

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«УЛЬЯНОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Методические указания по курсовому проектированию по дисциплине
«Схемотехника аналоговых электронных устройств»
для студентов дневной формы обучения специальности 21030265
и бакалавров направления 21040062 «Радиотехника»

Составители: Н. Г. Захаров
В. В. Тетерко

Ульяновск
УлГТУ
2012

УДК 621.3 (076)
ББК 32.85я7
С 92

Рецензент профессор кафедры «Телекоммуникации» радиотехнического факультета Ульяновского государственного технического университета доктор технических наук К. К. Васильев.

Одобрено секцией методических пособий научно-методического совета университета

Схемотехника аналоговых электронных устройств :
С 92 методические указания по курсовому проектированию по дисциплине «Схемотехника аналоговых электронных устройств» / сост. Н. Г. Захаров, В. В. Тетерко. – Ульяновск : УлГТУ, 2012. – 48 с.

Указания составлены в соответствии с программой «Схемотехника аналоговых электронных устройств». Для студентов дневной формы обучения специальности 21030265 и бакалавров направления 21040062 «Радиотехника». Рассматриваются основные технические показатели и характеристики электронных устройств, влияние на них обратной связи, эксплуатационные параметры транзисторов.

УДК 621.3 (076)
ББК 32.85я7

© Захаров Н. Г., Тетерко В. В.,
составление, 2012
© Оформление. УлГТУ, 2012

Содержание

1. Введение	4
2. Порядок составления функциональной схемы усилителя	6
2.1. Выбор режима работы и схемы окончного каскада	7
2.2. Ориентировочный расчет мощного каскада в режиме В.....	8
2.3. Оценка нелинейных искажений.....	9
2.4. Обоснование применения, расчет глубины и выбор схемы обратной связи.....	11
2.5. Ориентировочный расчет каскадов предварительного усиления	12
2.6. Выбор схемы входного устройства	13
2.7. Выбор местоположения регуляторов	15
2.8. Построение цепей питания усилителя.....	15
2.9. Графическое представление функциональной схемы усилителя	17
2.10. Распределение частотных искажений между каскадами и цепями усилителя.....	18
3. Пример расчета курсовой работы	19
4. Выходной каскад усилителя.....	19
5. Эмиттерный повторитель напряжения	23
6. Расчет второго каскада предварительного усиления	27
7. Расчет динамических параметров УК.....	32
8. Расчет первого каскада предварительного усиления	38
9. Заключение.....	47
10. Библиографический список	48

Введение

Усилитель является одним из основных узлов различной аппаратуры в устройствах автоматики, телемеханики, вычислительной и информационно-измерительной техники. Электронный усилитель – это устройство, преобразующее маломощный электрический сигнал на входе в сигнал большой мощности на выходе с минимальными искажениями формы. Усиление мощности сигнала осуществляется за счет потребления усилителем энергии от источника питания.

Усилители делятся на ряд типов по различным признакам. По роду усиливаемых электрических сигналов усилители можно разделить на две группы:

- усилители гармонических сигналов, предназначенные для усиления периодических сигналов различной величины и формы, гармонические составляющие которых изменяются много медленнее длительности устанавливающихся процессов в цепях усилителя.

- усилители импульсных сигналов, предназначенные для усиления непериодических сигналов, например, непериодической последовательности электрических импульсов различной величины и формы.

По ширине полосы и абсолютным значениям усиливаемых частот усилители делятся на ряд следующих типов:

- усилители постоянного тока или усилители медленно меняющихся напряжений и токов, усиливающие электрические колебания любой частоты в пределах от низшей нулевой рабочей частоты до высшей рабочей частоты.

- усилители переменного тока, усиливающие колебания частоты от

низшей границы до высшей, но неспособные усиливать постоянную составляющую сигнала.

- усилители высокой частоты (УВЧ), предназначенные для усиления электрических колебаний несущей частоты, например принимаемых приемной антенной радиоприемного устройства.

- усилители низкой частоты (УНЧ), предназначенные для усиления гармонических составляющих не преобразованного передаваемого или принимаемого сообщения.

Усилители низкой частоты характеризуются большим отношением высшей рабочей частоты к низшей, лежащим в пределах 10...500 для усилителей звуковых частот и превышающим 10^5 для некоторых типов видеоусилителей. Усилители с высшей рабочей частотой порядка сотен кГц и выше, одновременно имеющие большое отношение высшей рабочей частоты к низшей, обычно называются широкополосными усилителями.

Избирательные усилители усиливают электрические сигналы в очень узкой полосе частот.

Из трех типов транзисторных каскадов для усиления напряжения пригодны два: каскад с общей базой и каскад с общим эмиттером. Каскад с общим коллектором может быть применен в многокаскадных системах, однако, непосредственного усиления напряжения такой каскад не дает и выполняет вспомогательную роль.

Для усиления напряжения звуковых частот наиболее пригоден каскад с общим эмиттером, так как он имеет более высокое входное и более низкое выходное сопротивления по сравнению с каскадом с общей базой.

2. Порядок составления функциональной схемы усилителя

Проектирование усилителя начинается с составления функциональной схемы. Тщательное обоснование функциональной схемы позволяет выбрать технически наиболее целесообразный вариант построения усилителя, избежать различных неувязок, приводящих к громоздким переделкам в расчетах, и тем самым помогает выполнить работу качественно и без напрасных потерь времени.

Проектирование многокаскадного усилителя ведется от выхода ко входу, т.е. сначала рассчитывается выходной (оконечный) каскад, затем предоконечный и т.п. Это связано с тем, что на выбор режима и параметров каскада решающее значение оказывают параметры его нагрузки – сопротивление нагрузки, мощность или ток в нагрузке. Нагрузкой же каскада усиления, за исключением окончательного, является входная цепь следующего за ним каскада.

Функциональная схема усилителя составляется на основе анализа исходных данных. Проведение ориентировочных расчетов позволяет обоснованно выбрать схемы каскадов, типы транзисторов для них, режимы транзисторов и определить основные параметры усилительных каскадов.

Расчет производится начиная с окончательного каскада. После ориентировочного расчета окончательного каскада выявляется необходимость обратной связи, определяется ее тип, глубина, намечается место и способ введения обратной связи. После расчета предоконечного каскада определяется число каскадов предварительного усиления, выбираются типы транзисторов для них, и намечается расположение в схеме усилителя регуляторов усиления и тембра.

При составлении функциональной схемы необходимо отразить

вопросы стыковки соседних каскадов, цепей обратной связи, регуляторов, а также увязать между собой напряжения питания отдельных каскадов. В результате необходимо изобразить функциональную схему усилителя с указанием для каждого каскада типа схемы, типа транзистора, его режима $I_{0к}, U_{0к}$, основных параметров каскада: амплитуду тока, усиление, напряжения питания. Затем составляют принципиальную схему усилителя и, используя ее, производят распределение по цепям усилителя частотных и нелинейных искажений, результаты которого также отображают на функциональной схеме.

Нанесение на функциональную схему значения величин, полученных в ходе ее обоснования, позволяет легко проверить ее правильность и будут служить исходными величинами при последующем расчете принципиальных схем каскадов.

2.1. Выбор режима работы и схемы оконечного каскада

Выбор режима работы и схемы оконечного каскада производят исходя из следующих предпосылок:

- при $P_{вых} = 50 \text{ мВт}$ обычно используют однотактную схему с мало-мощным транзистором, работающим в режиме класса А,
- при $P_{вых}$ до 200 мВт применяется двухтактная схема и режимы работы классов АВ или В. Используются маломощные транзисторы или транзисторы средней мощности, работающие в облегченном режиме;
- при $P_{вых}$ от 200 мВт до $1 \div 2 \text{ Вт}$ применяется, как правило, двухтактная схема в режимах АВ или В с использованием в ней транзисторов средней мощности,
- при $P_{вых} > 2 \text{ Вт}$ применяется двухтактная схема на транзисторах большой мощности.

2.2. Выбор типа транзистора

Выбор типа транзистора для маломощного однотактного каскада производится по значению $P_{кmax}$ и, если задано напряжение источника питания E_k , по величине допустимого напряжения между коллектором и эмиттером $U_{кmax}$:

$$P_{кдоп} = P_{кmax} \geq 2,5 \cdot P_{вых}; \quad U_{кmax} = (2 \div 3) E_k.$$

После выбора типа транзистора следует проверить возможность получения расчетной или выходной мощности:

$$P_{вых} \leq I_{кmax} \cdot E_k,$$

где $I_{кmax}$ – максимально допустимый ток коллектора.

Значение предельной частоты транзистора $f_{h21Э}$:

$$f_{h21Э} \gg f_в \quad \text{или} \quad f_{h21Э} \geq \frac{f_в}{\sqrt{M_в^2 - 1}},$$

где $f_в$ – верхняя частота рабочего диапазона, $M_в$ – коэффициент частотных искажений на этой частоте.

Следует отметить, что $P_{кдоп}$ сильно снижается с повышением температуры. Для увеличения $P_{кдоп}$ применяют теплоотводящие радиаторы. Предпочтительнее использовать менее мощный транзистор с радиатором, чем более мощный без радиатора, так как у последнего будет хуже стабильность работы из-за повышенного неуправляемого тока коллектора $I_{к0}$.

При выборе транзистора для мощного каскада следует обращать особое внимание на нелинейные свойства транзистора, в частности на одинаковость расстояния между статическими выходными характеристиками, так как при сильной нелинейности транзистора уменьшение коэффициента гармоник K_G обратной связью становится малоэффективным.

2.3. Ориентировочный расчет мощного каскада в режиме В

Для бестрансформаторного каскада определяется ориентировочное значение напряжения питания E_k , напряжения покоя U_{k0} , максимальная амплитуда коллекторного тока $I_{кт}$:

$$E_k = \sqrt{8 \cdot P_{\text{вых}} \cdot R_n} + \Delta E_k = \sqrt{8 \cdot P_{\text{вых}} \cdot R_n} + (2 \div 3) B;$$

$$U_{k0} \approx 0,5 \cdot E_k; I_{кт} = \sqrt{\frac{2P_{\text{вых}}}{R_n}}.$$

Нагрузочная прямая переменного тока проводится через точку покоя с координатами $(U_{k0}, 0)$ под наклоном, соответствующим сопротивлению выходной цепи переменному току $R_{n\sim}$ (рис. 1).

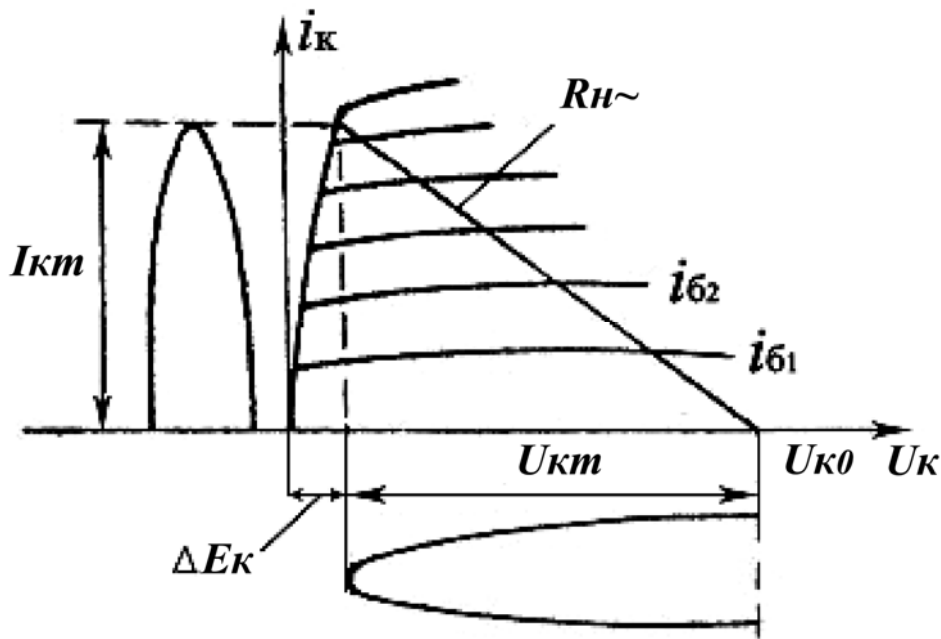


Рис. 1. Выходная характеристика усилителя мощности

Величина входного тока $I_{\text{вхmax}}$ откладывается на входной характеристике для соответствующего включения транзистора. Точка покоя выбирается приближенно, как показано на рис. 2, это необходимо для снижения коэффициента гармоник при малых сигналах. Амплитуду входного тока можно определить графически по рис. 1 или аналитически через коэффициент передачи тока базы $h_{21Э}$:

$$I_{вхmax} \approx \frac{I_{км}}{h_{21э min}},$$

причем, так как $h_{21э}$ сильно зависит от режима транзистора, то его надо определить по графикам рис. 3, приводимым в справочных данных транзистора.

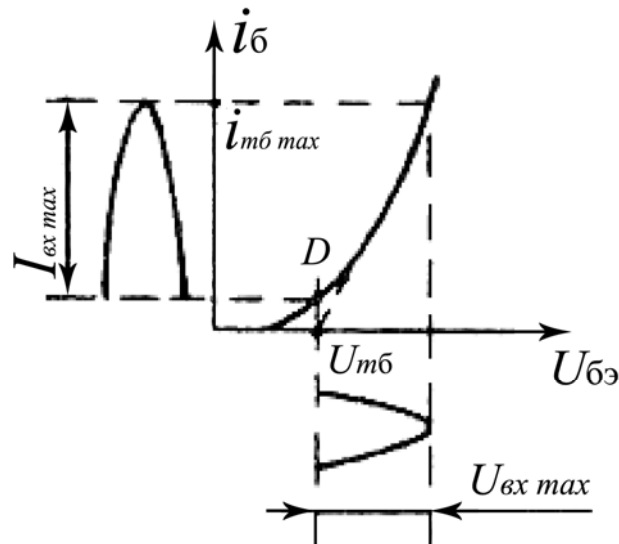


Рис. 2. Входная характеристика транзистора

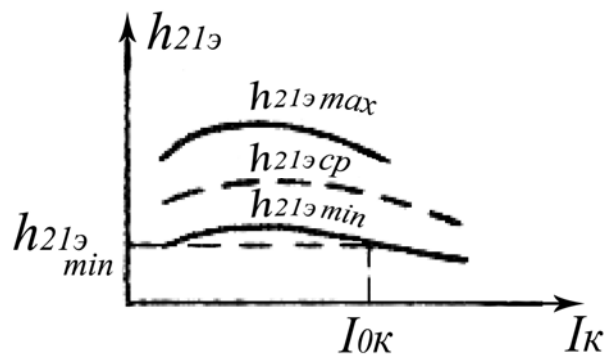


Рис. 3. Зависимость статического коэффициента передачи тока от тока коллектора

По приближенной формуле вычисляется коэффициент усиления мощности выходного каскада:

$$K_{P_{вых}} = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{0,5 \cdot I_{км} \cdot U_{км}}{0,5 \cdot I_{вхmax} \cdot U_{вхmax}} = \zeta \cdot h_{21э min} \frac{U_{к0}}{U_{вхmax}},$$

где ξ – коэффициент использования напряжения источника питания ($\xi=0,8\div 0,95$) и определяется мощность, необходимая для раскачки окончного каскада:

$$P_{ex} = \frac{P_{вых}}{K_{P_{вых}}} = 0,5 \cdot I_{exmax} \cdot U_{exmax}.$$

2.4. Оценка нелинейных искажений

Основной причиной возникновения нелинейных искажений является нелинейность сквозной характеристики транзистора окончного каскада. Расчет коэффициента гармоник K_G окончного каскада достаточно громоздок и требует знания выходного сопротивления предоконечного каскада, которое становится известным позже. На этапе составления функциональной схемы часто можно ограничиться приближенной оценкой K_G .

Выходное сопротивление предоконечного каскада является сопротивлением источника сигнала $R_{ист}$ для транзисторов окончного каскада. В зависимости от соотношения $R_{ист}$ и входного сопротивления $R_{вхT}$ транзисторов окончного каскада, коэффициент гармоник сильно изменяется, как это показано на рис. 4:

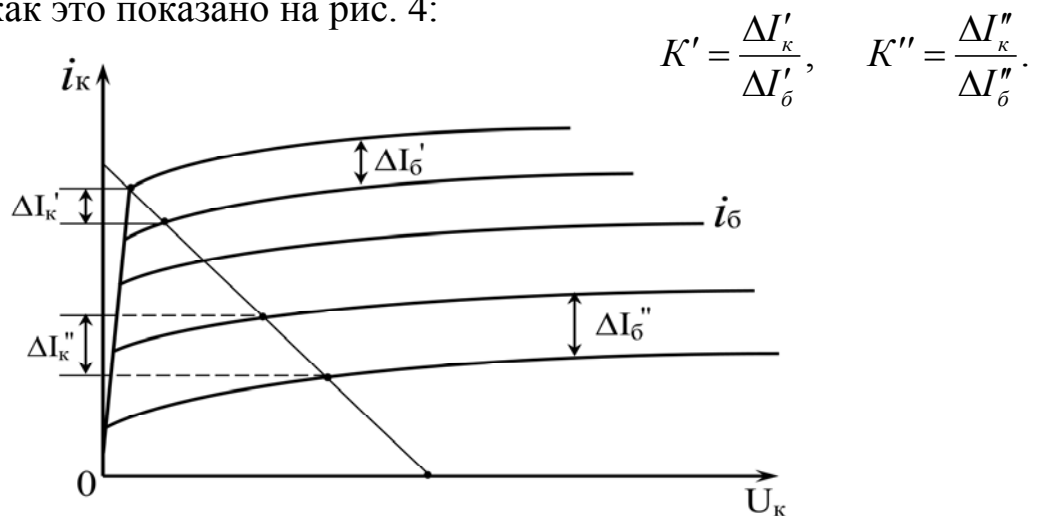


Рис. 4. Ориентировочная оценка коэффициента гармоник по нагрузочной прямой переменного тока

K'/K''	0,8	0,5	0,4
K_{Γ}	5%	10%	15%

Допускаемая техническим заданием величина K_{Γ} обычно невелика и чаще всего не может быть достигнута только соответствующим включением транзистора и выбором режима его работы. Основным способом снижения коэффициента гармоник до допустимой величины является применение отрицательной обратной связи. При этом следует иметь в виду, что обратная связь будет эффективно действовать только при хорошей линейности усилителя. Поэтому прежде, чем снижать K_{Γ} до малых величин (<1%) обратной связью, охватывающей несколько каскадов, следует добиться его предварительного снижения до величин, не превышающей 5÷7%, с помощью местной обратной связи в окончательном каскаде или облегченным режимом работы его транзисторов.

2.5. Обоснование применения, расчет глубины и выбор схемы обратной связи

Для улучшения качественных показателей усилителя широко применяется отрицательная обратная связь (ООС) и, реже, положительная (ПОС).

Расчет глубины $A=1+\beta K$, ООС производится из условия выполнения технического задания.

Наиболее часто ООС применяется для уменьшения нелинейных искажений. Если полученная величина K_{Γ} превышает допустимую величину $K_{\Gamma_{доп}}$, то необходима ООС глубиной:

$$A \approx \frac{K_{\Gamma}}{K_{\Gamma_{доп}}}$$

Чем больше глубина ООС A , тем большее число каскадов

приходится охватывать петлей ОС. При использовании транзисторов с $h_{21Э} \approx 20$ можно получить $A \approx 1,5 \div 2$ при охвате одного каскада, $A \approx 2 \div 5$ – при охвате двух каскадов. Для получения $A > 5$ приходится охватывать три каскада. Транзисторы с большим коэффициентом усиления позволяют получить более глубокую ОС.

Снижение коэффициента усиления, возникающее при ООС, нетрудно скомпенсировать использованием транзисторов с увеличенным $h_{21Э}$ или добавлением еще одного каскада. Для этого в расчете функциональной схемы должно быть предусмотрено увеличение входного напряжения в A раз на входе того каскада, в который вводится обратная связь.

2.6. Ориентировочный расчет каскадов предварительного усиления

В качестве каскадов предварительного усиления, как правило, используются резисторные каскады, являющиеся наиболее простыми, дешевыми и обеспечивающими достаточно высокое усиление. Расчет каскадов предварительного усиления ведут по току (K_T), напряжению (K_U) или мощности (K_P). Резисторные каскады с общим эмиттером при работе на входное сопротивление следующего каскада обладают следующими ориентировочными коэффициентами усиления:

$K_T \approx 0,8h_{21Э}$; $K_U \approx 0,6h_{21Э}$; $K_P \approx (15 \div 30) \text{ дБ}$. Отсюда, по заданным параметрам источника сигнала $E_{ист}$, $R_{ист}$ и определенным в п.2.3 ориентировочным параметрам оконечного каскада, нетрудно определить число каскадов предварительного усиления.

Входное сопротивление биполярного транзистора с общим эмиттером в типовом режиме $I_{0к} = 1 \text{ мА}$ ориентировочно равно $R_{вхТ2} = 1 \text{ кОм}$.

Тогда максимальная амплитуда тока базы первого каскада:

$$I_{\text{мб1}} \approx \frac{E_{\text{ист}}}{R_{\text{ист}} + R_{\text{вхТ}}} \sim \cdot$$

Следовательно, от предварительных каскадов надо получить усиление:

$$K_{T \text{ необх.}} \geq \frac{I_{\text{мбоконечн.}}}{I_{\text{мб1}}} \cdot A_M \cdot A,$$

где $A_M \leq 1,5 \div 2$ – глубина местной обратной связи при последовательном введении общей ООС, A – глубина общей обратной связи, вводимой в предварительные каскады.

Число N каскадов предварительного усиления:

$$N = \lg \frac{K_{T \text{ необх.}}}{K_T}.$$

Функциональная схема усилителя представлена на рис. 5.

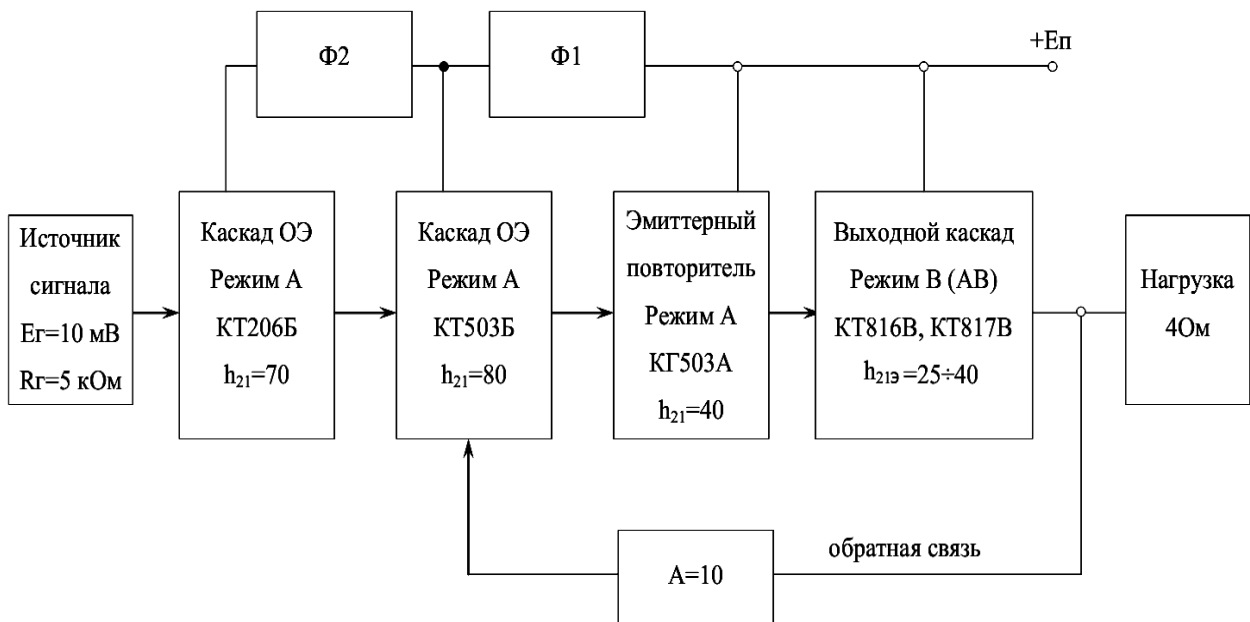


Рис. 5. Функциональная схема усилителя

2.7. Выбор схемы входного устройства

Выбор схемы входного устройства усилителя определяется, в основном, требованиями, которые предъявляет к усилителю источник сигнала. Если особые требования не указаны, то обычно первый каскад выполняется по схеме с общим эмиттером, а во входном устройстве достаточно использовать разделительный конденсатор, который делает независимым режим по постоянному току первого каскада от параметров источника сигнала (и наоборот).

Некоторые виды источников сигнала, например, амплитудный детектор радиоприемника, требует высокого входного сопротивления усилителя. В этом случае может применяться введение последовательной ООС в первый каскад, имеющий схему с общим эмиттером, или выполнение первого каскада по схеме эмиттерного повторителя, или использование полевого транзистора. Следует отметить, что само по себе большое выходное сопротивление источника сигнала не требует обязательно большого входного сопротивления усилителя. Включение транзистора эмиттерным повторителем дает большую потерю усиления, чем устраняемая таким путем потеря усиления из-за сильного рассогласования сопротивлений источника сигнала и усилителя. Согласование сопротивлений необходимо, если источником сигнала являются, например, фильтр или линия.

Во входную цепь иногда ставят регулятор усиления.

2.8. Выбор местоположения регуляторов

Выбор местоположения регуляторов усиления и тембра в схеме усилителя, если они требуются заданием, производится при учете ряда условий.

Во избежание возможной перегрузки каскадов регулятор усиления располагается возможно ближе ко входу усилителя, лишь бы уровень сигнала в цепи, где устанавливается регулятор, был не меньше $5 \div 10$ мВ. Регулирование при меньшем уровне сопровождается ощутимыми помехами.

Регулятор усиления и тембра не должны находиться в усилительной цепи, охваченной обратной связью, так как обратная связь будет противодействовать регулированию, с одной стороны, а регулирование будет менять глубину обратной связи, с другой стороны. Если ОС охватывает весь усилитель, то регуляторы приходится ставить или на входе усилителя, или помещать их в цепь ОС, т.е. регулировать усиление или тембр путем изменения глубины ОС. Регулировка усиления обратной связью производится путем дополнительного увеличения глубины ОС, и поэтому ее трудно сделать с диапазоном регулирования более 15 дБ.

Установка регулятора на входе каскада с биполярными транзисторами, в который вводится обратная связь, требует осторожности. Если регулятор изменяет $R_{уст}$ для транзистора, то глубина ОС тоже будет зависеть от положения движка регулятора. Этого не случится при использовании полевого транзистора, так как он имеет очень большое $R_{вхТ}$.

Регуляторы усиления и тембра могут взаимно нарушать работу друг друга, если их расположить в одной цепи. Обычно требуется разнесение или развязка регуляторов. Для этого иногда приходится увеличивать число каскадов, выполняя их с меньшим усилением, и включать дополнительные сопротивления. При этом возможна потеря усиления (коэффициент передачи мощности пассивного регулятора

лежит в пределах $0,3 \div 0,5$), которую нужно компенсировать увеличением $K_{Тнеобх}$.

2.9. Построение цепей питания усилителя

Стремление удешевить усилитель приводит к тому, что обычно все каскады питают от одного источника. Наибольшую долю энергии потребляет оконечный каскад. Поэтому напряжение источника питания усилителя E_0 берется равным напряжению питания оконечного каскада.

Предыдущие каскады питают от того же источника через RC – фильтры, предназначенные для дополнительного сглаживания пульсаций и развязки каскадов по питанию. Развязка обычно более легко выполняема, чем сглаживание пульсаций.

Возможны различные варианты включения фильтров. Последовательное включение более экономично – лучшая фильтрация при меньших номиналах емкостей конденсаторов, но приводит к повышенным фазовым сдвигам на низших частотах. Поэтому последовательного включения фильтров избегают при охвате усилителя глубокой обратной связью и при использовании в каскадах низкочастотной коррекции. В этих случаях применяют параллельную схему фильтрации.

На сопротивлении фильтра падает часть напряжения питания. Поэтому при последовательной схеме фильтрации напряжение каждого n -го каскада берут меньше напряжения питания следующего, $(n+1)$ -го каскада:

$$E_{к(n)} \leq (0,8 \div 0,9) \cdot E_{к(n+1)},$$

а при параллельной – напряжение питания каждого каскада, кроме оконечного, берут меньше напряжения источника питания:

$$E_{к(n)} \leq (0,7 \div 0,8) E_c.$$

При выборе напряжения питания резисторного каскада нужно учитывать, что для предотвращения больших потерь усиления из-за элементов цепей питания и для хорошей стабилизации режима желательно соблюдать соотношение:

$$E_k \geq (2,5 \div 3)U_{0k}.$$

2.10. Графическое представление функциональной схемы усилителя

Все решения, принятые в ходе выбора и обоснования функциональной схемы усилителя, представляются графически. Иллюстрированный пример изображения функциональной схемы приведен на рис. 5. По сложности она занимает промежуточное положение между структурной и принципиальной схемами. Каскады и другие основные узлы изображаются в виде прямоугольников с надписями, характеризующими их схемные особенности и важнейшие параметры.

На функциональной схеме должно быть отражено следующее:

- основные исходные данные технического задания;
- число и типы каскадов, особенности входного и выходного устройств;
- типы транзисторов, их режимы и величина усиления;
- величины переменных токов и сопротивлений в характерных точках схемы;
- тип обратной связи и ее глубина;
- расположение регуляторов;
- распределение нелинейных и частотных искажений между каскадами и цепями;
- напряжение питания каскадов и схема фильтрации.

3. Пример расчета курсовой работы

Расчет производится по методике, изложенной в [5].

Исходные данные:

Выходная мощность в нагрузке: $P_n = 13 \text{ Вт}$;

Сопротивление нагрузки: $R_n = 10 \text{ Ом}$;

Внутреннее сопротивление источника сигнала: 2 кОм ;

Диапазон рабочих частот: $120 \div 35000 \text{ Гц}$;

Коэффициент температурной нестабильности: $S = 3$;

ЭДС источника сигнала: 10 мВ ;

Глубина регулировки усиления: $\pm 10 \text{ дБ}$;

Диапазон температур: $\pm 50 \text{ }^\circ\text{C}$;

4. Выходной каскад усилителя

В качестве выходных каскадов (усилителей мощности) широкое применение получили как трансформаторные, так и бестрансформаторные усилители [1]. Современные усилители небольшой мощности выполняют по бестрансформаторной схеме, что позволяет уменьшить габариты, массу, стоимость и расширить полосу пропускания устройства (рис. 6).

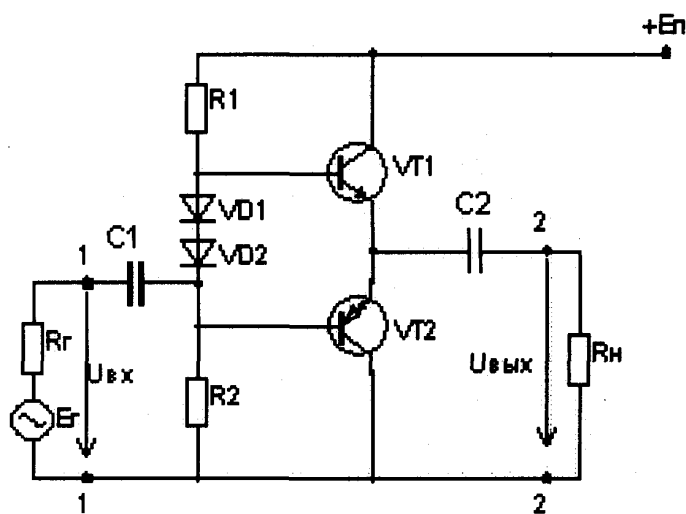


Рис. 6. Каскад по схеме с общим эмиттером (ОЭ)

Так как выходные каскады являются основными потребителями энергии источников питания, они работают в режиме класса В или класса АВ, обеспечивая высокий КПД. При этом для уменьшения нелинейных искажений применяют двухтактные схемы. Такие схемы выполняют на комплементарных транзисторах; схема представляет собой соединение двух эмиттерных повторителей, работающих на общую нагрузку R_n . Режим по постоянному току, соответствующий режиму работы класса АВ, обеспечивается делителем R_1 -VD- R_2 . Сопротивление диода создает необходимое напряжение по постоянному току между базами транзисторов VT1 и VT2, а также выполняет функции элемента схемы термокомпенсации.

Исходные данные:

$P_n=13 \text{ Вт}$, $R_n=10 \text{ Ом}$. Транзисторы выбираются по допустимой мощности рассеяния на коллекторе $P_{кдоп}$ и максимальной амплитуде коллекторного тока $I_{кmax}$:

$$P_{кдоп} \geq (0.25...0.3)P_n;$$

$$P_{кдоп} \geq (3.25...3.9) \text{ Вт}.$$

$$I_{кmax} \geq \sqrt{\frac{2P_n}{R_n}};$$

$$I_{кmax} \geq 1.6 \text{ А}.$$

На основе этих условий выбираем комплементарную пару:

КТ817В (Si n-p-n; $\beta = 25...45$; $I_{кmax} = 3 \text{ А}$; $P_{кmax} = 25 \text{ Вт}$);

КТ816В (Si n-p-n; $\beta = 25...40$; $I_{кmax} = 3 \text{ А}$; $P_{кmax} = 25 \text{ Вт}$).

Напряжение источника питания находим из условий:

$$2U_{кЭmax} \geq E_{II} \geq 2(U_{нач} + U_{тн}); \quad U_{нач} = 1 \text{ В}; \quad U_{тн} = \sqrt{2P_n R_n} = 16 \text{ В};$$

$$120 \geq E_{II} \geq 34.$$

Выбираем $E_n = 40 \text{ В}$.

На выходной характеристике транзистора построим нагрузочную прямую по двум точкам (рис. 7 а):

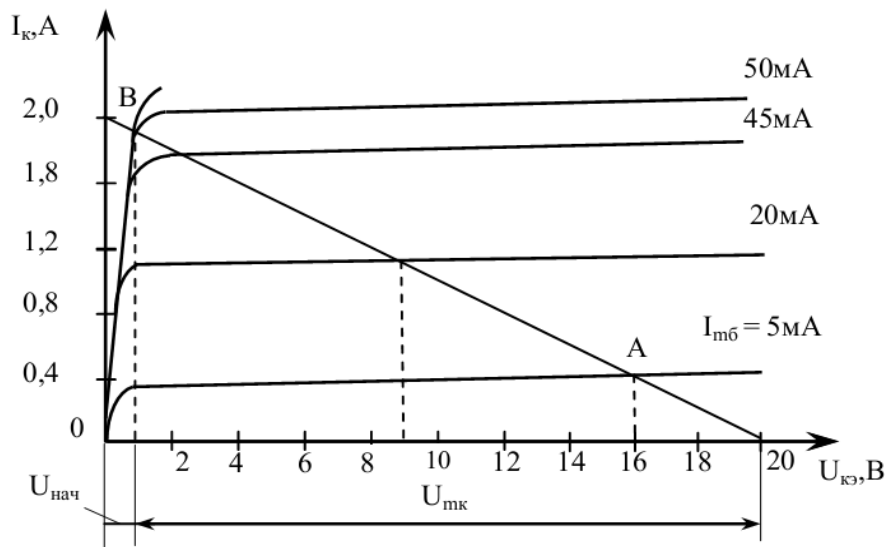
$$U_{кэ} = E_n / 2 = 20 \text{ В}; \quad I_{mn} = E_n / 2R_n = 2 \text{ А}.$$

Из входной, выходной и сквозной характеристик определяем следующие значения:

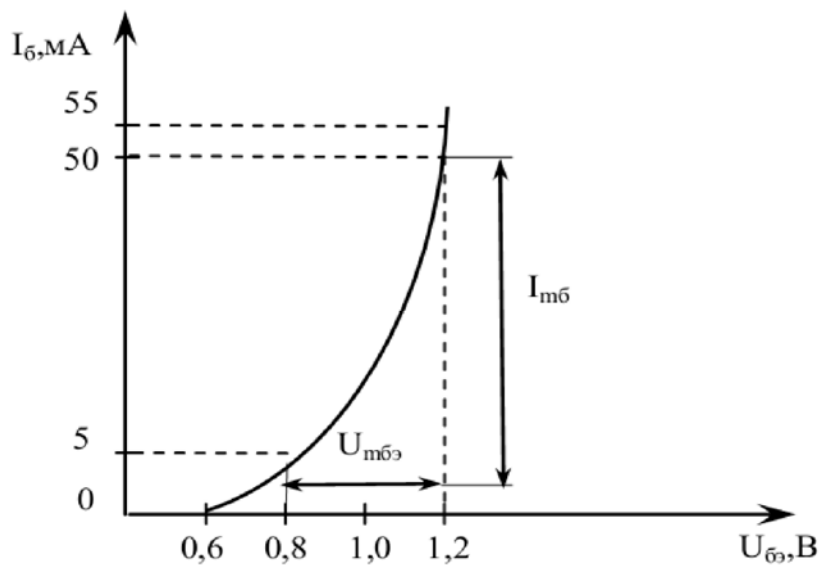
$$I_{бн} = 5 \text{ мА}, \quad U_{бэн} = 0.83 \text{ В}, \quad I_1 = 1.85 \text{ А} = I_{mn},$$

$$I_{кн} = 0.4 \text{ А}, \quad U_{мбэ} = 0.37 \text{ В}, \quad I_2 = 1.15 \text{ А}.$$

$$U_{кэп} = 16 \text{ В}, \quad I_{мб} = 45 \text{ мА},$$



а)



б)

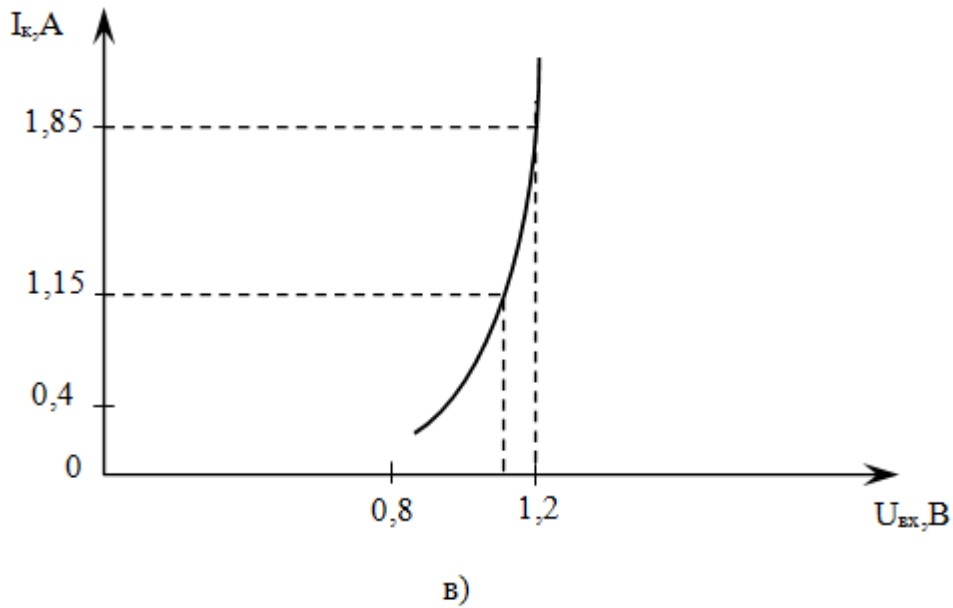


Рис. 7. Динамические характеристики
(а – выходная, б – входная, в – сквозная)

Глубина обратной связи:

$$F = 1 + g_{21} R_n = 1 + \frac{I_{mn}}{U_{тбб}} R_n = 51,$$

где g_{21} – усредненная крутизна характеристики транзистора, $g_{21} = \frac{I_{mn}}{U_{тбб}}$.

Сопротивления резисторов R_1 и R_2 принимают равными:

$$R_1 = R_2 = \frac{E_n - 2U_{бэп}}{2I_D} = 767 \text{ Ом},$$

где $I_D \geq (2 \dots 5) I_{бн} = 25 \text{ мА}$ – ток делителя, определяемый по вольтамперной характеристике диода.

Выбираем резисторы из стандартного ряда: $R_1 = R_2 = 750 \text{ Ом}$.

Входное сопротивление каскада:

$$R_{ex} = \frac{FR_D}{(F + g_{11}R_D)} = 199 \text{ Ом},$$

где $R_D = \frac{R_1}{2} = 375 \text{ Ом}$ – сопротивление делителя по переменному току,

$$g_{11} = \frac{I_{m\bar{b}}}{U_{m\bar{b}\bar{a}}} = 0.12 \frac{A}{B} - \text{усредненная входная проводимость транзистора.}$$

Амплитуда напряжения и тока входного сигнала каскада:

$$U_{m\text{вх}} = \frac{U_{m\text{н}}}{K_0} = 19.4 \text{ В}, \quad I_{m\text{вх}} = \frac{U_{m\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} = 97 \text{ мА.}$$

Коэффициент усиления напряжения выходного каскада:

$$K_0 = \frac{g_{21} R_H}{1 + g_{21} R_H} = 0.98.$$

Емкость разделительного конденсатора:

$$C_P = \frac{\sqrt{(M_H^2)^{-1} - 1}}{2\pi f_H R_H} = 132 \text{ мкФ},$$

где $M_H = 0.707$ – коэффициент частотных искажений.

5. Эмиттерный повторитель напряжения

Эмиттерный повторитель напряжения (ЭПН) представляет собой усилительный каскад (УК) на биполярном транзисторе (БПТ) с общим коллектором. ЭПН обладает малым выходным сопротивлением и высоким входным сопротивлением. В связи с этим такой каскад часто применяют в качестве согласующего, который включают между низкоомной нагрузкой, являющейся, например, выходным каскадом усилителя, и каскадом предварительного усилителя [2]. Базовая схема ЭПН и его эквивалентная схема приведены на рис. 8.

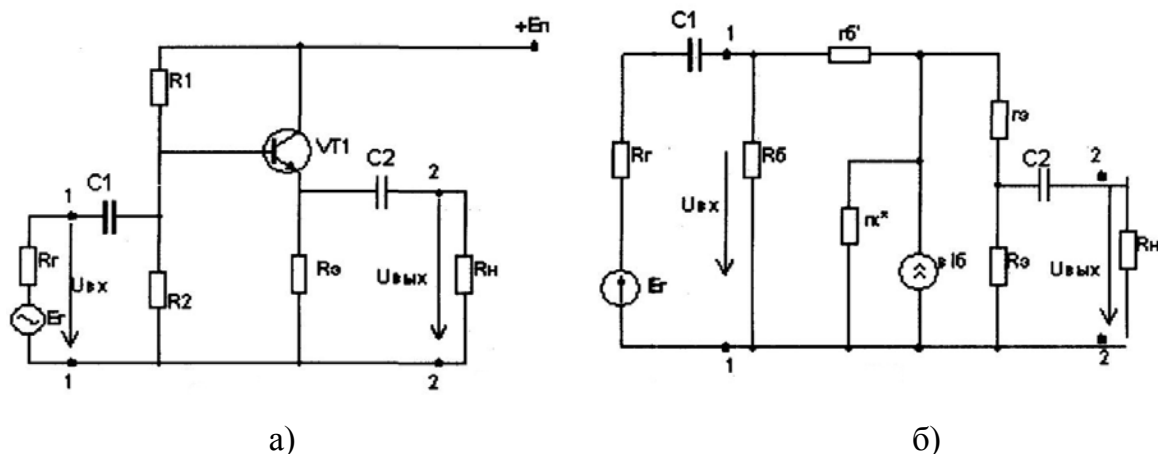


Рис. 8. Эмиттерный повторитель (а – принципиальная, б – эквивалентная схемы)

В схеме ЭПН выходное напряжение, снимаемое с эмиттера транзистора, близко по значению входному напряжению и совпадает с ним по фазе. Резистор R_e в схеме с ЭПН выполняет ту же функцию, что и резистор R_k в УК с общим эмиттером – создание изменяющегося напряжения в выходной цепи за счет протекания в ней тока, управляемого по выходной цепи базы. Конденсаторы C_1 и C_2 – разделительные, предназначены для пропускания переменной составляющей сигнала. Резисторы R_1 и R_2 предназначены для задания режима покоя каскада. Задаваемое смещение обеспечивает протекание коллекторного тока в течение полного периода входного сигнала. Резисторы R_1 и R_2 выбраны так, что в отсутствие входного сигнала потенциал базы равен примерно половине напряжения источника питания. Точку покоя устанавливают так, чтобы на выходе формировался максимально симметричный сигнал (без ограничений и срезов). Это зависит от соотношения сопротивления плеч делителя R_1 - R_2 .

Высокое входное сопротивления является одним из важнейших преимуществ каскада с ЭПН. Высокое R_{ex} требуется в случае применения каскада в качестве согласующего звена при работе от источника входного сигнала, имеющего большое внутреннее сопротивление.

Исходные данные:

$$R_n = 199 \text{ Ом}, U_{mn} = 8 \text{ В}, I_{mn} = 66 \text{ мА}.$$

Выбираем транзистор:

$$P_n = \frac{U_{\text{вых}}^2}{R_n} = 1.89 \text{ Вт}.$$

$$P_{\text{кmax}} \geq (0.25 \dots 0.3) P_n \geq (0.47 \dots 0.567) \text{ Вт}.$$

$$I_{\text{кmax}} \geq \sqrt{\frac{2P_n}{R_n}} \geq 138 \text{ мА}.$$

Выбор: КТ503А (Si n-p-n $\beta = 40 \dots 120$, $I_{\text{кmax}} = 300 \text{ мА}$, $P_{\text{кmax}} = 0.5 \text{ Вт}$).

Точку покоя устанавливают так, чтобы на выходе формировался максимально симметричный сигнал (без ограничений и срезов). Это зависит от соотношения сопротивлений плеч делителя R_1 - R_2 .

Из входной и выходной характеристик (рис. 9) определяем следующие значения:

$$I_{\text{бн}} = 50 \text{ мкА}, I_{\text{кн}} = 4 \text{ мА},$$

$$U_{\text{бэп}} = 0.5 \text{ В}, U_{\text{кэп}} = U_{\text{эн}} = 20 \text{ В}, \beta = 40.$$

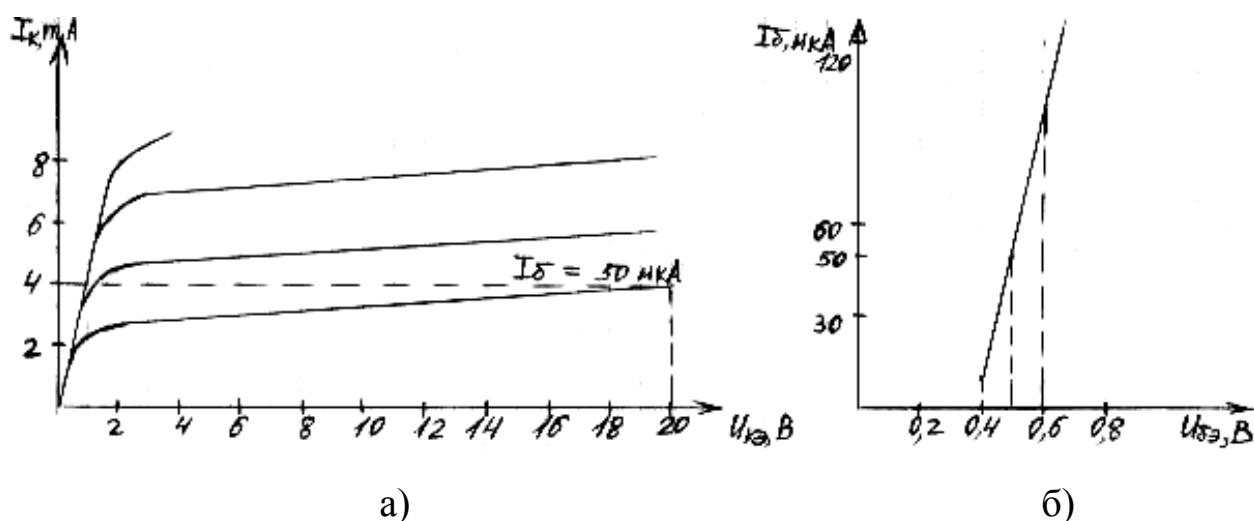


Рис. 9. Выходная (а) и входная (б) характеристики транзистора КТ503А

Сопротивление R_3 :

$$R_3 = \frac{U_{эн}}{I_{кп}} = 5000 \text{ Ом}.$$

Сопротивление входной цепи транзистора:

$$R_{\text{вхвт}} = (1 + \beta) \frac{R_3 R_n}{R_3 + R_n} = 7847 \text{ Ом}.$$

Сопротивления плеч делителя R_1 - R_2 найдем из следующих условий:

$$R_0 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = (5 \dots 10) R_{\text{вхвт}} = 5 R_{\text{вхвт}} = 39230 \text{ Ом};$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{R1}}{U_{R2}} = 0.95,$$

где:

$$U_{R2} = U_{эн} + U_{бэн} = 20.5 \text{ В},$$

$$U_{R1} = E_n - U_{R1} = 19.5 \text{ В}.$$

Получим:

$$R_2 = 80061 \text{ Ом},$$

$$R_1 = 76058 \text{ Ом}.$$

Условие температурной стабилизации выполняется: $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \ll \beta R_3$,

$$39.23 \text{ кОм} \ll 200 \text{ кОм}$$

Далее рассчитываем входное сопротивление каскада:

$$R_{\text{вх}} \approx \frac{R_1 R_2 R_{\text{вхвт}}}{R_1 R_2 + R_2 R_{\text{вхвт}} + R_1 R_{\text{вхвт}}} = 6533 \text{ Ом}.$$

Выходное сопротивление каскада несложно получить, рассматривая эквивалентную схему (рис. 8 б) со стороны выходных зажимов:

$$R_{\text{вых}} = [R_3 \parallel r_3 + (r_0' + R_r \parallel R_1 \parallel R_2)] / (1 + \beta) = R_3 \parallel r_3.$$

Поскольку значение r_3 невелико, то выходное сопротивление каскада мало. Это свойство ЭПН используют, когда необходимо согласовать выходную цепь усилителя с низкоомной нагрузкой.

Коэффициент усиления напряжения находится по выражению:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{э}}(R_{\text{э}} \parallel R_{\text{н}})}{IR_{\text{вх}}} = \frac{R_{\text{эвн}}}{R_{\text{э}} + R_{\text{вх}}} = 0.95;$$

$$R_{\text{Г}} = 1500 \dots 2500 = 1700 \text{ Ом}.$$

Значения разделительных емкостей C_1 и C_2 [3]:

$$C_1 = \frac{M_{\text{к1}}}{2\pi f_{\text{н}}(R_{\text{э}} + R_{\text{вх}})\sqrt{1 - M_{\text{к1}}^2}} = 3.3 \cdot 10^{-7} \text{ Ф};$$

$$C_2 = \frac{M_{\text{к2}}}{2\pi f_{\text{н}}(R_{\text{э}} + R_{\text{н}})\sqrt{1 - M_{\text{к2}}^2}} = 5.3 \cdot 10^{-7} \text{ Ф};$$

$$M_{\text{к1}} = M_{\text{к2}} = 0.80 \dots 0.97 = 0.9.$$

6. Расчет второго каскада предварительного усиления [4]

Усиливаемый сигнал от источника сигнала $E_{\text{Г}}$ (рис. 10) в базовую цепь транзистора подается через разделительный конденсатор C_1 .

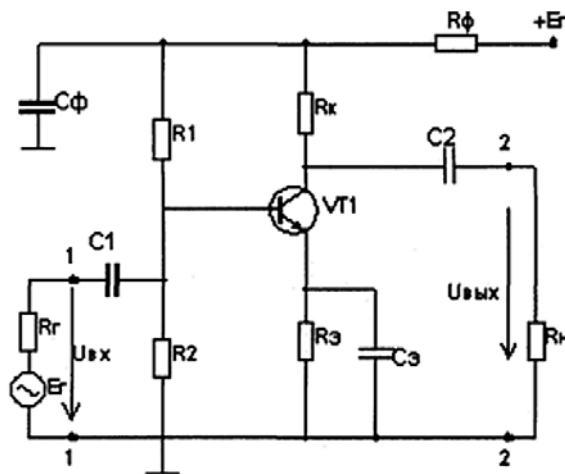


Рис. 10. Второй каскад предварительного усилителя

Сопротивление $R_{\text{к}}$ является коллекторной нагрузкой. С него усиленное переменное напряжение через разделительный конденсатор C_2 подается в нагрузку $R_{\text{н}}$, (при последовательном включении УК нагрузкой является входное сопротивление следующего каскада).

Рассмотрим назначение элементов схемы УК.

Конденсаторы C_1 и C_2 – разделительные, назначение которых – отделить переменный усиливаемый сигнал от постоянных напряжений и токов, действующих внутри схемы. Конденсатор C_1 исключает шунтирование входной цепи каскада цепью источника входного сигнала по постоянному току, что позволяет, во-первых, исключить протекание постоянного тока по цепи $E_n-R_r-R_l$ и, во-вторых, обеспечить независимость напряжения $U_{бн}$ в режиме покоя от внутреннего сопротивления R_r источника E_r . Конденсатор C_2 не пропускает постоянную составляющую выходного сигнала в нагрузку.

Делитель напряжения R_1-R_2 предназначен для установления рабочей точки транзистора в состоянии покоя. Положение рабочей точки должно обеспечивать режим А работы УК. В зависимости от соотношения между плечами делителя R_1-R_2 на базу транзистора подает определенное напряжение $U_{бэп}$ в состоянии покоя, которое в свою очередь определяет ток базы покоя $I_{бп}$.

Резистор R_3 осуществляет последовательную ООС по постоянному току, которая обеспечивает стабилизацию положения рабочей точки на вольтамперных характеристиках транзистора при воздействии на УК внешних дестабилизирующих факторов.

Расчет каскада по постоянному току

Расчет усилительного каскада производится отдельно по постоянному и переменному токам. Целью расчета по постоянному току является определение положения рабочей точки на характеристиках транзистора и ее температурную стабильность. Расчет по переменному току заключается в определении основных динамических параметров,

коэффициентов усиления напряжения, тока, мощности каскада и динамической крутизны. Поскольку характеристики транзистора нелинейные, то единой методики расчета УК не существует. Каскады, работающие при большом уровне сигнала, рассчитываются графоаналитическим методом с использованием вольт-амперной характеристики (ВАХ) транзистора, а УК с малым уровнем сигнала – аналитическим методом, который основан на использовании эквивалентных схем транзистора. Условно сигнал считается малым, если его амплитуда не превышает 15...20% постоянного значения напряжения в рабочей точке.

Исходные данные:

$$R_{\pi} = 6533 \text{ Ом}, U_{m\pi} = 19 \text{ В}.$$

Пусть коэффициент усиления каскада $K = 40$.

Выбираем транзистор:

$$P_{\pi} = \frac{U_{m\pi}^2}{R_{\pi}} = 55 \text{ мВт};$$

$$I_{к\pi\text{доп}} \geq (1.2 \dots 1.6) \frac{U_{m\pi}}{R_{\pi}} + (0.3 \dots 0.5) 10^{-3} \geq (0.0038 \dots 0.0052) \text{ А}.$$

Выбор: КТ503Б (Si n-p-n; $\beta = 80 \dots 240$; $I_{Kmax} = 300 \text{ мА}$; $P_{Kmax} = 0.5 \text{ Вт}$).

Из входной и выходной характеристик транзистора (рис. 11) определяем следующие значения:

$$I_{б\pi} = 40 \text{ мкА}, I_{к\pi} = 6 \text{ мА},$$

$$U_{б\pi} = 0.6 \text{ В}, U_{к\pi} = 9 \text{ В}, \beta = 140.$$

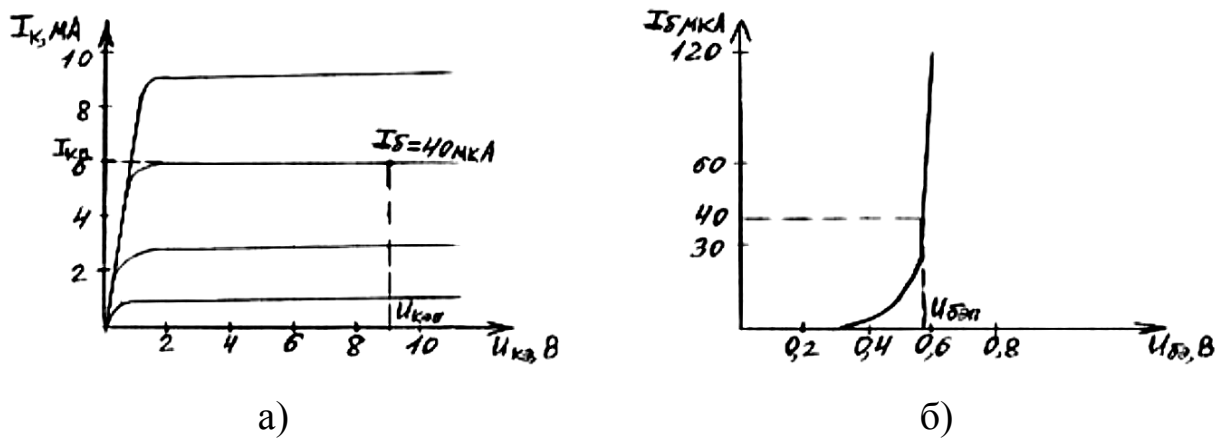


Рис. 11. Выходная (а) и входная (б) характеристики транзистора КТ503Б

Примем падение напряжения на сопротивлении фильтра:

$$U_{R\phi} = (0.1 \dots 0.2) E_n = 6 \text{ В},$$

где $E_n \geq \frac{2U_{кэп}}{(0.8 \dots 1.0)} \geq 18$, $E_n = 40$.

Находим напряжение, подводимое к делителю:

$$U_o = E_n - U_{R\phi} = 34 \text{ В}.$$

Расчет элементов, обеспечивающих рабочий режим транзистора:

Коэффициент температурной неустойчивости $S = 3$.

Сопротивление входной цепи транзистора:

$$R_{\text{вхт}} = r'_o + (1 + \beta)r_o = (100 \dots 200) + (1 + \beta)\varphi_T / I_{кн} = 810 \text{ Ом},$$

где $\varphi_T = 0,026 \text{ В}$ – тепловой потенциал.

Найдем R_o :

$$R_o = R_1 \parallel R_2 = (5 \dots 10)R_{\text{вхт}} = 6R_{\text{вхт}} = 4860 \text{ Ом}.$$

Определяем значение R_o :

$$R_o = \frac{R_o}{S - 1} = 2430 \text{ Ом}.$$

Находим значения R_1 и R_2 :

$$R_1 = \frac{U_o R_o}{I_{кн} R_o} = 11333 \text{ Ом};$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_\delta}{R_1 - R_\delta} = 8509 \text{ Ом.}$$

Напряжение базы $U_{\delta n}$ в состоянии покоя:

$$U_{\delta n} = U_{\delta \text{эп}} + I_{\text{эп}} R_\delta \approx I_{\text{кп}} R_\delta \approx 14.58 \text{ В.}$$

Определяем ток в цепи делителя базы:

$$I_\delta = \frac{U_{\delta n}}{R_2} = 0.00017 \text{ А.}$$

Ток I_δ должен в (2...5) раз превышать $I_{\delta n}$.

Сопротивление R_ϕ фильтра находим по формуле:

$$R_\phi = \frac{U_{R_\phi}}{I_{\text{кп}} + I_\delta} = 972 \text{ Ом.}$$

Для нахождения R_κ применим 2-й закон Кирхгофа к выходной цепи коллектора:

$$R_\kappa = \frac{(E_n - U_{R_\phi} - U_{\text{кэп}} - I_{\text{кп}} R_\delta)}{I_{\text{кп}}} = 1323 \text{ Ом.}$$

Расчет номинальных значений емкостей:

Емкость C_ϕ определяется из условия получения необходимой фильтрации питающего напряжения:

$$C_\phi = \frac{\Phi_n}{2\pi f_n R_\phi} = 8 \cdot 10^{-5} \text{ Ф,}$$

где $f_n = 100 \text{ Гц}$ – частота пульсаций.

Расчет значений емкостей C_1 , C_2 и C_3 производится по формулам:

$$C_1 = \frac{M_{\kappa 1}}{2\pi f_n (R_2 + R_{\text{вх}}) \sqrt{1 - M_{\kappa 1}^2}} = 1.3 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

$$C_2 = \frac{M_{\kappa 2}}{2\pi f_n (R_\kappa + R_\kappa) \sqrt{1 - M_{\kappa 2}^2}} = 3.6 \cdot 10^{-7} \text{ Ф.}$$

$$C_3 = \frac{(1 + \beta) M_{\kappa 3}}{2\pi f_n (R_2 + R_{\text{вх}}) \sqrt{1 - M_{\kappa 3}^2}} = 1.8 \cdot 10^{-4} \text{ Ф,}$$

где $M_{кэ} = M_{к1} = M_{к2} = 0.80...0.97 = 0.9$

$$R_{ex} = \frac{R_1 R_2 R_{exvt}}{R_1 R_2 + R_2 R_{exvt} + R_1 R_{exvt}} = 694 \text{ Ом.}$$

$$R_2 = 1500...2500 = 1700 \text{ Ом.}$$

7. Расчет динамических параметров усилительного каскада [5]

Эквивалентная схема замещения каскада представлена на рис. 12.

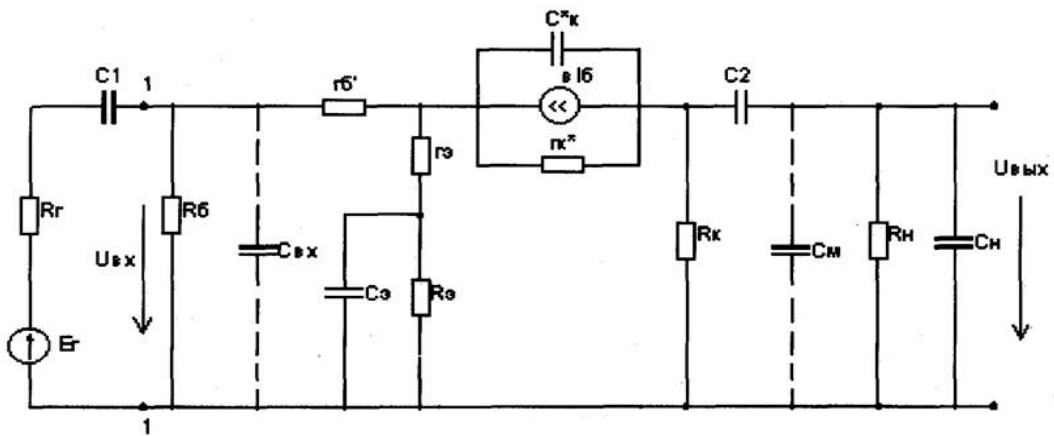


Рис. 12. Эквивалентная схема УК

Динамическими параметрами УК являются коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности, входное и выходное сопротивления, крутизна усиления. Эти параметры рассматриваются на основе анализа эквивалентной схемы УК для переменных составляющих токов и напряжений. Полная эквивалентная схема замещения каскада содержит следующие элементы: $C_{вх}$ – емкость входной цепи УК, C_m – емкость монтажа, C_n – емкость нагрузки, $R_б = R_1 || R_2$; транзистор замещен Т-образной схемой замещения (элементы $r'_б$, $r_э$, $r_к^*$, $C_к^*$ и $\beta_{Iб}$); зажимы «плюс» и «минус» источника питания E_n закорочены по переменной составляющей. Обычно емкость $C_ф$ выбирается такой, чтобы ее сопротивление на самой низкой рабочей частоте было близко к нулю и закорачивало резистор $R_ф$. Поэтому цепочки $R_ф-C_ф$ на схеме нет.

Для упрощения анализа и расчетных соотношений принято рассматривать работу усилительного каскада отдельно в области средних, низких и высоких частот.

Анализ УК в области средних частот

На средних частотах (в центральной области полосы пропускания усилителя) сопротивление емкостей C_1 , C_2 и C_3 близко к нулю, а сопротивление паразитных емкостей C_{ex} , C_m , а также емкостей C_k^* и C_n велико. Поэтому ветви схемы рис.12 с C_1 , C_2 и C_3 могут быть закорочены, а ветви с C_{ex} , C_m , C_k^* и C_n – разомкнуты.

Входное сопротивление каскада равно параллельному соединению R_{exvt} и R_σ :

$$R_{ex} = R_{exvt} \parallel R_\sigma = 694 \text{ Ом}.$$

Выходное сопротивление каскада:

$$R_{вых} = \frac{U_{вых.хх}}{I_{вых.кз}} = R_k \parallel r_k^* \approx R_k \approx 1737 \text{ Ом}.$$

Коэффициент усиления напряжения каскада найдем из формулы:

$$K_U = \frac{\beta \gamma_k R_{кн} R_{ex}}{(R_2 + R_{ex}) R_{exvt}} = 69,$$

где $R_{кн} = \frac{R_k R_n}{R_k + R_n} = 1372 \text{ Ом}.$

Коэффициент усиления тока и мощности:

$$K_I = \beta \gamma_k \frac{R_k}{R_k + R_n} \frac{R_2}{R_2 + R_{ex}} = 17,$$

$$K_P = K_I K_U = 1173.$$

Анализ УК в области низких частот

В области низких частот следует учесть влияние на параметры каскада разделительных конденсаторов C_1 и C_2 и емкости в цепи

эмиттера C_3 . При правильном выборе параметров цепочки R_ϕ - C_ϕ ее влияние на частотную характеристику в области низких частот мало и в данном случае не рассматривается. Эквивалентная схема усилителя в области низких частот (НЧ) получается из схемы (рис. 12) путем включения емкостей C_1 , C_2 и C_3 и исключения емкости C_k^* .

При переходе к более низким частотам возрастают сопротивления емкостей C_1 , C_2 и C_3 , что приводит к уменьшению токов I_b и I_n и напряжения $U_{вых}$. Параметры каскада зависят от частоты. Проанализируем изменения лишь основного показателя коэффициента усиления. С целью упрощения расчетов влияние каждой из указанных выше емкостей рассмотрим отдельно.

Влияние емкости C_1 (положим $C_2 = C_3 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{н1} = \beta\gamma_\kappa \frac{R_{кн}}{(R_2 + R_{ex})} \frac{1}{1+1/j\omega C_1} = \frac{K}{1+1/j\omega\tau_{н1}} = \frac{69}{1+1/j\omega\tau_{н1}},$$

где $\tau_{н1} = C_1(R_2 + R_{ex}) = 3.1 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени входной цепи.

Влияние емкости C_2 (положим $C_1 = C_3 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{н2}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{E}_2} = \frac{\beta\gamma_\kappa R_{кн}}{(R_2 + R_{ex})[1+1/j\omega C_2(R_k + R_n)]} = \frac{K}{1+1/j\omega\tau_{н2}} = \frac{69}{1+1/j\omega\tau_{н2}},$$

где $\tau_{н2} = C_2(R_k + R_n) = 3 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени выходной цепи.

Влияние емкости C_3 (положим $C_1 = C_2 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{н3}(j\omega) = \frac{K}{1 + \frac{(1 + \beta\gamma_\kappa)R_3}{j\omega C_3 R_3 (R_2 + R_{ex})}} = \frac{K}{1+1/j\omega\tau_{н3}} = \frac{69}{1+1/j\omega\tau_{н3}},$$

где $\tau_{н3} = \frac{C_3(R_2 + R_{ex})}{(1 + \beta\gamma_\kappa)} = 3.1 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени эмиттерной цепи.

Таким образом, рассмотрев влияние конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 отдельно, установили, что каждый уменьшает коэффициент усиления каскада с понижением частоты, причем структура формул одинакова.

При совместном действии рассмотренных емкостей структура формулы коэффициента усиления также не изменится:

$$K_{нэ}(j\omega) = \frac{K}{1+1/j\omega\tau_n} = \frac{69}{1+1/j\omega\tau_n},$$

где τ_n – эквивалентная постоянная времени каскада в области низких частот:

$$\frac{1}{\tau_n} = \frac{1}{\tau_{н1}} + \frac{1}{\tau_{н2}} + \frac{1}{\tau_{нэ}};$$

$$\tau_n = \frac{\tau_{н1}\tau_{н2}\tau_{нэ}}{\tau_{н1}\tau_{н2} + \tau_{н1}\tau_{нэ} + \tau_{н2}\tau_{нэ}} = 1.02 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Эти соотношения позволяют записать выражение для модуля коэффициента усиления и его фазы, которые используются для построения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и фазо-частотной характеристики (ФЧХ) усилителя в области низких частот:

$$K_n(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}} = \frac{69}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}};$$

$$\varphi_n(\omega) = \text{arctg}(1/\omega\tau_n).$$

K_n уменьшается при понижении частоты. Это приводит к появлению частотных искажений. Для их количественной оценки используют коэффициент частотных искажений:

$$M_n = \frac{K_n(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}}.$$

На нижней граничной частоте ω_n коэффициент K_n уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с K . На частоте ω_n $M_n = 0.707$, а $\omega_n \tau_n = 1$. Отсюда

можно определить ω_n по заданному значению τ_n :

$$\omega_n = \frac{1}{\tau_n} = 980 \text{ Гц}.$$

Анализ УК в области высоких частот:

Уменьшение коэффициента усиления каскада в области высоких частот (ВЧ) определяется инерционностью транзистора. Эквивалентная схема усилителя для области ВЧ следует из рис. 12, если в последней учесть конденсатор C_k^* .

Найдем постоянную времени каскада в области ВЧ из выражения ($f_s=15000 \text{ Гц}$), $\omega_n \tau_n = 1$. Откуда $\tau_s = \frac{1}{2\pi f_s} = 4.5 \cdot 10^{-6} \text{ с}$.

Получаем искомое выражение для коэффициента усиления в области высоких частот:

$$K_s(j\omega) = \frac{69}{1 + j\omega\tau_s}.$$

Запишем выражения для АЧХ и ФЧХ усилителя в области высоких частот:

$$K_s(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}} = \frac{69}{\sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}},$$
$$\varphi_s(\omega) = -\arctg(\omega\tau_s).$$

Для количественной оценки высокочастотных искажений вводится коэффициент частотных искажений:

$$M_s = \frac{K_s(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}}.$$

На верхней граничной частоте ω_s коэффициент K уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с K . На частоте $\omega_s M_n = 0.707$, а $\omega_s \tau_s = 1$.

При одновременном анализе усилителя во всем частотном диапазоне, т.е. по полной эквивалентной схеме, может быть получено

следующее выражение для коэффициента усиления усилителя, модуля и фазы коэффициента частотных искажений:

$$K(j\omega) = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_n + j\omega\tau_g} = \frac{K}{1 - j(1/\omega\tau_n - \omega\tau_g)},$$

$$\varphi(\omega) = \arctg(1/\omega\tau_n - \omega\tau_g).$$

$$K(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_g)^2}} = \frac{69}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_g)^2}}.$$

$$M = \frac{K(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_g)^2}}.$$

Графики АЧХ и ФЧХ УК2 в области ВЧ и НЧ (рис. 13):

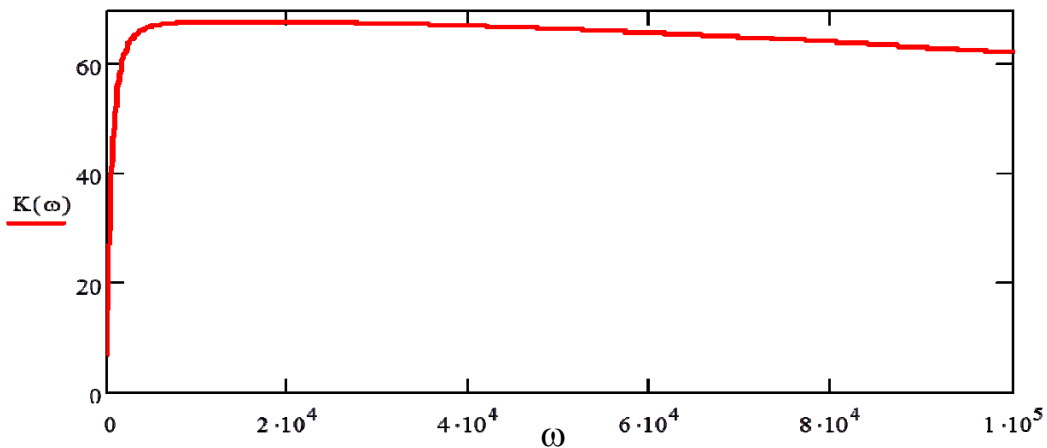


Рис. 13 а. График АЧХ в области ВЧ и НЧ УК2

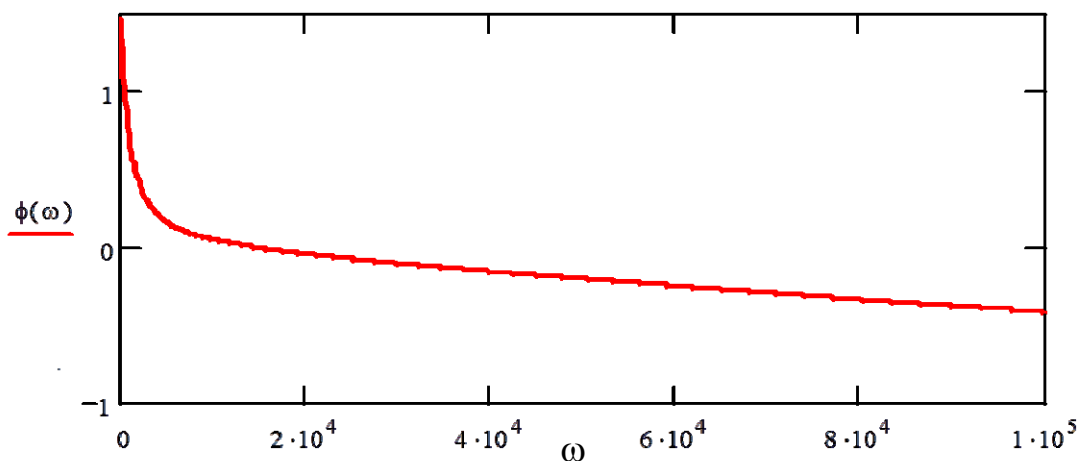


Рис. 13 б. График ФЧХ в области ВЧ и НЧ УК2

8. Расчет первого каскада предварительного усиления

Расчет каскада по постоянному току

Исходные данные:

$$R_n = 694 \text{ Ом},$$

$$U_{mn} = 0,3 \text{ В}.$$

Пусть коэффициент усиления каскада $K = 30$.

Выбираем транзистор:

$$P_n = \frac{U_{mn}^2}{R_n} = 0.13 \text{ мВт}.$$

$$I_{кндоп} \geq (1.2 \dots 1.6) \frac{U_{mn}}{R_n} + (0.3 \dots 0.5) 10^{-3} \geq (0.0008 \dots 0.0012) \text{ А}.$$

Выбор: КТ206Б (Si n-p-n, $\beta = 70 \dots 210$, $I_{Kmax} = 20 \text{ мА}$, $P_{Kmax} = 15 \text{ мВт}$).

Из входной и выходной характеристик транзистора (рис. 14)

определяем следующие значения:

$$I_{бн} = 0.06 \text{ мА}, \quad U_{бэп} = 0.55 \text{ В},$$

$$I_{кп} = 5 \text{ мА}, \quad U_{кэп} = 3.8 \text{ В}.$$

$$\beta = 85,$$

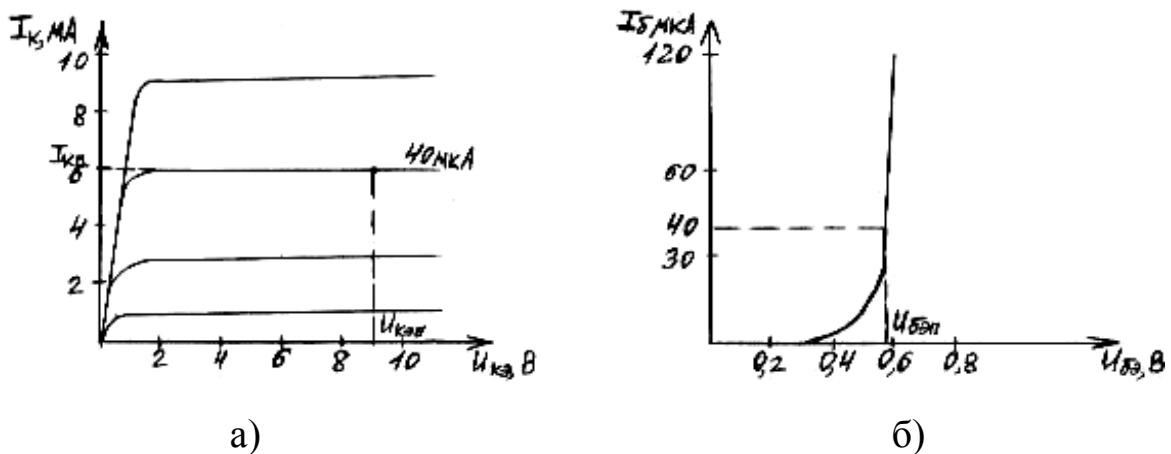


Рис. 14. Выходная (а) и входная (б) характеристики транзистора КТ206Б

Примем падение напряжения на сопротивлении фильтра:

$$U_{Rф} = (0.1 \dots 0.2) E_n = 6 \text{ В}; \quad E_n = 40.$$

Находим напряжение, подводимое к делителю:

$$U_{\delta} = E_n - U_{R\phi} = 34 \text{ В}.$$

Расчет элементов, обеспечивающих рабочий режим транзистора:

Коэффициент температурной нестабильности $S = 3$.

Сопротивление входной цепи транзистора:

$$R_{\text{вхт}} = r_{\delta}' + (1 + \beta)r_{\text{э}} = (100 \dots 200) + (1 + \beta) \frac{\varphi_m}{I_{\text{кп}}} = 630 \text{ Ом},$$

где $\varphi_T = 0,026 \text{ В}$ – тепловой потенциал.

Найдем R_{δ} :

$$R_{\delta} = R_1 \parallel R_2 = (5 \dots 10)R_{\text{вхт}} = 7R_{\text{вхт}} = 4410 \text{ Ом}.$$

Определяем значение $R_{\text{э}}$:

$$R_{\text{э}} = \frac{R_{\delta}}{S - 1} = 2205 \text{ Ом}.$$

Находим значения R_1 и R_2 :

$$R_1 = \frac{U_{\delta} R_{\delta}}{I_{\text{кп}} R_{\text{э}}} = 13600 \text{ Ом},$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_{\delta}}{R_1 - R_{\delta}} = 6526 \text{ Ом}.$$

Напряжение базы $U_{\delta n}$ в состоянии покоя:

$$U_{\delta n} = U_{\delta \text{эн}} + I_{\text{эн}} R_{\text{э}} \approx I_{\text{кп}} R_{\text{э}} \approx 11,025 \text{ В}.$$

Определяем ток в цепи делителя базы:

$$I_{\delta} = \frac{U_{\delta n}}{R_2} = 0,0017 \text{ А}.$$

Ток I_{δ} должен в (2...5) раз превышать $I_{\delta n}$.

Сопротивление R_ϕ фильтра находим по формуле:

$$R_\phi = \frac{U_{R_\phi}}{I_{кн} + I_\delta} = 896 \text{ Ом}.$$

Для нахождения R_K применим 2-й закон Кирхгофа к выходной цепи коллектора:

$$R_K = \frac{E_n - U_{R_\phi} - U_{кэн} - I_{кн} R_\phi}{I_{кн}} = 3835 \text{ Ом}.$$

Расчет номинальных значений емкостей:

Емкость C_ϕ определяется из условия получения необходимой фильтрации питающего напряжения:

$$C_\phi = \frac{\Phi_n}{2\pi f_n R_\phi} = 8.9 \cdot 10^{-5} \Phi,$$

где $f_n = 100 \text{ Гц}$ – основная частота пульсаций,

$\Phi_n = 20 \dots 75 = 50$ – коэффициент фильтрации, показывающий во сколько раз напряжение пульсаций ослабляется цепочкой фильтра R_ϕ - C_ϕ .

Расчет значений емкостей C_1 , C_2 и C_3 производится по формулам:

$$R_{ex} = \frac{R_1 R_2 R_{exvt}}{R_1 R_2 + R_2 R_{exvt} + R_1 R_{exvt}} = 551 \text{ Ом};$$

$$C_1 = \frac{M_{к1}}{2\pi f_n (R_2 + R_{ex}) \sqrt{1 - M_{к1}^2}} = 1.3 \cdot 10^{-6} \Phi;$$

$$C_2 = \frac{M_{к2}}{2\pi f_n (R_K + R_H) \sqrt{1 - M_{к2}^2}} = 6.6 \cdot 10^{-7} \Phi;$$

$$C_3 = \frac{(1 + \beta) M_{к3}}{2\pi f_n (R_2 + R_{ex}) \sqrt{1 - M_{к3}^2}} = 1.1 \cdot 10^{-4} \Phi,$$

где $M_{к1} = M_{к2} = M_{к3} = 0.80 \dots 0.97 = 0.9$, $R_2 = 1700 \text{ Ом}$.

Расчет динамических параметров усилительного каскада:

Анализ УК в области средних частот

На средних частотах (в центральной области полосы пропускания усилителя) сопротивление емкостей C_1 , C_2 и C_3 близко к нулю, а сопротивление паразитных емкостей C_{ex} , C_m , а также емкостей C_k^* и C_n велико. Поэтому ветви схемы рис.12, с C_1 , C_2 и C_3 могут быть замкнуты, а ветви с C_{ex} , C_m , C_k^* и C_n разомкнуты.

Входное сопротивление каскада равно параллельному соединению R_{exvt} и R_0 :

$$R_{ex} = R_{exvt} \parallel R_0 = 551 \text{ Ом}.$$

Выходное сопротивление каскада:

$$R_{вых} = \frac{U_{вых.хх}}{I_{вых.кз}} = R_k \parallel r_k^* \approx R_k \approx 3835 \text{ Ом}.$$

Коэффициент усиления напряжения каскада найдем из формулы:

$$K_U = \frac{\beta \gamma_k R_{кн} R_{ex}}{(R_2 + R_{ex}) R_{exvt}} = 19, \text{ где } \gamma_k = 1.$$

Коэффициент усиления тока и мощности:

$$K_I = \beta \gamma_k \frac{R_k}{R_k + R_n} \frac{R_2}{R_2 + R_{ex}} = 54;$$

$$K_P = K_I K_U = 1026.$$

Анализ УК в области низких частот.

В области низких частот следует учесть влияние на параметры каскада разделительных конденсаторов C_1 и C_2 и емкости в цепи эмиттера C_3 . При правильном выборе параметров цепочки R_ϕ - C_ϕ ее влияние на частотную характеристику в области НЧ мало и в данном случае не рассматривается. Эквивалентная схема усилителя в области НЧ получается из схемы (рис. 12) путем включения емкостей C_1 , C_2 и C_3 и исключения емкости C_k^* .

При переходе к более низким частотам возрастают сопротивления емкостей C_1 , C_2 и C_3 , что приводит к уменьшению токов I_b и I_n и напряжения $U_{вых}$. Параметры каскада зависят от частоты. Проанализируем изменения лишь основного показателя коэффициента усиления. С целью упрощения расчетов влияние каждой из указанных выше емкостей рассмотрим отдельно.

Влияние емкости C_1 (положим $C_2 = C_3 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{н1}(j\omega) = \frac{\beta\gamma_k R_{кн}}{(R_2 + R_{ex})} \frac{1}{1 + 1/j\omega C_1} = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_{н1}} = \frac{19}{1 + 1/j\omega\tau_{н1}},$$

где $\tau_{н1} = C_1(R_r + R_{ex}) = 2.9 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени входной цепи.

Влияние емкости C_2 (положим $C_1 = C_3 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{н2}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{E}_2} = \frac{\beta\gamma_k R_{кн}}{(R_2 + R_{ex})[1 + 1/j\omega C_2(R_k + R_n)]} = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_{н2}} = \frac{19}{1 + 1/j\omega\tau_{н2}},$$

где $\tau_{н2} = C_2(R_k + R_n) = 3 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени выходной цепи.

Влияние емкости C_3 (положим $C_1 = C_2 = \infty$).

Коэффициент усиления каскада в комплексном виде составит:

$$K_{н3}(j\omega) = \frac{K}{1 + \frac{(1 + \beta\gamma_k)R_3}{j\omega C_3 R_3 (R_2 + R_{ex})}} = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_{н3}} = \frac{19}{1 + 1/j\omega\tau_{н3}},$$

где $\tau_{н3} = \frac{C_3(R_2 + R_{ex})}{(1 + \beta\gamma_k)} = 2.9 \cdot 10^{-3} c$ – постоянная времени эмиттерной цепи.

Таким образом, рассмотрев влияние конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 раздельно, установили, что каждый уменьшает коэффициент усиления каскада с понижением частоты, причем структура формул одинакова.

При совместном действии рассмотренных емкостей структура формулы коэффициента усиления также не изменится:

$$K_{нэ}(j\omega) = \frac{K}{1+1/j\omega\tau_n} = \frac{19}{1+1/j\omega\tau_n},$$

где τ_n – эквивалентная постоянная времени каскада в области низких частот:

$$\frac{1}{\tau_n} = \frac{1}{\tau_{н1}} + \frac{1}{\tau_{н2}} + \frac{1}{\tau_{нэ}},$$

$$\tau_n = \frac{\tau_{н1}\tau_{н2}\tau_{нэ}}{\tau_{н1}\tau_{н2} + \tau_{н1}\tau_{нэ} + \tau_{н2}\tau_{нэ}} = 0.98 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Эти соотношения позволяют записать выражение для модуля коэффициента АЧХ усиления и его фазы, которые используются для построения и ФЧХ усилителя в области низких частот:

$$K_n(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}} = \frac{19}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}};$$

$$\varphi_n(\omega) = \text{arctg}(1/\omega\tau_n).$$

K_n уменьшается при понижении частоты. Это приводит к появлению частотных искажений. Для их количественной оценки используют коэффициент частотных искажений:

$$M_n = \frac{K_n(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_n)^2}}.$$

На нижней граничной частоте ω_n коэффициент K_n уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с K . На частоте ω_n $M_n = 0.707$, а $\omega_n\tau_n = 1$. Отсюда можно определить ω_n по заданному значению τ_n :

$$\omega_n = \frac{1}{\tau_n} = 1020 \text{ Гц}.$$

Анализ УК в области высоких частот

Уменьшение коэффициента усиления каскада в области высоких частот определяется инерционностью транзистора. Эквивалентная схема

усилителя для области ВЧ следует из рис. 12, если в последней учесть конденсатор C_k^* .

Найдем постоянную времени каскада в области ВЧ из выражения ($f_g = 15000 \text{ Гц}$):

$$\omega_g \tau_g = 1; \quad \tau_g = \frac{1}{2\pi f_g} = 4.5 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Получаем искомое выражение для коэффициента усиления в области высоких частот:

$$K_g(j\omega) = \frac{19}{1 + j\omega\tau_g}.$$

Запишем выражения для АЧХ и ФЧХ усилителя в области высоких частот:

$$K_g(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega\tau_g)^2}} = \frac{19}{\sqrt{1 + (\omega\tau_g)^2}},$$
$$\varphi_g(\omega) = -\text{arctg}(\omega\tau_g).$$

Для количественной оценки ВЧ искажений вводится коэффициент частотных искажений:

$$M_g = \frac{K_g(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_g)^2}}.$$

На верхней граничной частоте ω_g коэффициент K_g уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с K . На частоте ω_g $M_g = 0.707$, а $\omega_g\tau_g = 1$.

При одновременном анализе усилителя во всем частотном диапазоне, т.е. по полной эквивалентной схеме, может быть получено следующее выражение для коэффициента усиления усилителя, модуля и фазы коэффициента частотных искажений:

$$K(j\omega) = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_n + j\omega\tau_e} = \frac{K}{1 - j(1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)}, \varphi(\omega) = \text{arctg}(1/\omega\tau_n - \omega\tau_e).$$

$$K(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)^2}} = \frac{19}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)^2}}.$$

$$M(\omega) = \frac{K(\omega)}{K} = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_n - \omega\tau_e)^2}}.$$

Графики АЧХ и ФЧХ УК1 в области ВЧ и НЧ представлены на рис. 15.

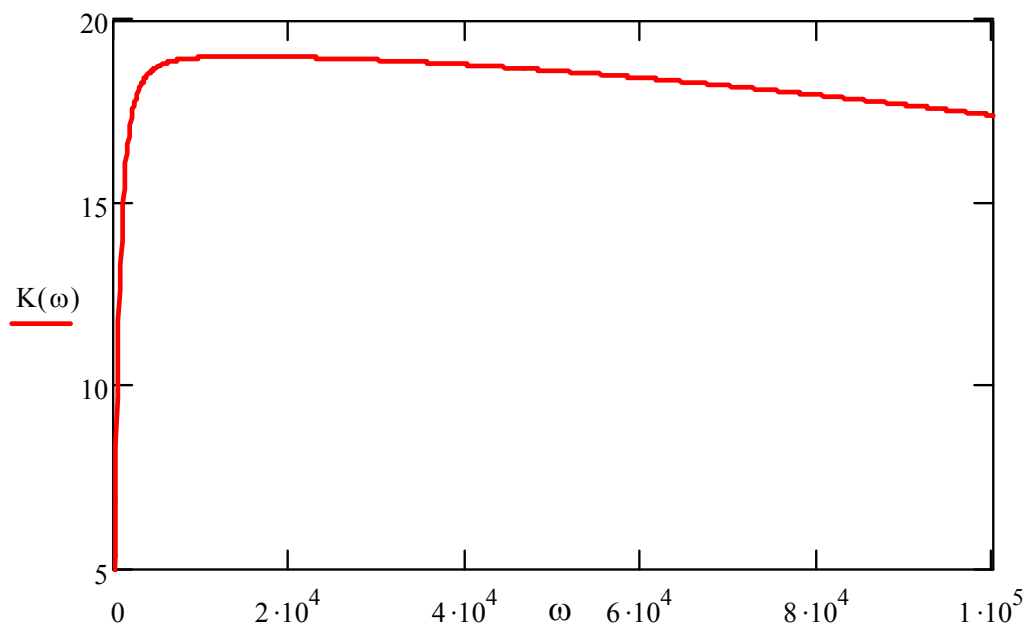


Рис. 15 а. График АЧХ на НЧ и ВЧ УК1

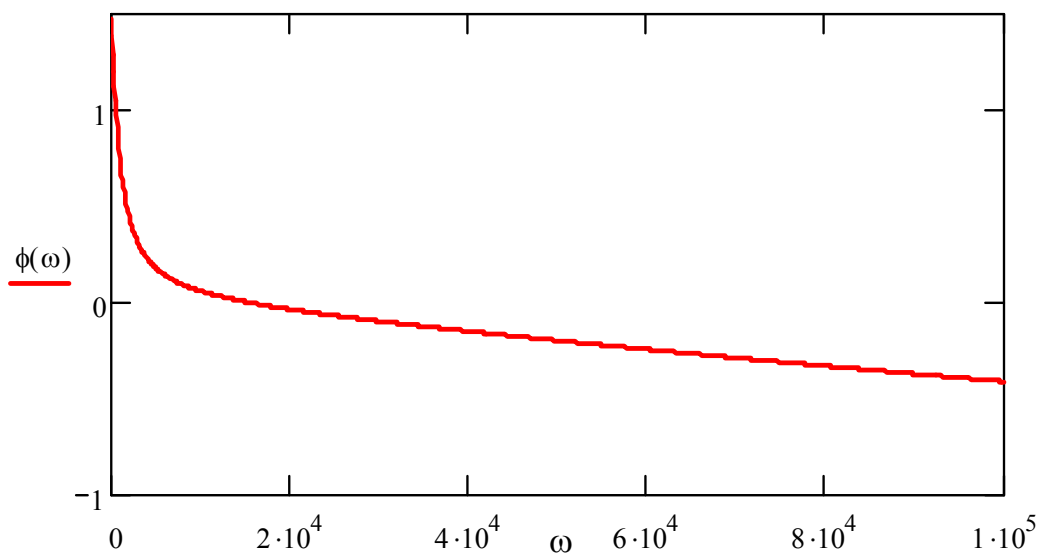


Рис. 15 б. График ФЧХ на НЧ и ВЧ УК1

Заключение

В методических указаниях рассмотрен принцип работы многокаскадного усилителя на БПТ с расчетом каждого каскада и построением выходных и входных характеристик для каждого транзистора всех каскадов усилителя. Определены амплитудно-частотные характеристики каждого каскада. В связи с отсутствием в схеме усилителя частотно-зависимых элементов цепи обратной связи, можно вводить глубокую отрицательную обратную связь, что способствует значительному улучшению характеристик усилителя.

Библиографический список

1. Горбоконенко, А. Д. Проектирование аналоговых электронных устройств: учебное пособие / А. Д. Горбоконенко. – Ульяновск : УлГТУ, 1995. – 136 с.
2. Павлов, В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств / В. Н. Павлов : учеб. пособие для студ. высш. учеб. Заведений. – М. : Издательский центр «Академия», 2008. – 288 с.
3. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: справочник / под ред. Б. Л. Перельмана. – М. : Радио и связь, 1981. – 98 с.
4. Бойко, В. И. Схемотехника электронных систем / В. И. Бойко, А. Н. Гуржий, В. Я. Жуйков, А. А. Зори, В. М. Спивак. – СПб. : БХВ – Петербург, 2004 – 496 с.
5. <http://otherreferats.allbest.ru/radio/d00142956.html>

Учебное издание

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Методические указания

Составители: ЗАХАРОВ Николай Григорьевич
ТЕТЕРКО Вадим Вадимович

Редактор М. В. Теленкова

Подписано в печать 16.05.2012. Формат 60× 84/16. Усл. печ. 279.
Тираж 50 экз. Заказ 567.

Ульяновский государственный технический университет
432027, Ульяновск. Северный Венец, 32.
Типография УлГТУ 432027, Ульяновск. Северный Венец, 32.