigma}(f)$ – спад НАЧХ в тракте в целом на частоте f вследствие инерционности транзистора и шунтирующего влияния емкостей C_n на проводимости $g_{экв}$ 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 C_n выступает паразитная емкость $C_{бэ}$ прямо смещенного перехода база-эмиттер. Эта емкость, сопротивление базовой области r_b и проводимость $g_{бэ}$ образуют фильтр нижних частот. При работе транзистора от источника напряжения постоянная времени этого фильтра $\tau \approx r_b C_{бэ} / (1 + r_b g_{бэ}) \approx r_b C_{бэ}$, где $g_{бэ}$ – проводимость базо-эмиттерного перехода. Приближенность приведенных для τ соотношений обусловлена тем, что они составлены без учета влияния паразитной емкости C_k на инерционные свойства рассматриваемого ФНЧ, где C_k – паразитная емкость перехода база-коллектор.

Существенную роль в формировании АЧХ в области ВЧ может также играть именно паразитная емкость C_k обратного смещенного перехода коллектор-база. Эта емкость совместно с проводимостью $Y_{бэ}$ перехода база-эмиттер и сопротивлением $r_b + R_c$ (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 (32) 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} до значения $g_{21}/(2)^{1/2}$ 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 $h_{21\beta}(f'')$ модуля коэффициента усиления по току в схеме ОЭ на частоте f'' . С помощью этих данных можно определить значение граничной частоты по крутизне, используя следующее приближенное соотношение:

$$f_S \approx 0,026 f'' h_{21\beta}(f'') / (r_{6I_k}). \quad (37)$$

Включение в эмиттерную цепь транзистора дополнительного резистора R_f , т.е. переход от схемы включения ОЭ к схеме ОЭ_f снижает влияние инерционности τ 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 соответственно

$$g_{21f} = g_{21} / (1 + g_{21} R_f); \quad f_{Sf} = f_S (1 + g_{21} R_f). \quad (38)$$

Сравнение параметров g_{21f} и f_{Sf} с соответствующими им 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, и, в первую очередь, от того, какое сопротивление R_f присутствует в цепи его эмиттера. Каскад ОК обычно работает в условиях, когда в роли сопротивления R_f выступает относительно большое сопротивление нагрузки. В связи с этим в соответствии с (36) 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:

$$f_S \geq f / (1 + g_{21} R_f) [2\varepsilon_S(f)]^2.$$

Анализ шунтирующего влияния паразитной емкости C_{π}

На высоких частотах проводимости паразитных емкостей C_{π} 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 Y_{π} цепи, состоящей из двух параллельно включенных ветвей, одна из которых является резистивной проводимостью $g_{\text{экв}}$, а другая – конденсатором с емкостью C_{π} определяется соотношением

$$Y_{\pi} = g_{\text{экв}} \sqrt{1 + (\omega \tau_{\pi})^2} = g_{\text{экв}} \sqrt{1 + (f / f_{cp})^2},$$

где $\tau_n = C_{\pi}/g_{\text{экв}}$ – постоянная времени цепи, преобразующей сигнальные токи в напряжения; $f_{\text{ср}} = 1/(2\pi\tau_n)$ – частота среза эквивалентного фильтра. Преобразование ток-напряжение, осуществляемое с помощью проводимости Y_n , эквивалентно прохождению сигнала через фильтр нижних частот с НАЧХ вида (34). Из этого соотношения следует, что шунтирующее влияние паразитной емкости C_{π} 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 $\varepsilon_n(f)$, необходимо согласно (35), чтобы общая резистивная составляющая этой проводимости $g_{\text{экв}}$ была не менее, чем

$$g_{\text{экв}} \geq 2\pi f C_{\pi} / [2\varepsilon_s(f)]^{1/2}. \quad (39)$$

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

$$\varepsilon_{\text{вх}}(f) = 1 - M_{\text{вх}}(f) = 1 - 1/\sqrt{1 + (f/f_{\text{вх}})^2} \approx (f/f_{\text{вх}})^2/2, \quad (40)$$

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

Проводимость $g_{\text{экв}}$ должна включать в себя не только входную проводимость собственно транзистора (см. табл.3), но и всех ветвей схемы, подключенных ко входному зажиму транзистора. Так, например, в схеме рис.9, в которой питание базовой цепи осуществляется от делителя напряжения R_1, R_2

$$g_{\text{экв}} = g_{\text{вх}} + 1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_c,$$

где R_c – сопротивление источника сигнала.

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

$$C_{\pi N} = C_{\text{вых}N} + C_{\text{вх}(N+1)} + C_M, \quad (41)$$

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 -го каскада или участка цепи

$$g_{\text{экв}N} = g_{\text{вых}N} + g_{\text{вх}(N+1)} + g_n^*, \quad (42)$$

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_n – проводимость резистора, выступающего в роли основного двухполюсника в цепи нагрузки. В каскадах ОЭ и ОБ $g_n^* = 1/R_k$, а в каскаде ОК $g_n^* = 1/R_3$.

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

– для схемы ОЭ_f (рис.12,а)

$$C_{\text{вх}} \approx 1/(2\pi f s r_6 F_{\text{оэ}} + C_k(1 + K_{\text{оэ}f})); \quad (43)$$

$$C_{\text{вых}} \approx C_k[1 + (r_6 + R_c)g_{21}]/F_{\text{оэ}}, \quad (43a)$$

– для схемы ОК (рис.11,б)

$$C_{\text{вх}} \approx (1 - K_{\text{ок}})/2\pi f s r_6 + C_k, \quad (43б)$$

– для схемы ОБ_f (рис. 12,в)

$$C_{\text{вых}} \approx C_{\text{к}}[1+(r_{\text{б}}+R_{\text{б}})g_{21}],$$

где $R_{\text{б}}$ – общее резистивное сопротивление цепи, включенное между базовым выводом транзистора и точкой нулевого потенциала. При наличии этого сопротивления выходная емкость каскада ОБ имеет повышенное значение, в связи с этим сопротивление $R_{\text{б}}$ шунтируют блокирующей емкостью. При этом

$$C_{\text{вых}} \approx C_{\text{к}}(1+r_{\text{б}}g_{21}). \quad (43\text{в})$$

В состав выражений (43) не включены данные о выходной емкости схемы ОК, 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 (43) не включены данные о входной емкости схемы ОБ, у которой входная проводимость такая же, как и выходная проводимость у схемы ОК.

Обычно анализ передаточных свойств многокаскадных трактов осуществляют в последовательности: от выходного каскада к входному. При этом предполагается, что источник входного напряжения в каждом каскаде непосредственно подключен к его входу. Источник напряжения является цепью с нулевым выходным сопротивлением ($R_{\text{с}}=0$). По указанным причинам вычисление значений входящих в (41) емкостей $C_{\text{вых}}$ должно осуществляться в условиях, соответствующих накоротко замкнутым входным зажимам ($R_{\text{с}}=0$) рассматриваемого N -го каскада.

При рассмотрении влияния паразитных емкостей на свойства каскадов следует учитывать, что оно во многом зависит от значения проводимостей $g_{\text{экв}}$ которые они шунтируют. Так, например, в трехкаскадном усилительном тракте со структурой ОЭ-ОК-ОЭ и схемным построением рис.5 и рис.19 емкости $C_{\text{вх}}$, $C_{\text{п1}}$ и $C_{\text{п3}}$ могут оказать заметное влияние на спад НАЧХ (здесь и в дальнейшем числовой индекс у емкости $C_{\text{п}}$ указывает на номер каскада, к которому она относится). Паразитная же емкость $C_{\text{п2}}$ в этой схеме подключена к низкоомному выходу каскада ОК. Поэтому ее влиянием на ход НАЧХ можно пренебречь. В схемах рис.6 и рис.20 заметное влияние на ход НАЧХ могут оказать емкости $C_{\text{вх}}$ и $C_{\text{п2}}$, а в схемах рис.7 и рис.21 – $C_{\text{вх}}$, $C_{\text{п2}}$ и $C_{\text{п3}}$.

Рекомендуемый порядок выполнения этапа VII

Основным критерием приемлемости сопротивлений нагрузки является тот факт, что общий спад ε_{Σ} НАЧХ на граничной частоте $f_{\text{в0,7}}$, определенной в соответствии с (29), удовлетворяет условию $\varepsilon_{\Sigma} \leq 0,3$, где согласно (36) $\varepsilon_{\Sigma} = \varepsilon_{\Sigma\text{с}} + \varepsilon_{\Sigma\text{н}}$. Расчеты по этапу VII рекомендуется выполнять в следующей последовательности.

1. Определить для заданного $t_{\text{н}}$ требуемое значение граничной частоты $f_{\text{в0,7}}$ с помощью (29).

2. Вычислить значение граничных частот $f_{\text{с}}$ и $f_{\text{сф}}$ в соответствии с (37) и (38). При вычислениях необходимо учесть, что в целях обеспечения стабильности и определенности параметров транзистора рекомендовано в каскадах ОЭ ввести ООС глубиной $F_{\text{оэ}}=2$, где $F_{\text{оэ}}=1+g_{21}R_{\text{ф}}$.

3. Определить значение спадов $\varepsilon_{\text{с}}$, возникающих в каскадах ОЭ и ОБ на частоте $f_{\text{в0,7}}$. Вычисления осуществить в соответствии с (33), используя при этом найденные в предыдущем пункте значения $f_{\text{сф}}$ для каскадов ОЭ при $F_{\text{оэ}}=2$ и $f_{\text{с}}$ для каскадов ОБ.

4. Оценить в соответствии с (31) общий спад $\varepsilon_{\Sigma\text{с}}$, возникающий в тракте вследствие инерционных свойств транзисторов.

5. Определить каскады и звенья усилительного тракта, в которых паразитные емкости C_{Π} оказывают заметное шунтирующее влияние. Вычислить значения паразитных емкостей в этих каскадах. Вычисления осуществить в соответствии с соотношением (41) с подстановкой в него найденных с помощью (43) значений емкостей $C_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вых}}$. При вычислениях в первом приближении считать, что $C_M \approx 1 \dots 3$ пФ, $K_{03} \approx 5 \dots 10$, $K_{0K} \approx 0,95 \dots 0,98$, $F_{03} = 2$, $R_f = (F_{03} - 1)/g_{21}$.

6. Оценить значение спада $\varepsilon_{\text{вх}}$ НАЧХ входной цепи на частоте $f_{\text{в0},7}$. Оценку осуществить с помощью (40). В случае, если найденное значение $\varepsilon_{\text{вх}} > 0,1 \dots 0,15$, необходимо в состав усилительного тракта (на его входе) ввести дополнительный каскад ОК. Включение на входе тракта каскада ОК снизит его входную емкость, что обусловит уменьшение спада $\varepsilon_{\text{вх}}$ до приемлемых значений.

7. Определить допустимое значение спада $\varepsilon_{\text{н}\Sigma}$ на основании (33) и (36), считая, что $\varepsilon_{\Sigma} = 0,3$: $\varepsilon_{\text{н}\Sigma} = 0,3 - \varepsilon_{\Sigma} - \varepsilon_{\text{вх}}$, где ε_{Σ} , $\varepsilon_{\text{вх}}$ – значения спадов, определенных в п.4 и п.6 соответственно.

8. Распределить общие допустимые искажения $\varepsilon_{\text{н}\Sigma}$ между звеньями, влияющими на ход НАЧХ. При этом целесообразно большую (в полтора-два раза) часть из допустимых искажений выделить на оконечные звенья (на звенья, в которых сигнальные напряжения достигают амплитуды U_M).

9. 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 (39) для частоты $f = f_{\text{в0},7}$, найденной в ходе вычислений по п.1.

10. 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 (42) формулой

$$1/R^*_k = g_{\text{экв}} - g_{\text{вых}N} - g_{\text{вх}(N+1)}.$$

Обычно значение сопротивления R^*_k оказывается меньше, чем

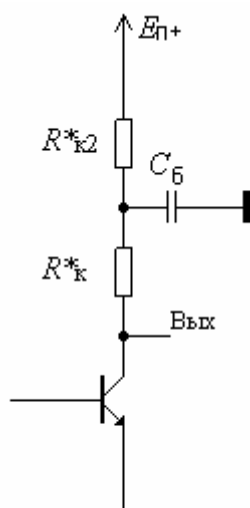


Рис. 23

сопротивление R_k , требуемое из условия обеспечения режима работы последующего каскада на постоянном токе. В этом случае сопротивление R_k реализуют с помощью двух последовательно включенных сопротивлений R^*_k и R^*_{k2} , удовлетворяющих условию $R^*_k + R^*_{k2} = R_k$. При этом для того, чтобы в роли нагрузки выступал только резистор R^*_k , в состав схемы вводят дополнительный блокирующий конденсатор C_b , как показано на рис.23.

10*. Оценить значения амплитуд сигнальных токов, наблюдаемых в коллекторно-эмиттерных цепях эмиттерно связанных транзисторов, для схем рис.6 и рис.20 в случаях их использования в оконечных звеньях тракта. Оценку осуществить по формуле

$$I_M = U_M g_{\text{экв}}.$$

Сопоставить найденное значение I_M с ранее выбранным на этапе III током I_{k0} . Учесть, что работа указанных схем основана на перераспределении под действием входного сигнала токов I_{k01} и I_{k02} . В связи с этим при организации схем необходимо выполнить условие $I_{k01} = I_{k02} \geq I_M$. Если указанное соотношение не выполняется,

следует увеличить начальное значение тока $I_{к0}$ путем уменьшения сопротивления резистора R_3 .

Организация конфигурации схемы для обеспечения ее работы на переменном токе (этап VIII)

Разрабатываемый усилительный тракт относится к таким, у которых основная часть выполнена по схеме с непосредственными межкаскадными связями. При этом типе межкаскадных связей входной зажим последующего каскада эквипотенциален с выходным предшествующего, как на постоянном, так и на переменном токе. Схемы рис.5...7 и рис.19...21 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 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 таких 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 переменного сигнала осуществляется в несколько этапов. В ходе выполнения первых из них проводится выбор его структуры и номиналов элементов с точки зрения обеспечения заданного режима работы на постоянном токе (этапы II...V). При этом, независимо от предполагаемой схемы включения транзистора по переменному току, за основу принимается схема рис.4. На следующем (рассматриваемом) этапе VIII 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.24. При этом, в ряде случаев для повышения стабильности и определенности свойств каскада ОЭ на переменном токе в эмиттерную цепь его транзистора включают дополнительное сопротивление R_f .

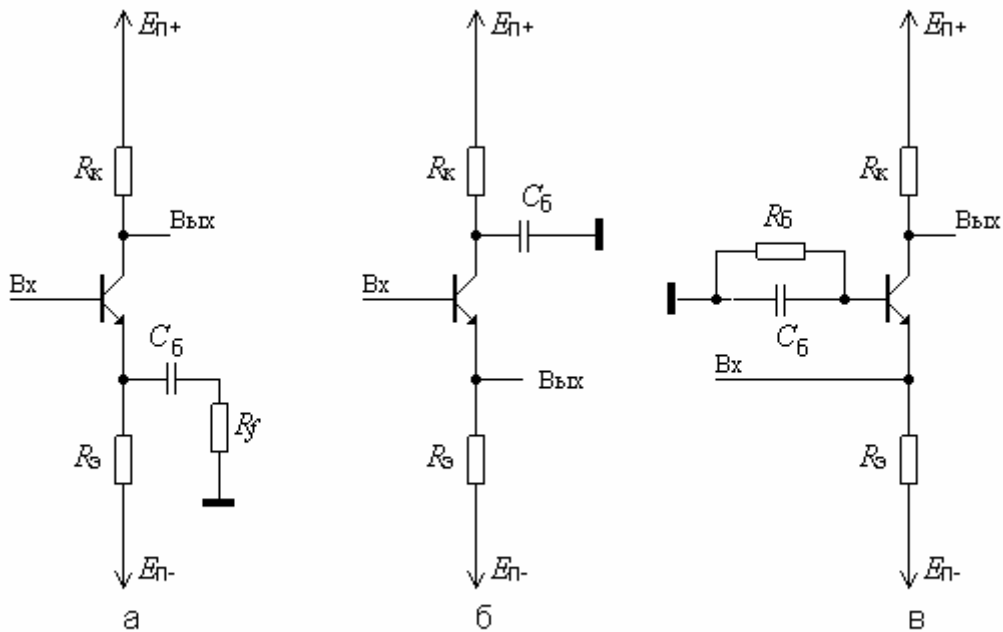


Рис. 24

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

Определение значений емкостей разделительных и блокировочных конденсаторов (этап IX)

Рассмотрим основные соотношения, с помощью которых осуществляют выбор значения емкостей конденсаторов C_p и C_b . В основу этих соотношений положена взаимозависимость между спадами ϵ_p и ϵ_b переходной характеристики разделительной и блокировочной цепи со значениями емкости конденсатора C_p и C_b соответственно.

Конденсатор C_p объединяет на переменном токе два зажима многополюсной цепи, разделяя их на постоянном (делает взаимонезависимыми постоянные потенциалы этих полюсов). Эквивалентная схема сигнальной цепи, содержащей разделительный конденсатор, приведена на рис.25. При этом рис.25,а соответствует случаю, когда сигнальные изменения представлены с помощью генератора тока, а рис.25,б – с помощью генератора напряжения. Оба представления взаимно эквивалентны.

Рассмотрение передаточных свойств этой цепи рис.25 на участке 1-2 в частотной области показывает, что нормированная амплитудно-частотная характеристика этой разделительной цепи определяется соотношением:

$$M_p(f) = 1 / \sqrt{1 + (2\pi f \tau_p)^{-2}}, \quad (44)$$

где $\tau_p = C_p(R_1 + R_2)$ – постоянная времени разделительной цепи. На основании (44) можно сформулировать требование к значению емкости конденсатора C_p , при которой на нижней граничной частоте f_n спад нормированной амплитудно-частотной характеристики (НАЧХ) не превосходил бы ε_n , где $\varepsilon_n = 1 - M_p$:

$$C_p \geq \frac{1}{2\pi f_n (R_1 + R_2) \sqrt{(1 - \varepsilon_n)^{-2} - 1}}. \quad (45)$$

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.12, т.е. каскадов ОЭ_f, ОК_f и ОБ_f. В них $Z_f = j\omega C_6 \parallel R_f = R_f(1 + j\omega\tau_6)$, где R_f – резистивное сопротивление внешней по отношению к транзистору цепи, шунтируемой конденсатором C_6 ; $\tau_6 = C_6 R_f$ – постоянная времени блокирующей цепи. Для схемы ОЭ_f (рис.12,а) $R_f = R_3$, для ОК_f (рис. 12,б) $R_f = R_k$. Для ОБ_f (рис. 12,в) $R_f = R_{дел}$, где $R_{дел} = R_1 \parallel R_2$.

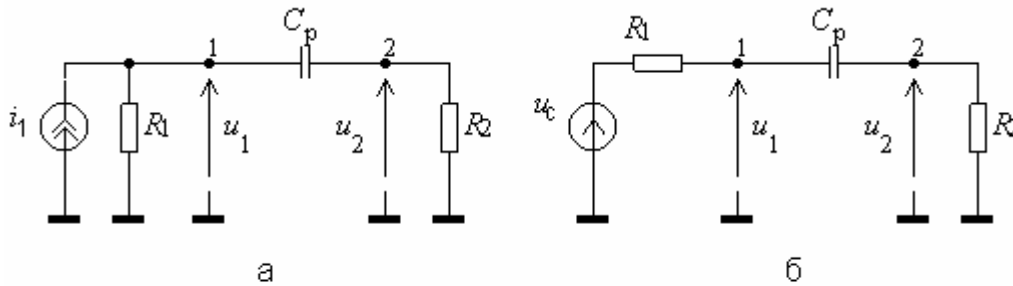


Рис. 25

Вследствие ненулевого значения сопротивления Z_f в области низких частот коэффициенты усиления каскадов (см рис.24) меньше номинальных (K_0), и НАЧХ $M(f)$ имеет дополнительный спад

$$\varepsilon_6 = 1 - M_6(f) = 1 - \sqrt{\frac{1 + (\omega\tau_6)^2}{(1 + gR_f)^2 + (\omega\tau_6)^2}}. \quad (46)$$

Для схем ОЭ $g = g_{21}$, ОК $g = g_{22}$, ОБ_f $g = g_{11}$. Обычно $g_{21} \gg g_{11} \gg g_{12}$, 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 (46). При этом для включений ОЭ

$$C_6 \geq \frac{1}{2\pi f R_3 (1 + g_{21} R_f)} \sqrt{\frac{(1 - \varepsilon_6)^2 (1 + g_{21} R_3)^2 - 1}{1 - (1 - \varepsilon_6)^2}}; \quad (47)$$

для включения ОБ

$$C_{\delta} \geq \frac{1}{2\pi f R_{\delta}} \sqrt{\frac{(1 - \varepsilon_{\delta})^2 (1 + g_{11} R_{\delta})^2 - 1}{1 - (1 - \varepsilon_{\delta})^2}}. \quad (48)$$

В любом усилительном каскаде, не являющимся УПТ, т.е. с АЧХ имеющей спад в области низких частот, возникают переходные искажения. Эти искажения связаны с тем, что усилители переменных сигналов не способны передавать постоянные и медленно меняющиеся сигнальные напряжения. В частности, если в схемах рис.25 сигнальный ток i_c или сигнальное напряжение e_c имеют вид скачка тока или напряжения, то напряжение u_2 на выходе разделительной цепи будет изменяться по экспоненциальному закону, а именно на $u_2(t) = u_2(0) \exp(t/\tau_p)$, где $u_2(0) = (R_1 \parallel R_2) i_c$ – значение напряжения на выходе разделительной цепи в момент начала действия импульсного сигнала. График напряжения $u_2(t)$ приведен на рис.26.

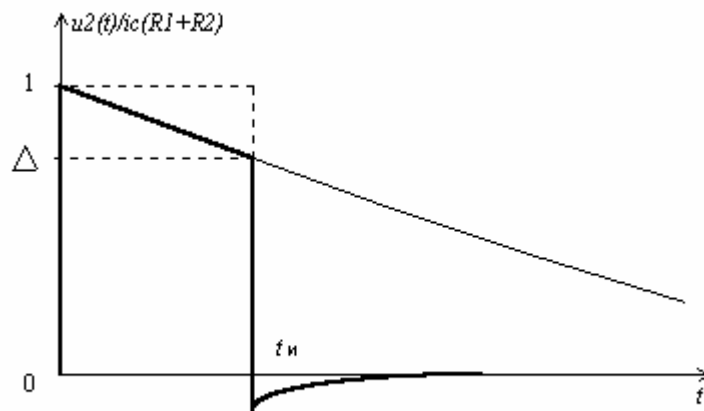


Рис. 26

При конечной длительности t_n прямоугольного импульса к моменту его окончания вершина импульса претерпевает спад

$$\Delta = 1 - \exp(-t_n/\tau_p) \approx t_n/\tau_p = 2\pi f_n t_n, \quad (49)$$

где f_n – нижняя граница полосы пропускания разделительной цепи, определенная по уровню -3 дБ. Следует отметить, что соотношение (49) применимо и по отношению к тракту в целом, т.е. приближенно можно принять, что

$$\Delta_{\Sigma} \approx 2\pi f_{n\Sigma} t_n, \quad (50)$$

где Δ_{Σ} – общий спад переходной характеристики тракта в целом; $f_{n\Sigma}$ – нижняя граница полосы пропускания по уровню -3 дБ. Приближенно можно считать, что в многозвенной цепи спад ее переходной характеристики определяются суммой спадов переходных характеристик в ее отдельных звеньях

$$\Delta_{\Sigma} \approx \Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_n, \quad (51)$$

где n – общее число звеньев, влияющих на спад переходной характеристики. Из (49) и (50) следует, что $f_{n\Sigma} \approx f_{n1} + f_{n2} + \dots + f_{nn}$, где f_{n1} , f_{n2} , f_{nn} – значения нижних границ полосы пропускания по уровню -3дБ для тракта в целом и для его n отдельных звеньев.

Рекомендуемый порядок выполнения этапа IX

1. Распределить в соответствии с (51) 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 5...15 раз, больший чем разделительные цепи) создает блокировочный конденсатор в цепи эмиттера.

2. Определить граничные частоты f_i всех n звеньев тракта с помощью вытекающей из (49) и (50) формулы $f_i = \Delta_i / 2\pi t_{и}$, где Δ_i – спад вершины импульса вследствие влияния на переходную характеристику тракта его i -го звена.

3. Вычислить требуемые значения емкостей конденсаторов C_p и $C_б$ по найденным значениям f_i . Вычисления осуществить в соответствии с (47) и (48).

4. Оценить согласно (50) значение нижней граничной частоты f_n для тракта в целом и определить требуемое значение емкостей $C_б$, стоящих в коллекторных цепях схем рис.23. с помощью соотношения $C_б \gg 1/2f_n R^*_к$.

Оценка значения коэффициента усиления тракта в целом (этап X)

Общий сквозной коэффициент усиления трехкаскадного усилителя тракта определяет соотношение

$$K_{\Sigma} = K_{вх} K_1 K_2 K_3,$$

где $K_{вх}$, K_1 , K_2 , K_3 – коэффициенты передачи входной цепи и трех следующих за ней каскадов. При этом данные о коэффициентах передачи последних содержит табл.3, коэффициент же передачи входной цепи определяет соотношение $K_{вх} = 1/(1 + g_{вх} R_c)$.

При проведении вычислений коэффициентов передачи конечных каскадов следует иметь в виду, что в них условие малосигнальности $\xi_i < 0,2...0,3$ и $\xi_u < 0,2...0,3$ может не выполняться. В связи с этим вычисления значений коэффициентов усиления в этих каскадах следует проводить с использованием усредненных в соответствии с (11) g -параметров. При этом в качестве $I_{к01}$ следует согласно рис.8 принять исходное значение коллекторного тока $I_{к0}$, а в качестве тока $I_{к02} = I_{к0} + U_{Мг} g_{экв}$. При вычислениях следует также учесть, что в схемах ОЭ рекомендовано ввести обратную связь глубиной $F_{о3} = 2$. Эта обратная связь в схеме типа рис.24,а реализуется с помощью резистора R_f , значение которого может быть определено с помощью соотношения $1/R_f = g_{21}/(F_{о3} - 1) - 1/R_3$.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Цели и задачи проектирования.....	3
Содержание задания и его направленность.....	3
Выбор типа проводимости транзисторов (этап I).....	5
Синтез конфигурации схемы питания усилительных каскадов постоянными напряжениями и токами (этап II).....	6
Выбор значения начального тока в каскадах (этап III).....	10
Расчет элементов схемы из условия обеспечения требуемого значения тока $I_{к0}$ (этап IV).....	11
Анализ воздействия дестабилизирующих факторов на работу каскада на постоянном токе (этап V).....	15
Мероприятия по снижению влияния источников неустойчивости (этап VI).....	25
Оценка предельно допустимого сопротивления нагрузки (этап VII).....	31
Организация конфигурации схемы для обеспечения ее работы на переменном токе (этап VIII).....	38
Определение значений емкостей разделительных и блокировочных конденсаторов (этап IX).....	39
Оценка значения коэффициента усиления тракта в целом (этап X).....	42

Павлов Владимир Николаевич

Аналоговая схемотехника

Схемотехническое проектирование усилителя импульсных сигналов

Учебное пособие по курсовому проектированию