

Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«Северо-Западный государственный заочный технический университет»

Кафедра радиотехники

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Учебно-методический комплекс

Институт радиоэлектроники

Специальность
210302.65 – радиотехника

Направление подготовки бакалавра
210300.62 – радиотехника

Санкт-Петербург
Издательство СЗТУ
2009

Утверждено редакционно-издательским советом университета

УДК 621.375/07

Схемотехника аналоговых электронных устройств: учебно-методический комплекс/сост. Л.В. Бессчётнова. – Изд-во СЗТУ 2009. – 240 с.

Учебно-методический комплекс разработан в соответствии с государственным образовательным стандартом высшего профессионального образования.

В дисциплине рассматриваются основы теории расчёта аналоговых электронных устройств, излагаются основы применения обратной связи и базовые сведения, позволяющие технически грамотно осуществить синтез и расчёт принципиальных схем аналоговых трактов типовой радиоэлектронной аппаратуры.

Рассмотрено на заседании кафедры радиотехники 2 марта 2009 г., одобрено методической комиссией института радиоэлектроники 26 марта 2009 г.

Рецензенты: кафедра радиотехники СЗТУ (зав. кафедрой Г.И. Худяков, д-р техн. наук, профессор), А.В. Кривошейкин, д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой технической электроники Санкт-Петербургского университета кино и телевидения.

Составитель: Л.В. Бессчётнова, канд. техн. наук, доц.

1. Информация о дисциплине

1.1. Предисловие

Дисциплина «Схемотехника аналоговых электронных устройств» изучается студентами специальности 210302.65 всех форм обучения в двух семестрах. Дисциплина включает в себя разделы: показатели и характеристики аналоговых электронных устройств; обратная связь и её влияние на показатели и характеристики аналоговых электронных устройств; транзисторный усилительный каскад; обеспечение и стабилизация режима работы транзисторов по постоянному току; каскады предварительного усиления; оконечные усилительные каскады; операционные усилители; устройства регулирования усиления, перемножения и деления сигналов; усилители высокой чувствительности; активные RC-фильтры.

Целью изучения дисциплины является вооружить студентов знаниями, позволяющими технически грамотно осуществлять синтез принципиальных схем аналоговых трактов типовой радиоэлектронной аппаратуры, обоснованный выбор структуры и компонентов этих схем.

Задача изучения дисциплины состоит в усвоении студентом принципов построения и работы типовых схемных конфигураций, используемых при создании аналоговых трактов усиления.

В результате изучения дисциплины студент должен овладеть знаниями по дисциплине, формируемыми на нескольких уровнях:

Иметь представление:

- о способах проектирования и разработки аналоговых устройств с заданными параметрами;
- об области применения и перспективах развития теории и практики усиления аналоговых сигналов.

Знать:

- основные технические показатели аналоговых устройств;
- режимы работы усилительных элементов;
- свойства усилителей с обратной связью;
- схемы включения транзисторов и их обобщение;
- многокаскадные и широкополосные усилители;
- функциональные устройства на операционных усилителях;
- усилители высокой чувствительности.

Уметь:

- рассчитать и грамотно спроектировать в соответствии с техническим заданием любой аналоговый тракт радиоэлектронной аппаратуры.

Получить навыки:

- оценки оптимального выбора схемотехнического решения многокаскадного усилительного устройства с отрицательной обратной связью.

Место дисциплины в учебном процессе:

«Схемотехника аналоговых электронных устройств» основывается на знаниях, полученных в результате изучения дисциплин: «Математика», «Ин-

форматика», «Физика», «Основы теории цепей», «Радиотехнические цепи и сигналы».

Приобретённые знания студентами будут непосредственно использованы при изучении дисциплин «Радиоавтоматика», «Основы компьютерного проектирования и моделирования радиоэлектронных устройств», «Электропреобразовательные устройства РЭС», «Устройства приёма и обработки сигналов», а также в курсовом и дипломном проектировании.

1.2. Содержание дисциплины и виды учебной работы

1.2.1. Содержание дисциплины (по ГОС ВПО)

Параметры и характеристики аналоговых электронных устройств (АЭУ); принципы построения и функционирования типовых усилительных звеньев, использование обратных связей; базовые схемные конфигурации аналоговых интегральных схем; операционные усилители, устройства линейного и нелинейного функционального преобразования сигналов (сравнение, суммирование, перемножение, интегрирование, дифференцирование, логарифмирование, частотная фильтрация); работа аналогового тракта при сигналах повышенной интенсивности; нелинейные свойства АЭУ; особенности построения высокочувствительных устройств широкополосного усиления.

1.2.2. Объём дисциплины и виды учебной работы

Вид учебной работы	Всего часов		
	Форма обучения		
	Очная	Очно-заочная	заочная
Общая трудоёмкость дисциплины	140		
Работа под руководством преподавателя (РпРП), (включая ДОТ)	84	84	84
В том числе аудиторные занятия:			
Лекции	54	16	12
Практические занятия (ПЗ)	10	10	4
Лабораторные работы (ЛР)	20	12	6
Количество часов работы с использованием ДОТ	–	46	62
Самостоятельная работа студента (СРС)	56	56	56
Текущий контроль успеваемости, количество, В т.ч.:	9	10	10
курсовой проект	1	1	1
контрольная работа	–	1	1
Вид промежуточной аттестации	Зачёт, экзамен		

1.2.3. Перечень видов практических занятий и контроля

- одна контрольная работа (для очно-заочной и заочной форм обучения);
- тесты по разделам;
- зачёт;
- защита курсового проекта;
- экзамен.

2. Рабочие учебные материалы

2.1. Рабочая программа (140 часов)

Введение (4 часа)

[1], с. 5-8.

Развитие усилительных устройств тесно связано с появлением и совершенствованием электронных приборов: сначала ламп, затем транзисторов и других элементов, обладающих способностью повышать уровень сигнала.

В развитии теории и техники усилительных устройств большую роль сыграли как работы отечественных (В.И. Коваленков, О.В. Лосев, П.Н. Кукусенко, Г.В. Войшвилло, Н.Л. Безладнов, А.И. Берг и др.), так и иностранных учёных (Ли де Форест, Д. Бардин и В. Браттейн, Г. Блэк, Г. Боде), благодаря которым произошёл резкий скачок качественных показателей усилителей, и стало возможным создание широкополосных усилителей, используемых в телевидении, радиолокации и осциллографии.

Раздел 1.

Показатели и характеристики аналоговых электронных устройств

(6 часов),

[2], с. 5-11.

Основные определения и классификация аналоговых электронных устройств. Принципы построения аналоговых электронных устройств. Основные энергетические показатели усилителя и количественная оценка усиления. Искажения, вносимые усилителем.

Раздел 2.

Обратная связь и её влияние на показатели и характеристики аналоговых электронных устройств (12 часов),

[2], с. 30-51.

Основные определения и классификация видов обратной связи. Эквивалентные параметры усилителя с обратной связью. Стабилизирующее действие обратной связи. Устойчивость усилителей с обратной связью.

Раздел 3.
Транзисторный усилительный каскад (12 часов),
[2], с. 52-76.

Постановка задачи и упрощающие предположения. Схемы включения транзисторов и их обобщение. Первичные параметры транзисторов и методы расчёта технических показателей каскада для включения ОБ, ОЭ, ОК. Исследование основных технических показателей каскада для схем включения ОБ, ОЭ, ОК.

Раздел 4.
Обеспечение и стабилизация режима работы транзисторов по
постоянному току (10 часов),
[1], с. 37-47; [2], с. 88-95.

Основные способы осуществления исходного режима транзистора. Дестабилизирующие факторы. Стабилизация исходного режима. Коллекторная стабилизация. Эмиттерная стабилизация.

Раздел 5.
Каскады предварительного усиления (20 часов).
[1], с. 96-130, с. 170-196.; [2], с. 96-109.

Резисторный каскад ОЭ. Выбор исходного режима. Влияние ёмкостей C_c и C_e . Резистивный каскад ОЭ с неблокированным сопротивлением в цепи эмиттера. Эмиттерный повторитель. Широкополосные каскады усиления непрерывных колебаний. Коррекция частотной характеристики в области высоких частот. Коррекция частотной характеристики каскада ОЭ в области низких частот.

Дифференциальный усилительный каскад. Основные свойства и расчёт этого каскада.

Раздел 6.
Оконечные усилительные каскады (40 часов),
[1], с. 155-164; [2], с. 110-126.

Работа транзистора при больших уровнях сигнала. Выходная динамическая характеристика. Входная динамическая характеристика. Режимы работы транзистора. Однотактный каскад оконечного усиления. Определение нелинейных искажений. Двухтактные оконечные каскады. Двухтактный каскад усиления в режиме А. Двухтактный каскад усиления в режиме В.

Температурная стабилизация исходного режима мощных оконечных транзисторов. Двухтактные каскады с параллельным питанием. Двухтактные каскады с последовательным питанием.

Раздел 7.

Операционные усилители (10 часов), [1], с. 197-241.

Операционные усилители и их свойства. Принципы и особенности организации обработки сигналов в схемах на ОУ. Методика приближённого анализа передаточных и других свойств схем на ОУ. Сумматоры напряжений на базе ОУ. Широкополосные усилители на базе ОУ. Компараторы сигналов.

Раздел 8.

Устройства регулировки усиления, перемножения и деления сигналов (10 часов), [1], с. 242-257.

Регуляторы усиления. Основные назначения и специфические показатели аналоговых перемножителей. Перемножители на дифференциальных каскадах с управляемым усилением. Перемножители и делители на основе управляемых сопротивлений.

Раздел 9.

Усилители высокой чувствительности (8 часов). [1], с. 258-297.

Методы представления и анализа шумовых свойств аналоговых трактов. Характеристики источников собственных шумов усилительных трактов. Методика приближённого вычисления отношения сигнал/шум.

Раздел 10.

Активные RC-фильтры (8 часов). [1], с. 298-315.

Общие сведения, аппроксимация характеристик. Звенья ФНЧ и ФВЧ первого порядка. Звенья второго порядка на усилителях с конечным коэффициентом усиления. Звенья второго порядка на усилителях с неограниченным коэффициентом усиления.

Заключение

«Схемотехника аналоговых электронных устройств» имеет большое значение при подготовке радиоинженеров, специализирующихся в области разработки и проектирования радиоаппаратуры.

2.2. Тематический план дисциплины

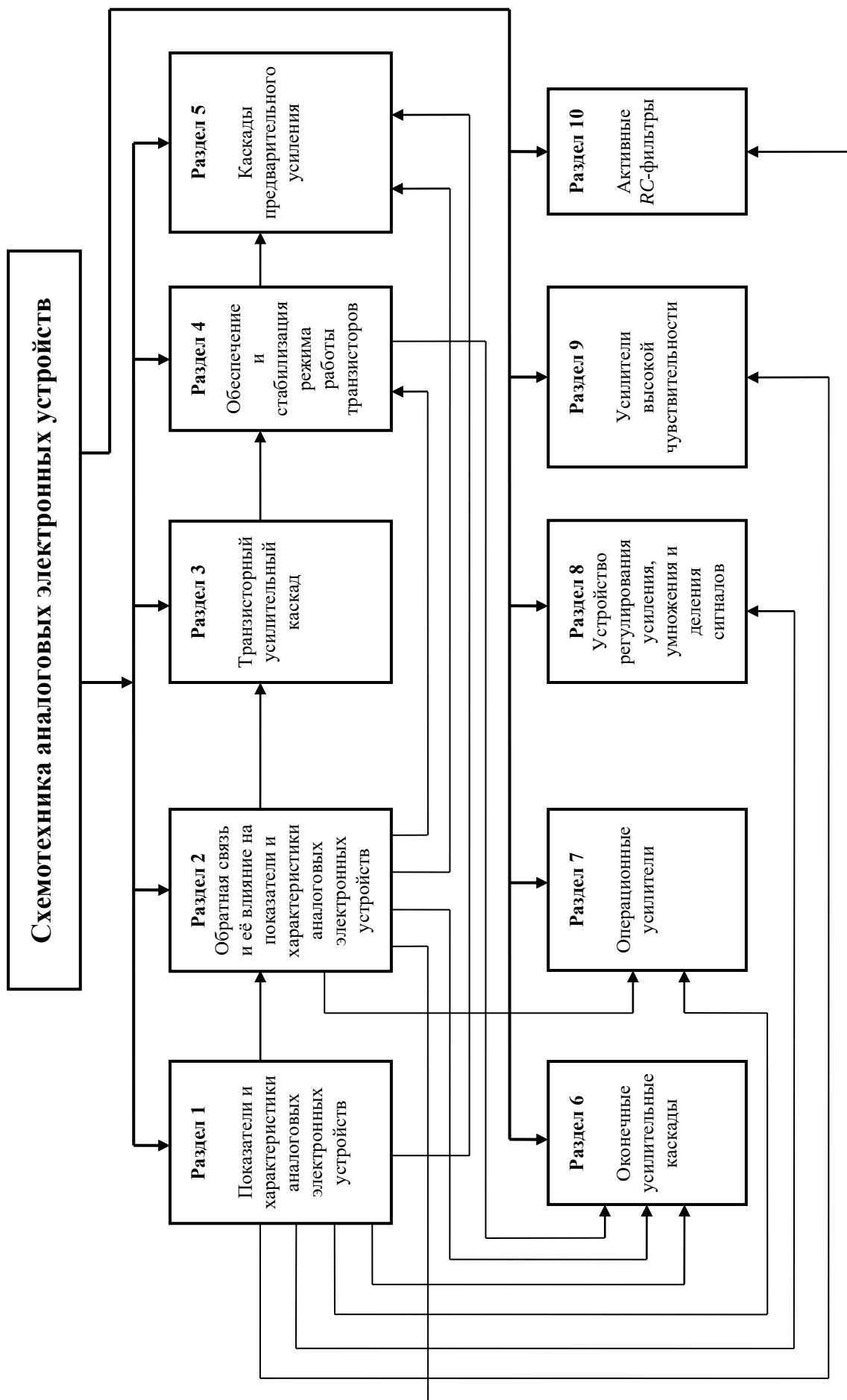
2.2.1. Тематический план дисциплины для студентов очно-заочной формы обучения

№ п/п	Наименование разделов и тем	Кол-во часов по очной форме обучения	Виды занятий (часы) и контроля											
			Лекции		ПЗ (С)		ЛР		Самостоятельная работа	Тесты	Контрольная работа	ЛР	Курсовая работа (проект)	ПЗ
			Аудит.	ДОТ	Аудит.	ДОТ	Аудит.	ДОТ						
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	Всего:	140	16	46	10	–	12	–	56		1		КП	
1.	Введение	4	2	–	–	–	–	–	2					
2.	Раздел 1. Показатели и характеристики аналоговых электронных устройств	6	2	4	–	–	–	–	–	№ 1				
3.	Раздел 2. Обратная связь и её влияние на показатели и характеристики аналоговых электронных устройств	12	2	6	–	–	2	–	2	№ 2		№ 1		
4.	Раздел 3. Транзисторный усилительный каскад	12	2	4	2	–	–	–	4	№ 3				№ 1
5.	Раздел 4. Обеспечение и стабилизация режима работы транзисторов по постоянному току	10	2	4	2	–	–	–	2	№ 4				№ 1
6.	Раздел 5. Каскады предварительного усиления	20	2	4	2	–	2	–	10	№ 5		№ 2		№ 2
7.	Раздел 6. Оконечные усилительные каскады	40	4	14	4	–	6	–	12	№ 6	№ 1	№ 4, 5		№ 3
8.	Раздел 7. Операционные усилители	10	–	4	–	–	2	–	4	№ 7		№ 3		
9.	Раздел 8. Устройства регулировки усиления, перемножения и деления сигналов	10	–	2	–	–	–	–	8	№ 8				
10.	Раздел 9. Усилители высокой чувствительности	8	–	2	–	–	–	–	6	№ 8				
11.	Раздел 10. Активные RC-фильтры. Заключение.	8	–	2	–	–	–	–	6	№ 8				

2.2.2. Тематический план дисциплины для студентов заочной формы обучения

№ п/п	Наименование разделов и тем	Кол-во часов по очной форме обучения	Виды занятий (часы) и контроля											
			Лекции		ПЗ (С)		ЛР		Самостоятельная работа	Тесты	Контрольная работа	ЛР	Курсовая работа (проект)	ПЗ
			Аудит.	ДОТ	Аудит.	ДОТ	Аудит.	ДОТ						
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	Всего:	140	12	58	4	4	6	–	56		1		КП	
1.	Введение	4	2	–	–	–	–	–	2					
2.	Раздел 1. Показатели и характеристики аналоговых электронных устройств	6		4	–	–	–	–	2	№ 1				
3.	Раздел 2. Обратная связь и её влияние на показатели и характеристики аналоговых электронных устройств	12	2	4	–	–	2	–	4	№ 2		№ 1		
4.	Раздел 3. Транзисторный усилительный каскад	12	2	6	–	–	–	–	4	№ 3				
5.	Раздел 4. Обеспечение и стабилизация режима работы транзисторов по постоянному току	10	2	6	–	–	–	–	2	№ 4				–
6.	Раздел 5. Каскады предварительного усиления	20	2	2	2	2	2	–	10	№ 5		№ 2		№ 2
7.	Раздел 6. Оконечные усилительные каскады	40	2	20	2	2	2	–	12	№ 6	№ 1	№ 5		№ 3
8.	Раздел 7. Операционные усилители	10	–	6	–	–	2	–	4	№ 7				
9.	Раздел 8. Устройства регулировки усиления, перемножения и деления сигналов	10	–	2	–	–	–	–	8	№ 8				
10.	Раздел 9. Усилители высокой чувствительности	8	–	4	–	–	–	–	4	№ 8				
11.	Раздел 10. Активные RC-фильтры. Заключение.	8	–	4	–	–	–	–	4	№ 8				

2.3. Структурно-логическая схема дисциплины «Схемотехника аналоговых электронных устройств»



2.4. Временной график изучения дисциплины при использовании информационно-коммуникационной технологии

№ п/п	Наименование раздела	Продолжительность изучения раздела (темы) [из расчёта – 4 часа в день]
1.	Введение	1 день
2.	Раздел 1. Показатели и характеристики аналоговых электронных устройств	1,5 дня
3.	Раздел 2. Обратная связь и её влияние на показатели и характеристики аналоговых электронных устройств	3 дня
4.	Раздел 3. Транзисторный усилительный каскад	3 дня
5.	Раздел 4. Обеспечение и стабилизация режима работы транзистора по постоянному току	2,5 дня
6.	Раздел 5. Каскады предварительного усиления	5 дней
7.	Раздел 6. Оконечные усилительные каскады	10 дней
8.	Раздел 7. Операционные усилители	2,5 дня
9.	Раздел 8. Устройства регулировки усиления, перемножения и деления сигналов	2,5 дня
10.	Раздел 9. Усилители высокой чувствительности	2 дня
11.	Раздел 10. Активные RC-фильтры	2 дня
	ИТОГО:	35 дней

2.5. Практический блок
2.5.1. Практические занятия
2.5.1.1 Практические занятия (очно-заочная форма обучения)

Номер и наименование раздела	Наименование тем практических занятий	Количество часов	
		Ауд.	ДОТ
Раздел 3. Транзисторный усилительный каскад	ПЗ № 1 Расчёт каскада при включении транзистора по схеме с общим эмиттером	2	–
Раздел 4. Обеспечение и стабилизация режима работы транзистора по постоянному току	ПЗ № 1 Расчёт делителя в цепи базы транзистора	2	–
Раздел 5. Каскады предварительного усиления	ПЗ № 2 Расчёт элементов н. ч. и в.ч. коррекции частотных характеристик каскада	2	–
Раздел 6. Оконечные усилительные каскады	ПЗ № 3 Расчёт транзисторов окончного каскада по выходной и входной цепям	4	–
Итого:		10	–

2.5.1.2 Практические занятия (заочная форма обучения)

Номер и наименование раздела	Наименование тем практических занятий	Количество часов	
		Ауд.	ДОТ
Раздел 3. Транзисторный усилительный каскад	ПЗ № 1 Расчёт каскада при включении транзистора по схеме с общим эмиттером	–	–
Раздел 4. Обеспечение и стабилизация режима работы транзистора по постоянному току	ПЗ № 1 Расчёт делителя в цепи базы транзистора	–	–
Раздел 5. Каскады предварительного усиления	ПЗ № 2 Расчёт элементов н. ч. и в.ч. коррекции частотных характеристик каскада	2	2
Раздел 6. Оконечные усилительные каскады	ПЗ № 3 Расчёт транзисторов окончного каскада по выходной и входной цепям	2	2
Итого:		4	4

2.5.2. Лабораторные работы

2.5.2.1 Лабораторные работы (очно-заочная форма обучения)

Номер и наименование раздела	Наименование тем лабораторных работ	Кол-во часов	
		Ауд.	ДОТ
Раздел 2. Обратная связь и её влияние на показатели и характеристики аналоговых устройств	ЛР № 1 Исследование свойств отрицательной обратной связи	2	—
Раздел 5. Каскады предварительного усиления	ЛР № 2 Исследование амплитудно-частотных характеристик резистивного каскада ОЭ	2	—
Раздел 6. Оконечные усилительные каскады	ЛР № 4 Исследование оконечного каскада при работе транзисторов в режиме «А»	4	—
	ЛР № 5 Исследование оконечного каскада при работе транзисторов в режиме «В»	2	—
Раздел 7. Операционные усилители	ЛР № 3 Исследование операционного усилителя	2	—
Итого:		12	—

2.5.2.2 Лабораторные работы (заочная форма обучения)

Номер и наименование раздела	Наименование тем лабораторных работ	Количество часов	
		Ауд.	ДОТ
Раздел 2. Обратная связь и её влияние на показатели и характеристики аналоговых устройств	ЛР № 1 Исследование свойств отрицательной обратной связи	2	—
Раздел 5. Каскады предварительного усиления	ЛР № 2 Исследование амплитудно-частотных характеристик резистивного каскада ОЭ	2	—
Раздел 6. Оконечные усилительные каскады	ЛР № 5 Исследование оконечного каскада при работе транзисторов в режиме «В»	2	—
Итого:		6	—

2.6. Балльно-рейтинговая система оценки знаний

Складывающаяся практика применения балльно-рейтинговой системы предполагает 100 балльную шкалу.

Поскольку дисциплина «Схемотехника аналоговых электронных устройств» рассчитана на два семестра, то в первом семестре студенты делают контрольную работу, выполняют два практических задания, отвечают на вопросы контрольных тестов и сдают зачёт. Для того, чтобы получить допуск к зачёту, студент должен решить шесть контрольных тестов текущего контроля, каждый из которых содержит 5 вопросов. Правильный ответ оценивается одним баллом. Итого за все шесть тестов максимальное количество баллов составляет 30. За правильно выполненные практические задания студент получает по 4 балла, то есть в сумме 8 баллов. Правильно выполненная контрольная работа оценивается двенадцатью баллами. Итого, максимальное количество баллов составит $30 + 8 + 12 = 50$. Студенты, набравшие 45 баллов, считаются сдавшими зачёт.

Во втором семестре студенты делают лабораторные работы, выполняют курсовой проект и отвечают на вопросы двух контрольных тестов (№ 7 и № 8). За три правильно выполненные лабораторные работы студент получает максимум 12 баллов, за два теста – максимум 10 баллов, за хорошо выполненный курсовой проект – 28 баллов.

Итого, максимальное количество баллов, которые может получить студент во втором семестре, составляет $12 + 10 + 28 = 50$.

Для получения допуска к экзамену необходимо набрать не менее 40 баллов.

3. Информационные ресурсы дисциплины

3.1. Библиографический список

Основной:

1. Павлов, В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. – М.: «Горячая линия – телеком», 1997 – 2003.
2. Бессчётнова, Л. В. Схемотехника аналоговых электронных устройств: письменные лекции /Л. В. Бессчётнова, Ю. И. Кузьмин, С. И. Малинин. – СПб.: Изд-во СЗТУ, 2001-2005.

Дополнительный:

3. Алексенко, А.Г. Основы микросхемотехники / А. Г. Алексенко. – 3-е изд. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. – 448 с.

3.2. Опорный конспект

Введение

Развитие усилительных устройств тесно связано с появлением и совершенствованием электронных приборов: сначала ламп, затем транзисторов и других элементов, обладающих способностью повышать уровень сигнала. Так, созданный в 1904 году Флемингом вакуумный диод оказался способным создавать усиление. В нём управление электронным потоком велось за счёт изменения эмиссии катода вследствие изменения его температуры, благодаря чему возникали колебания анодного тока, проходящего через нагрузку усилителя. Вследствие значительной инерционности процесса управления и низкого усиления этот способ потерял всякий интерес после того, как Ли де Форест предложил в 1907 г. вести управление электронным потоком с помощью сетки.

Последующие годы ознаменовались бурным расцветом усилительной техники, появились усилители на резисторах, трансформаторах и колебательных контурах. Высокая усилительная способность и практически безынерционные свойства триода позволили в 1913 г. осуществить генерацию колебаний.

В развитии теории и техники усилительных устройств велика заслуга отечественных специалистов – учёных, инженеров и техников.

В 1915 году В. И. Коваленков (впоследствии чл. кор. Академии наук СССР) осуществил первую в мире телефонную трансляцию, основанную на использовании двустороннего усилителя. Схема В. И. Коваленкова оказалась лучшей из всех предложенных в других странах, она позволила установить телефонную связь между Москвой и Ленинградом (1922 г.), впоследствии между Москвой и Кузбассом на расстоянии 4200 км (1931 г.).

В начале двадцатых годов был освоен выпуск радиоприёмной аппаратуры и усилителей с двухтактными оконечными каскадами, предназначенных для озвучивания больших помещений и открытых площадей. В тот же период наряду с развитием сети радиовещательных приёмников для более широкого охвата населения вещательными программами создавались радиотрансляционные сети, состоящие из мощных усилителей звуковой частоты и линий, доходящих до абонентских громкоговорителей. Этот способ массовой радиофикации оказался экономически наиболее целесообразным на тот исторический период. В создании мощных усилителей для станций проводного вещания большой вклад внесли Н. Л. Безладнов, Г. В. Войшвилло и Г. Дембо, Н. Н. Павлов и многие другие.

Создателем первого полупроводникового усилителя явился молодой сотрудник Нижегородской радиолaborатории О. В. Лосев, открывший в 1922 году свойства кристаллического детектора усиливать и генерировать колебания. Работы О. В. Лосева несомненно способствовали изобретению Д. Бардиным и В. Браттейном трехэлектродного полупроводникового прибора – транзистора (1948 г.), быстро вытеснившего лампу во многих направлениях усилительной техники.

Первая крупная монография «Основы радиотехнических расчётов (усилители)», принадлежащая перу академика А. И. Берга, вышла в 1925 году. Резкий скачок качественных показателей усилителей произошёл после того, как по предложению Г. Блэка нашла применение отрицательная обратная связь (ООС). Вопросам теории и расчёта усилителей с обратной связью (ОС) были посвящены работы Г. С. Цыкина, А. А. Ризкина, Г. В. Войшвилло, монография Г. Боде «Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью».

60-е годы двадцатого столетия ознаменовались созданием лауреатами Нобелевской премии академиками Н. Г. Басовым и А. М. Прохоровым квантовых усилителей, способных работать не только в радиодиапазоне (от 0,6 до 75 ГГц), но и в оптическом ($f > 300$ ГГц) диапазоне. Эти усилители успешно используются для стекловолоконной оптической связи, космической радиолокации.

За последнее время (конец XX-го и начало XXI-го века) заметно обновилась элементная база и расширилась область применения усилительных устройств. Схемотехнические решения, особенно усилителей на интегральных микросхемах, претерпели значительные изменения.

В дисциплине «Схемотехника аналоговых электронных устройств» приводятся показатели и характеристики аналоговых устройств, уделяется внимание теории обратной связи и её влиянию на показатели и характеристики устройств; рассматриваются транзисторные усилительные каскады, каскады предварительного усиления и оконечные каскады, операционные усилители, а также устройства регулирования усиления, перемножения и деления сигналов. Кроме того, в соответствии с ГОС ВПО, уделяется внимание усилителям высокой чувствительности и активным RC-фильтрам.

3.2.1. Показатели и характеристики аналоговых электронных устройств

По разделу 3.2.1 предусмотрен тест № 1 текущего контроля, состоящий из пяти вопросов.

В разделе 3.2.1 студент знакомится с назначением усилителя, принципами построения аналоговых электронных устройств, основными техническими показателями и искажениями, вносимыми усилителем.

3.2.1.1. Основные определения и классификация аналоговых электронных устройств

Аналоговые электронные устройства (АЭУ) предназначены для усиления и обработки сигналов, к которым относятся сигналы, изменяющиеся по тому же закону, что и описываемые ими физические процессы.

Усилением называется процесс управления энергией, получаемой от местного источника питания при помощи значительно меньшей управляющей энергии, поступающей от источника сигналов.

Таким образом, усиление – это процесс преобразования энергии местного источника, вызываемый действием сигнала и сопровождающийся увеличением его мощности.

Управляющая мощность называется мощностью возбуждения усилителя или входной мощностью P_1 ; управляемая мощность представляет собой мощность, потребляемую от источника питания P_0 . Часть потребляемой мощности, отдаваемая во внешнюю цепь, представляет собой выходную мощность P_2 .

Входная мощность P_1 , получаемая от источника возбуждения, например, микрофона, характеризует уровень сигнала так же, как и выходная мощность P_2 , отдаваемая нагрузке, например, громкоговорителю. Назначением усилителя, таким образом, является повышение мощности источника сигнала путём использования его энергии для управления более мощным источником, питающим усилитель.

В отличие от пассивной цепи, например, транзистора, коэффициент усиления мощности усилителя всегда превышает единицу, то есть

$$K_p = \frac{P_2}{P_1} > 1 .$$

Возможно и энергетическое рассмотрение усилителя. Усилитель рассматривается как устройство, управляющее потоком энергии от источника энергии (аккумулятор, выпрямитель) к нагрузке. Управление энергией происходит по закону, определяемому входным сигналом $S_{вх}$, в результате чего в нагрузке выделяется мощность P_2 , соответствующая сигналу $S_{вых}$. Часть мощности источника энергии $P_{п}$ составляют тепловые потери в самом усилителе. Энергетический баланс изображённой на рис.1.1 схемы, выражается равенством $P_0 = P_2 + P_{п}$. Величина $\eta = \frac{P_2}{P_0}$ представляет собой КПД усилителя, который, естественно, всегда меньше единицы.

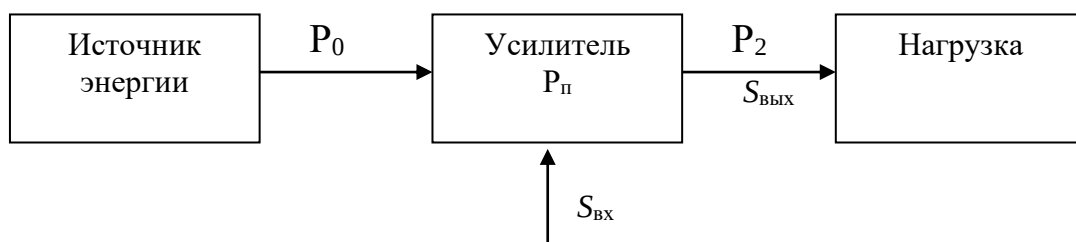


Рис.1.1. Энергетическое представление усилителя

На энергетической схеме усилитель представляется пассивным элементом цепи.

В электронном усилителе усиление по мощности обычно сопровождается усилением по напряжению и усилением по току. Однако в некоторых случаях усиление по напряжению или усиление по току может отсутствовать, в то время как усиление по мощности, являясь выражением существа работы усилителя, имеет место во всех случаях.

Различают электронные усилители низкой и высокой частоты. Под усилителями низкой частоты условно понимают усилители, предназначенные для усиления естественного (не преобразованного) спектра сигналов. Для таких усилителей отношение высшей и низшей частот рабочего диапазона f_v/f_n имеет порядок от десятков до $10^5 \dots 10^6$. Под усилителями высокой частоты понимают усилители, предназначенные для усиления спектров модулированных радиосигналов. Для таких усилителей отношение f_v/f_n обычно не превышает 1,1.

К усилителям низкой частоты относятся усилители звуковой частоты (обычно отождествляемые с усилителями низкой частоты), широкополосные усилители гармонических колебаний, импульсные усилители различного назначения, в том числе видеоусилители, усилители постоянного тока, для которых $f_n = 0$, низкочастотные избирательные усилители.

Частотный спектр усилителей звуковых частот соответствует диапазону слышимых звуковых колебаний и характеризуется пределами 30...12000 Гц.

Широкополосные усилители гармонических колебаний, применяемые в основном в измерительной аппаратуре (широкополосные генераторы, вольтметры, осциллографы и т.д.), рассчитываются на работу в полосе частот от десятков герц до нескольких единиц или десятков мегагерц.

Спектр частот, необходимый для неискажённого усиления различного рода импульсов, зависит от их формы и длительности. В частности, для видеоусилителей необходимый спектр частот имеет тот же порядок, что и для широкополосных усилителей гармонических колебаний.

Высокочастотные усилители с резонансными контурами или полосовыми фильтрами представляют собой в основном усилители высокочастотных трактов радиопередающих и радиоприёмных устройств различного назначения (усилители высокой и промежуточной частот).

Обычно усиление, получаемое от одного активного усилительного элемента (транзистора, электронной лампы), оказывается недостаточным и тогда используют более развитый усилитель, состоящий из нескольких активных усилительных элементов и элементов связи. Элементами связи могут быть сопротивления, переходные устройства, цепи питания, цепи стабилизации исходного режима работы.

Активный усилительный элемент с относящимися к нему элементами связи называется каскадом. Усилитель может состоять из нескольких каскадов, каждый из которых выполняет строго определённые функции.

На рис.1.2 представлена типовая структурная схема усилителя, состоящего из четырёх каскадов. В этом усилителе два каскада предварительного усиления (КПУ1 и КПУ2), предоконечный каскад (ПОК) и окончательный каскад (ОК), работающий на нагрузку (Н).

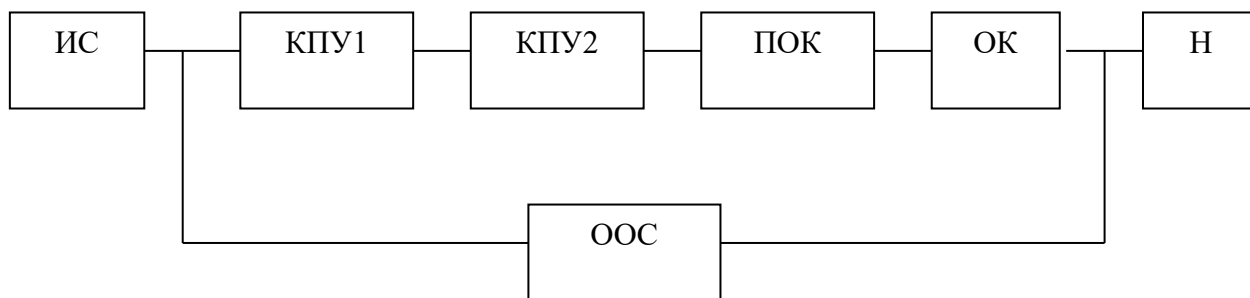


Рис.1.2. Типовая структурная схема усилителя

Все каскады охвачены петлёй общей отрицательной обратной связи (ООС). Входной сигнал поступает от источника сигналов (ИС). Основное назначение каскадов предварительного усиления – как можно большее усиление по напряжению. Эти каскады работают в режиме малого сигнала, то есть в линейном режиме. К ним также предъявляются требования обеспечения равномерной амплитудно-частотной характеристики и требуемого по техническому заданию динамического диапазона. Предоконечный каскад (ПОК) обеспечивает на своём выходе сигнал как по напряжению, так и по мощности достаточный для возбуждения транзисторов окончного каскада. Иными словами, он должен иметь значительное усиление по напряжению и по мощности. Этот каскад работает в режиме достаточно большого сигнала. Оконечный каскад (ОК) выделяет в нагрузку (Н) полезную мощность благодаря огромному усилению по мощности $K_p = n$ (10...1000).

Усилительные элементы этого каскада работают в режиме большого сигнала, то есть в нелинейном режиме, в связи с чем к окончному каскаду предъявляются требования по обеспечению требуемых по техническому заданию нелинейных искажений. Вносимые окончным и отчасти предоконечным каскадами искажения могут быть уменьшены, если усилитель охватить петлёй общей отрицательной обратной связи (ООС).

3.2.1.2. Основные энергетические показатели усилителя и количественная оценка усиления

В соответствии с приведённым определением процесса усиления, основными параметрами, характеризующими работу усилителя являются: полезная или выходная мощность, или мощность, выделяемая в нагрузку P_2 ; входная (управляющая) мощность или мощность сигнала P_1 ; мощность, потребляемая от источника питания, P_0 .

Наиболее существенное значение имеют следующие технические показатели:

коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_2}{P_1}; \quad (1.1)$$

коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_2}{P_0}. \quad (1.2)$$

Из сказанного в 1.1. ясно, что коэффициент усиления по мощности K_p всегда больше единицы, а коэффициент полезного действия η всегда меньше единицы.

При установившихся гармонических колебаниях, а также при активном характере сопротивления нагрузки и сопротивлений на входе и выходе усилителя

$$K_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\frac{1}{2}U_2 I_2}{\frac{1}{2}U_1 I_1} = K_U K_I. \quad (1.3)$$

Здесь U_2, I_2, U_1, I_1 – амплитудные значения напряжений и токов в выходной и входной цепях усилителя;

$$K_U = \frac{U_2}{U_1} \quad (1.4)$$

K_U – коэффициент усиления по напряжению;

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} \quad (1.5)$$

K_I – коэффициент усиления по току.

Коэффициент усиления усилителя, состоящего из нескольких (n) каскадов равен произведению коэффициентов усиления этих каскадов

$$K_U = \frac{U_n}{U_1} = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{U_3}{U_2} \cdot \frac{U_4}{U_3} \dots \frac{U_n}{U_{n-1}} = K_{U_1} \cdot K_{U_2} \cdot K_{U_3} \cdot \dots \cdot K_{U_n}, \quad (1.6a)$$

аналогично

$$K_I = K_{I_1} \cdot K_{I_2} \cdot K_{I_3} \cdot \dots \cdot K_{I_n}; \quad (1.6б)$$

$$K_p = K_{p_1} \cdot K_{p_2} \cdot K_{p_3} \cdot \dots \cdot K_{p_n}. \quad (1.6в)$$

Сказанное поясняется рисунком 1.3.

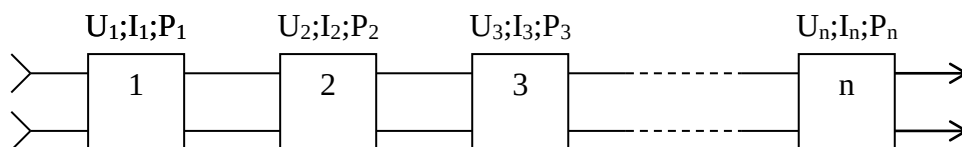


Рис.1.3. Многокаскадный усилитель

Если рассматривается установившийся режим работы усилителя, то часто, помимо абсолютной величины отношения напряжений и токов на выходе и входе усилителя, представляет интерес угол сдвига фаз между соответствующими величинами, тогда вводят понятие коэффициента передачи усилителя по напряжению или току

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{U_1 e^{j\varphi_1}} = K_U \cdot e^{j\psi}, \quad (1.7a)$$

$$\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{I_2 e^{j\varphi_2}}{I_1 e^{j\varphi_1}} = K_I \cdot e^{j\psi}, \quad (1.7b)$$

где $\dot{U}_2, \dot{U}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_1$ – комплексы амплитуд напряжения и тока, а

$\psi = \varphi_2 - \varphi_1$ – углы сдвига фаз, вносимые усилителем.

Помимо перечисленных показателей, имеется ряд других: входные и выходные сопротивления, чувствительность по входу, стабильность усиления и т.д.

Коэффициенты усиления так же, как и их изменения, принято выражать в логарифмических единицах. Причины этого следующие:

а) растянутый натуральный масштаб заменяется сжатым логарифмическим, то есть 10, 100, 1000 в случае использования десятичных логарифмов соответствуют числам 1, 2, 3.

Это удобно, поскольку коэффициенты усиления современных усилителей могут достигать больших величин ($K_U = n (10^5 \dots 10^6)$; $K_P = n^2 (10^{10} \dots 10^{12})$);

б) субъективное восприятие слухового и зрительного ощущений (громкость звука, яркость изображения) пропорционально логарифму интенсивности соответствующих раздражений (звукового давления, освещённости).

Логарифмическая шкала образуется как в системе десятичных, так и в системе натуральных логарифмов. В радиотехнике используется система десятичных логарифмов.

За единицу измерения в системе десятичных логарифмов принимается такое отношение мощностей P_2 и P_1 , для которого

$$10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 1.$$

Эта единица называется децибелом (дБ).

Если в логарифмических единицах выражается отношение напряжений или токов, то, поскольку эти отношения пропорциональны корню квадратному из соответствующего отношения мощностей, единица логарифмической шкалы измерений устанавливается из соотношений

$$20 \lg \frac{U_2}{U_1} = 1 \quad \text{или} \quad 20 \lg \frac{I_2}{I_1} = 1.$$

В ряде случаев отношения частот также выражают в логарифмических единицах. Однако в качестве логарифмической единицы принимают обычно октаву, соответствующую удвоению частоты. Таким образом, используют двоичную систему логарифмов и, следовательно, отношение f_2 и f_1 в октавах определяется как $\log_2 \frac{f_2}{f_1}$.

3.2.1.3. Искажения, вносимые усилителем

От электронных усилителей требуется неискажённое усиление сигналов. Но по ряду причин в усилителе неизбежно возникают искажения, вследствие чего форма усиленного сигнала в той или иной степени отличается от формы сигнала на входе усилителя. Практически искажения не должны превышать допустимую величину. Существует ряд причин, вызывающих искажения разных видов.

Различают линейные и нелинейные искажения. Линейными искажениями называются такие, которые вносит усилитель, работающий в режиме малого сигнала, то есть в линейном режиме. Нелинейные искажения возникают при работе усилителя в режиме большого сигнала, когда проявляются нелинейные зависимости между напряжениями и токами в его цепях.

Линейные искажения в установившемся режиме проявляются в виде частотных искажений. Линейные искажения в устанавливаемом режиме проявляются в виде переходных искажений. Для количественной оценки вносимых усилителем искажений используют **основные характеристики усилителя: частотную; переходную; динамическую**. Частотная и переходная характеристики используются для оценки линейных искажений, а динамическая – для определения нелинейных искажений.

Существенное значение в отношении неискажённого усиления имеют вносимые усилителем шумы.

Частотные искажения

Частотные искажения обусловлены частотной зависимостью коэффициента передачи усилителя, что приводит к изменению соотношений амплитуд и начальных фаз составляющих частотного спектра сигнала на выходе по сравнению с их соотношениями на входе усилителя. В результате форма усиливаемого сигнала искажается.

Причиной образования частотных искажений является наличие в схеме усилителя реактивных элементов (ёмкостей, индуктивностей), приводящее к зависимости от частоты напряжений и токов в цепях усилителя.

Частотной характеристикой усилителя называется зависимость его коэффициента передачи от частоты при постоянстве напряжения на входе, то есть $\dot{K}_U = \dot{F}(\omega)$ и $\dot{K}_I = \dot{F}(\omega)$ при $U_1 = \text{const}$.

Большой практический интерес представляют искажения напряжения, поскольку режим работы элементов нагрузки усилителя определяется обычно

напряжением, а не током. Имея это в виду, опустим индексы коэффициента передачи, указывающие на его принадлежность к напряжению.

Частотная характеристика строится в прямоугольной системе координат, по вертикальной оси в линейном масштабе откладывают K в абсолютных или логарифмических единицах, а по горизонтальной оси – частоту f в герцах или угловую частоту $\omega = 2\pi f$ в логарифмическом масштабе. Необходимость применения логарифмического масштаба по оси частот вызывается широким частотным диапазоном современных усилителей.

Типичная амплитудно-частотная характеристика усилителя приведена на рис. 1.4.

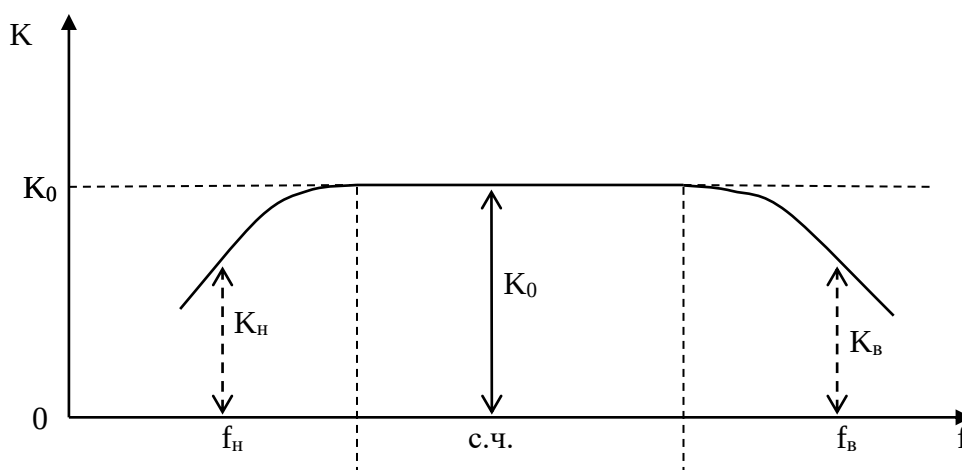


Рис.1.4. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

На рис.1.4 K_n , K_v и K_0 – значения коэффициента усиления на низшей, высшей и средней частотах диапазона (под средней частотой f_0 подразумевается частота наибольшего усиления, обычно близкая к $\sqrt{f_n f_v}$). Идеальная АЧХ усилителя, соответствующая отсутствию вносимых усилителем искажений, представляет собой прямую, параллельную оси абсцисс. При отклонении реальной характеристики от идеальной возникают частотные искажения. Как видно из рисунка 1.4, в области средних частот (с.ч.) реальная характеристика совпадает с идеальной, что и свидетельствует об отсутствии искажений в этой области.

На основании характеристики, изображённой на рис. 1.4, могут быть определены амплитудно-частотные искажения. Количественная оценка этих искажений может производиться посредством **коэффициента частотных искажений**

$$M = \frac{K_0}{K},$$

где K – коэффициент усиления на частоте (K_n или K_v), для которой определяют искажения. В частных случаях для частот f_n и f_v

$$M_{\text{н}} = \frac{K_0}{K_{\text{н}}}, \quad M_{\text{в}} = \frac{K_0}{K_{\text{в}}}.$$

Чаще для оценки частотных искажений, вносимых усилителем, пользуются **относительным** или **нормированным** усилением $y = \frac{1}{M}$.

Очевидно, что $y = \frac{K}{K_0}$, $y_{\text{н}} = \frac{K_{\text{н}}}{K_0}$, $y_{\text{в}} = \frac{K_{\text{в}}}{K_0}$.

Изменение усиления, определяемое коэффициентами M и y , может быть выражено в логарифмических единицах. Эта величина, называемая **неравномерностью усиления**, находится как

$$Y = 20 \lg y = -20 \lg M \quad (\text{дБ}). \quad (1.8)$$

Из рис. 1.4 видно, что для идеальной АЧХ на всех частотах диапазона $M = 1$, $y = 1$ или $Y = 0$.

Рассмотрим схему резистивного каскада при включении транзистора с общим эмиттером (ОЭ), рис. 1.5.

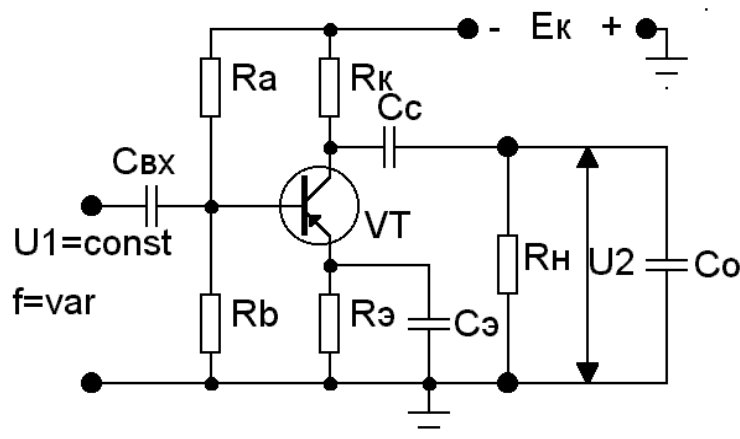


Рис. 1.5. Резистивный каскад с ОЭ

Для того, чтобы яснее представлять себе работу каскада ОЭ на разных частотах диапазона, проанализируем схемы замещения этого каскада в области средних, низших и высших частот. Эти схемы представлены на рис. 1.6.

Схема замещения в области низших частот приведена без учёта влияния цепи $C_{\text{э}}R_{\text{э}}$, так как ёмкостное сопротивление конденсатора $C_{\text{э}}$ на всех частотах, вплоть до самой низкой, во много раз больше сопротивления $R_{\text{э}}$. В то же время влиянием ёмкости $C_{\text{с}}$ пренебречь нельзя, так как по мере уменьшения частоты её ёмкостное сопротивление $X_c = \frac{1}{\omega C_c}$ увеличивается и падение напряжения на

нём также возрастает, что приводит к уменьшению напряжения на нагрузке $R_{\text{н}}$ и спаду частотной характеристики, обусловленному перераспределением

напряжений между $\frac{1}{\omega C_c}$ и R_H . На схеме замещения в области высших частот

(рис.1.6, в) отсутствует ёмкость C_c , так как в этой области частот её емкостное сопротивление ничтожно мало и им можно пренебречь, но параллельно R_H оказывается подключённой ёмкость C_0 , включающая в себя ёмкость коллекторного p - n перехода C_K и ёмкость монтажа C_M . По мере увеличения частоты её емкостное сопротивление $\frac{1}{\omega C_0}$ уменьшается и начинает шунтировать сопротивление

нагрузки, в результате общее эквивалентное сопротивление уменьшается, что и приводит к уменьшению напряжения на выходе и спаду АЧХ в области верхних частот.

В области средних частот, как это видно из схемы рис. 1.6, а, отсутствуют реактивные элементы, то есть нет частотно-зависимых сопротивлений, чем и обусловлена неизменность усиления на этих частотах.

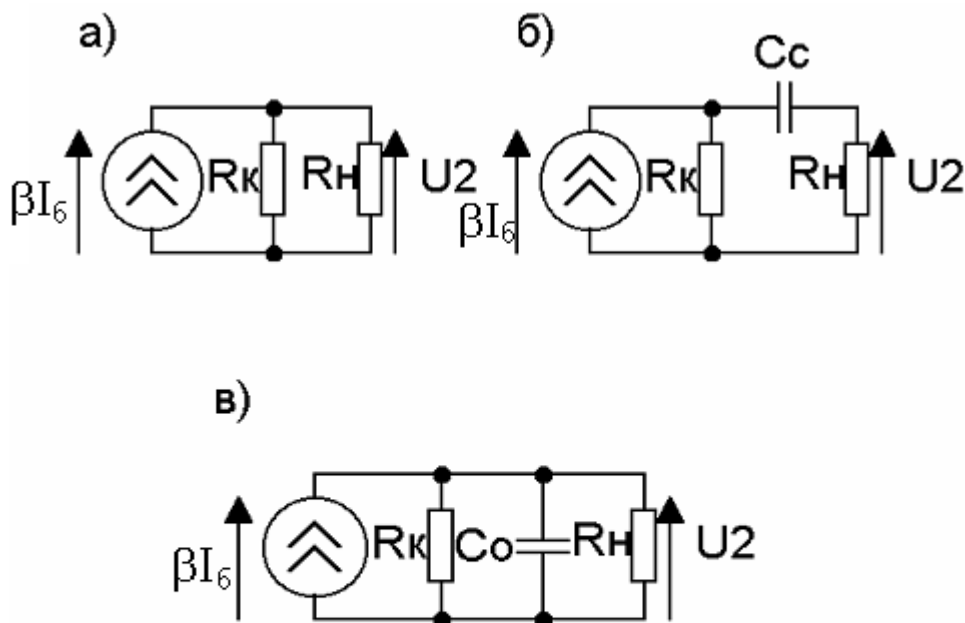


Рис. 1.6. Схемы замещения резистивного каскада ОЭ:

- а) в области средних частот;
- б) в области низших частот;

3.2.1.4. Фазочастотные искажения

На рис. 1.7 проиллюстрированы фазочастотные искажения. Входной сигнал (кривая 3) состоит из двух гармонических составляющих 1 и 2, причём вторая гармоника отстаёт от первой на $\pi/2$ (рис. 1.7, а). В процессе усиления изменилось фазовое соотношение между гармоническими составляющими, и вторая гармоника стала совпадать по фазе с первой, в результате форма кривой сигнала на выходе (рис. 1.7, б) изменилась (кривая 3).

Фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями усилителя равен алгебраической сумме фазовых сдвигов, создаваемых отдельными каскадами

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \dots$$

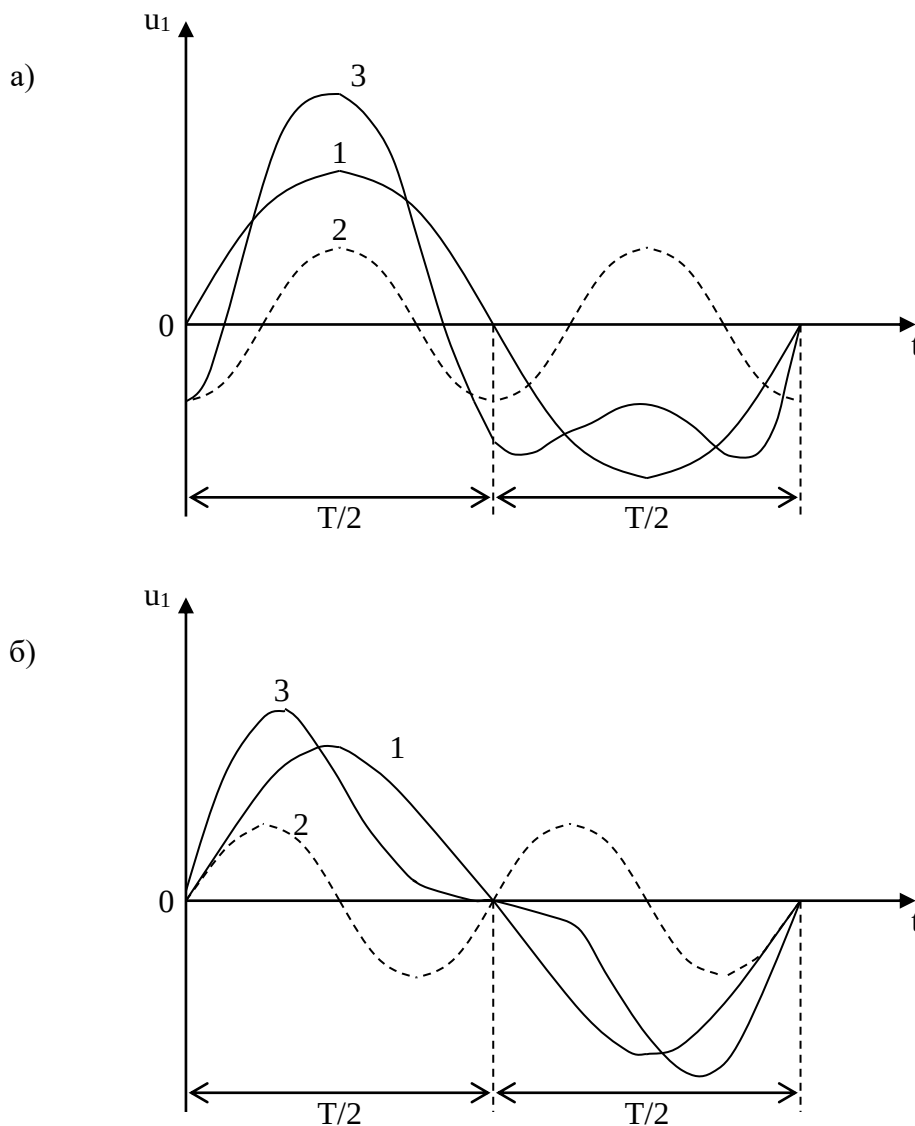


Рис.1.7. Изменение формы сигнала, обусловленное фазочастотными искажениями

Это свойство вытекает из того положения, что коэффициент передачи усилителя равен произведению коэффициентов передачи отдельных каскадов

$$\dot{K} = \dot{K}_1 \cdot \dot{K}_2 \cdot \dots = K_1 e^{j\varphi_1} \cdot K_2 e^{j\varphi_2} \cdot \dots = K e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \dots)}.$$

При постоянном значении коэффициента усиления форма кривой сигнала не искажается, если фазовый угол изменяется прямо пропорционально частоте, то есть

$$\varphi = af,$$

где a – любое постоянное число, включая нуль.

Это уравнение и является уравнением **идеальной фазовой характеристики**. Действительно, если на входе усилителя поддерживается напряжение

$$u_1(t) = U_{1m} \cdot \sin \omega t,$$

то напряжение на выходе будет изменяться по закону:

$$u_2(t) = K \cdot U_{1m} \sin(\omega t + \varphi) = u_{2m} \sin(2\pi f t + a f),$$

то есть

$$u_2(t) = U_{2m} \sin 2\pi f \left(t + \frac{a}{2\pi} \right).$$

Последнее равенство показывает, что независимо от частоты выходное напряжение опережает входное при $a > 0$ или отстаёт от него при $a < 0$ на некоторое время фазового пробега $t_\varphi = -\frac{a}{2\pi}$, при этом взаимное расположение синусоид различных частот, а, следовательно, и форма кривой не подвергается изменению.

Так как напряжение на выходе не может возникнуть раньше, чем на входе, то при существовании зависимости $\varphi = af$, всегда $a \leq 0$. Следовательно, если $K = \text{const}$, то единственной причиной линейных искажений импульсных сигналов является отступление от уравнения идеальной фазовой характеристики.

Фазовой характеристикой называют зависимость угла сдвига фазы φ между выходным и входным напряжением от частоты, то есть зависимость аргумента относительного усиления от частоты. При построении фазовой характеристики масштаб обеих осей берут обычно линейным. Положительные значения φ , откладываемые вверх по вертикальной оси, соответствуют опережению входного напряжения выходным, отрицательные, откладываемые вниз, – отставанию выходного напряжения от входного.

Так как идеальной фазовой характеристикой усилителя, соответствующей отсутствию вносимых усилителем фазовых искажений, является прямая, проходящая через начало координат под любым углом к горизонтальной оси, то и вносимые усилителем фазовые искажения оцениваются не абсолютным значением угла сдвига фазы φ , вносимого усилителем, а разностью ординат, $\Delta\varphi$ фазовой характеристики и касательной к ней, проведённой через начало координат.

Из графика рис. 1.8, а видно, что в области низких частот проходящая через начало координат касательная к фазовой характеристике совпадает с горизонтальной осью, и поэтому мерой искажений на низких частотах является **абсолютное** значение вносимого усилителем угла сдвига фазы φ_n , то есть $\Delta\varphi_n = \varphi_n$. В области верхних частот фазовые искажения $\Delta\varphi_v$ значительно меньше вносимого усилителем угла сдвига фазы φ_v (рис. 1.8, б).

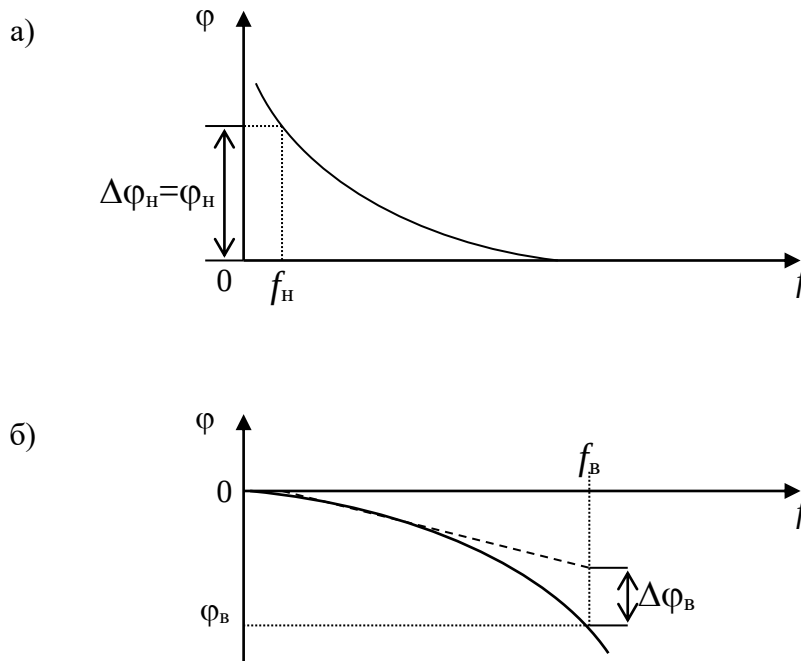


Рис.1.8. Фазочастотная характеристика в области нижних и верхних частот

Иногда бывает удобно пользоваться амплитудно-фазовой характеристикой, связывающей в одну зависимость изменения коэффициента усиления $K = \psi(f)$ и фазового сдвига $\varphi = F(f)$, происходящие при изменении f от 0 до ∞ . Амплитудно-фазовая характеристика $K = \Phi(\varphi)$ строится в полярной системе координат (рис. 1.9) посредством векторов, абсолютные значения которых равны K , а углы наклона по отношению к оси начала отсчётов (положительное направление оси абсцисс) равны φ . При этом частотная характеристика коэффициента передачи $K = K_0 e^{j\varphi}$ представляет собой геометрическое место точек концов вектора K , имеющего начало в точке 0 и определённого для различных частот ($f_1, f_2, f_0, f_3, \dots$). На рис. 1.9 f_0 – средняя частота, коэффициент усиления на которой, равен K_0 .

Как видно из рис.1.9, $\frac{K}{K_0} = \cos \varphi$, с другой стороны, из 1.4 относительное

усиление $y = \frac{K}{K_0}$, то есть

$$y = \cos \varphi. \quad (1.9)$$

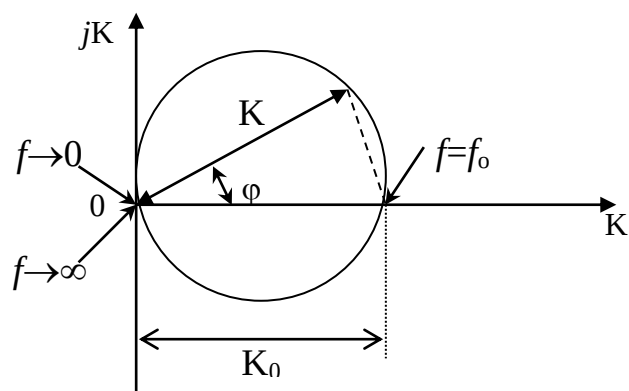


Рис. 1.9. Амплитудно-фазовая характеристика

Выражение (1.9) устанавливает связь между амплитудно- и фазочастотной характеристиками для рассматриваемого случая и показывает, что при изменении относительного усиления y от 1 до 0^*) угол изменяется в пределах от 0 до $\pm \pi/2$.

3.2.1.5. Переходные искажения

Переходные искажения характеризуют изменения формы сигнала, вносимые усилителем в переходном режиме. Они определяются как отклонения реальной переходной характеристики усилителя от идеальной. **Переходная характеристика** представляет собой зависимость мгновенных значений выходного напряжения, тока или соответствующих коэффициентов усиления от времени при подведении ко входу усилителя стандартного сигнала, называемого **единичной функцией**.

Подведение сигнала стандартной формы необходимо для того, чтобы свойства различных усилителей в переходном режиме рассматривались при одинаковых условиях, что обеспечит сопоставимость полученных результатов. Этот стандартный сигнал должен быть выбран с таким расчётом, чтобы наилучшим образом выявить искажения формы сигнала, вносимые усилителем в переходном режиме (переходные искажения). Таким сигналом и является единичная функция $1(t)$, представляющая собой мгновенный единичный перепад напряжения (или тока) на входе усилителя (рис.1.10, а).

Очевидно, что при совмещении момента перепада с началом координат для всех значений $t < 0$ $1(t) = 0$, а для всех значений $t > 0$ $1(t) = 1$.

На рис. 1.10, б изображена идеальная переходная характеристика в области малых времён. Эта характеристика имеет ту же форму мгновенного перепада, что и входной сигнал, и отличается от него только увеличенной амплитудой перепада $K_0 \cdot 1(t)$, где K_0 – установившееся значение коэффициента усиления идеального усилителя, а также сдвигом момента перепада на величину фазовой постоянной τ_ϕ в направлении запаздывания. Поскольку форма сигнала на выходе усилителя в рассмотренном идеальном случае остается неизменной, переходные искажения отсутствуют.

*) Для аperiodических каскадов усиления y не может быть больше единицы.

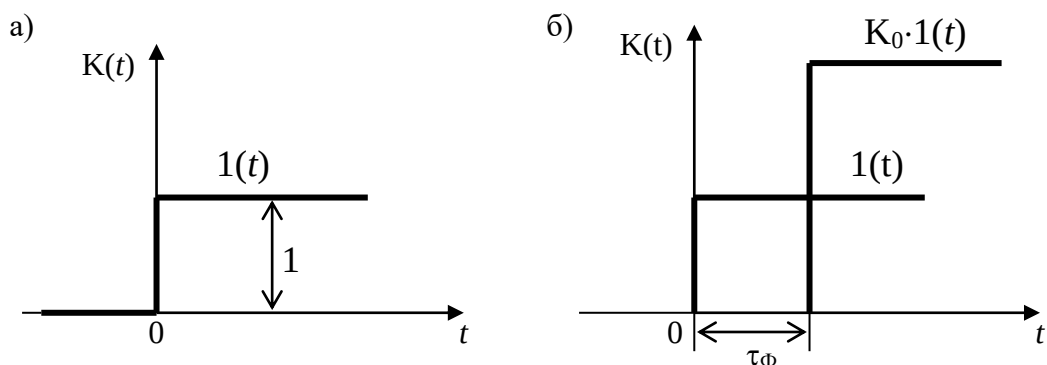


Рис. 1.10. Стандартный сигнал (а) и идеальная переходная характеристика усилителя для области малых времен (б)

Переходная характеристика реального усилителя отличается от идеальной, так как наличие в схеме усилителя реактивных элементов и соответственно внутренних запасов энергии (энергия электрического поля ёмкостей, магнитного поля индуктивностей) приводит к постепенному переходу от прежнего энергетического состояния к новому, вызываемому действием рассматриваемого стандартного сигнала. Вследствие этого происходит также постепенное изменение переходного коэффициента усиления.

Так как обычно время нарастания переднего фронта t_Φ и время образования спада T_i отличаются очень значительно, то для показа фронта и плоской вершины переходной характеристики приходится использовать два отдельных графика с масштабами времени, отличающимися на несколько порядков. В связи с этим целесообразно разбить переходную характеристику на два участка: участок малых времен или **передний фронт** переходной характеристики, и участок больших времен или её **плоскую часть** (вершину).

Реальная переходная характеристика в области малых времен может быть апериодической (рис. 1.11, кривая а) или в случае, если на переходный процесс накладываются резонансные явления, может иметь периодический (колебательный) характер (рис. 1.11, кривая б).

В обоих случаях при $t \rightarrow \infty$ переходный коэффициент усиления $K(t) \rightarrow K_0$, где K_0 – установившееся значение коэффициента усиления. Практически $K(t)$ оказывается близким к K_0 уже в конце участка малых времен.

В целях обобщения часто используют нормированную переходную характеристику, представляющую собой зависимость

$$y(t) = \frac{K(t)}{K_0} = F(x).$$

Здесь $x = \frac{t}{\tau}$ обобщённое время, причём τ является постоянной времени цепи, определяющей форму переходной характеристики.

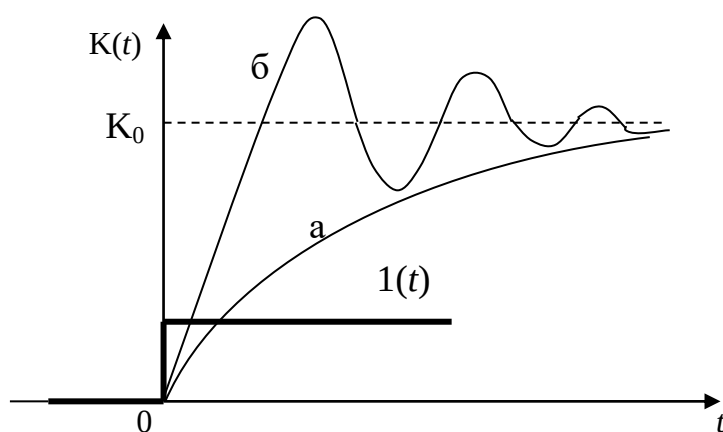


Рис. 1.11. Переходная характеристика в области малых времен

На рис. 1.12 приведены нормированные переходные характеристики для участка малых времен и для случаев апериодического (кривая а) и колебательного (кривая б) устанавливающегося процесса. Очевидно, что в обоих случаях относительная величина переходного коэффициента усиления $y(t)$ стремится к единице.

Искажения переднего фронта оцениваются **длительностью фронта** t_{Φ} (называемой также временем установления). В случае колебательного устанавливающегося процесса они характеризуются также относительными величинами выбросов $N_{в1}, N_{в2}, \dots$ и впадин $N_{вп1}, N_{вп2}, \dots$.

Поскольку полная длительность фронта (соответствующая нарастанию $y(t)$ от 0 до 1) теоретически равна бесконечности, величину t_{Φ} принято определять для изменения $y(t)$ в пределах от d до $1-d$, где d равно 0,1 или 0,05. Определение длительности фронта показано на рис. 1.12 ($t_{\Phi а}$ для апериодической переходной характеристики а и $t_{\Phi б}$ для колебательной переходной характеристики б).

Там же показаны относительные величины первого (наибольшего) выброса $N_{в1} = y_{\max} - 1$ и первой (наибольшей) впадины $N_{вп1} = 1 - y_{\min}$ для характеристики б. Величины $N_{в1}$ и $N_{вп1}$ выражают обычно в процентах.

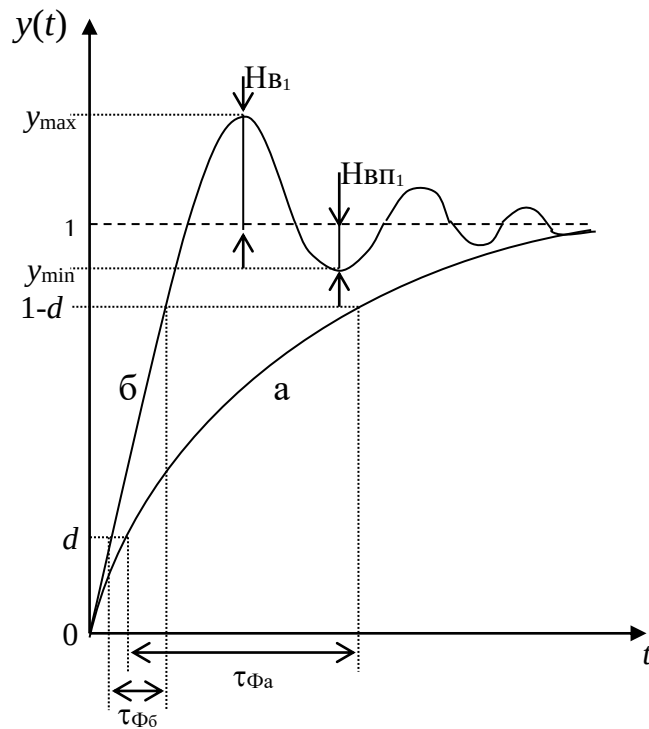


Рис. 1.12. Нормированная переходная характеристика для участка малых времен

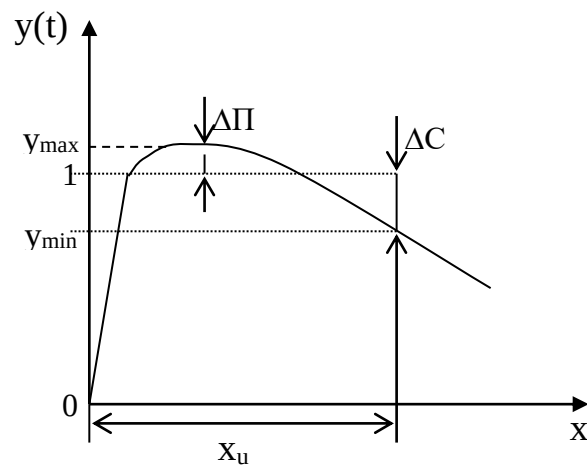


Рис. 1.13. Нормированная переходная характеристика для участка больших времён

На рис. 1.13 изображена нормированная переходная характеристика для участка больших времён (плоская часть характеристики), построенная для участка времени, имеющего порядок интересующей нас длительности импульса $T_u = X_u \cdot \tau$ и превышающего представленный на рис. 1.12 передний фронт в сотни и более раз.

Искажения плоской части характеристики измеряют относительными величинами подъёма $\Delta П = y_{\max} - 1$ и спада $\Delta С = 1 - y_{\min}$.

Здесь $y_{\max}$ и $y_{\min}$ – наибольшее и наименьшее значения $\frac{K(t)}{K_0}$ в пределах

плоской части характеристики.

Переходные искажения оказывают влияние на качество воспроизведения звуковых передач. Поэтому для высококачественных усилителей звуковых частот, помимо частотных, регламентируют также и переходные искажения. Величина t_{Φ} для этих усилителей не должна превышать 5...15 мкс. Однако наиболее существенное значение переходные искажения имеют для импульсных усилителей, в том числе для усилителей видеосигналов. Так, при слишком большой длительности фронта t_{Φ} в телевизионном изображении размываются мелкие детали, стираются резкие границы яркости, понижается также чёткость работы импульсных устройств других назначений. Обычно необходимо стремиться, чтобы $t_{\Phi} \leq (0,01 \dots 0,1) T_{u \min}$, где $T_{u \min}$ – минимальная длительность усиливаемого импульса, что по абсолютной величине может составлять десятки или даже единицы наносекунд.

При больших значениях выбросов и впадин в телевизионном изображении происходит подчёркивание мелких деталей, образуются светлые и тёмные полосы (окантовка) вдоль контуров изображения. Поэтому в видеоусилителях необходимо выдерживать $N_{v1} \leq 5\%$.

Переходные искажения так же, как и частотные, определяются при малых уровнях входного сигнала, соответствующих линейной области работы усилителя. Причиной переходных искажений в области малых времён для усилителя, изображённого на рис. 1.5, является наличие ёмкости C_0 , а в области больших времён – ёмкости C_c .

3.2.1.6. Связь между переходной и частотной характеристиками

Из сказанного выше следует, что и частотные и переходные искажения представляют собой линейные искажения, вызываемые одной и той же причиной (наличие в схеме усилителя реактивных элементов), но одни (частотные) проявляются в установившемся режиме, а другие – в устанавливающемся или переходном режиме работы усилителя.

Из теории электрических цепей известно, что связь между временной и частотной характеристиками линейной цепи устанавливается посредством интеграла Фурье и имеет в символической форме записи вид:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{F}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (1.10a)$$

или

$$\dot{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (1.10б)$$

в зависимости от того, какая из характеристик является заданной и какая – искомой. Здесь $f(t)$ – непериодическая функция времени, описывающая переходный процесс в рассматриваемой цепи, $F(\omega)$ – соответствующая спектральная функция.

Спектральная функция $F(\omega)$ непериодической функции времени $f(t)$ является, как известно, сплошной (непрерывной) и представляет собой частотную зависимость комплексной амплитуды бесконечно малого участка спектра шириной $d\omega$ около частоты ω .

Если под непериодической функцией времени $f(t)$ понимать переходную характеристику усилителя, то частотный спектр $F(\omega)$ должен соответствовать подведению ко входу усилителя единичной функции и учитывать искажающее воздействие на нее исследуемого усилителя.

Другими словами, необходимо, чтобы частотный спектр

$$\dot{F}(\omega) = \dot{F}_1(\omega) \cdot \dot{F}_2(\omega),$$

где $F_1(\omega)$ – частотный спектр единичной функции, а $F_2(\omega)$ – частотная характеристика усилителя, определяемая его коэффициентом передачи $K(\omega)$.

Известно, что
$$\dot{F}_1(\omega) = \frac{1}{j\omega}.$$

Таким образом, выражение (1.10а) может быть представлено в виде:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\dot{K}(\omega)}{j\omega} e^{j\omega t} d\omega, \quad (1.11)$$

определяющем зависимость между переходной $f(t)$ и частотной $K(\omega)$ характеристиками усилителя.

Приведённая связь между характеристиками позволяет определить поведение усилителя в переходном режиме, если известна его частотная характеристика. Может быть показано, что крутизна переднего фронта переходной характеристики возрастает (уменьшение t_{Φ}) по мере расширения полосы равномерно усиливаемых высоких частот, а протяжённость плоской части этой характеристики, ограничиваемая допустимой величиной спада ΔC , возрастает по мере расширения полосы равномерно усиливаемых низких частот диапазона. Другими словами, чем лучше частотная характеристика усилителя, тем более совершенной является его переходная характеристика.

Из сказанного следует, что анализ и расчёт усилителя могут производиться как частотным, так и временным методом. В случае применения частотного метода целью расчёта является получение требуемого усиления в заданном диапазоне частот при допустимых частотных искажениях. При использовании временного метода целью расчёта является получение требуемого усиления при допустимых переходных искажениях (длительность фронта, выбросы, подъём и спад плоской части характеристики).

В принципе оба метода равноценны. Однако очевидно, что при расчёте усилителей непрерывных колебаний (аналоговых сигналов), работа которых частично или полностью относится к установившемуся режиму, удобнее пользоваться частотным методом, в то время как при расчёте усилителей, сигналы которых представляют собой последовательность ряда кратковременных непериодических импульсов, удобнее применять временной метод. В случае необходимости всегда может быть осуществим переход от одного метода исследования к другому.

3.2.1.7. Нелинейные искажения

Особенностью нелинейных искажений является такое искажение формы сигнала, при котором в его спектре появляются **новые частотные составляющие**.

Нелинейность усилителя вызывается наличием в нем нелинейных элементов (транзисторы, лампы, трансформаторы, диоды). Нелинейный элемент содержит нелинейные параметры (входные сопротивления транзисторов, диодов, динамическая магнитная проницаемость материала сердечника трансформатора).

Нелинейные искажения оцениваются на основе **динамической характеристики**, представляющей собой зависимость между мгновенными значениями токов или напряжений на выходе и входе усилителя. Динамическая характеристика определяется для **больших пределов изменения сигналов**, приводящих к заходу в области нелинейных зависимостей между напряжениями и токами.

Различают следующие виды динамических характеристик:

1. Выходная динамическая характеристика типа $i_2 = F(u_2)$;
2. Входная динамическая характеристика типа $i_1 = F(u_1)$;
3. Проходная динамическая характеристика типа $i_2 = F(u_1)$;
4. Сквозная динамическая характеристика типа $i_2 = F(e_1)$.

Здесь i_2 и u_2 – мгновенные значения токов и напряжений на выходе, i_1 и u_1 – мгновенные значения токов и напряжений на входе, e_1 – ЭДС источника сигналов на входе усилителя.

В качестве примера рассмотрим типичную по форме проходную характеристику $i_2 = F(u_1)$, используемую часто для расчёта нелинейных искажений (рис. 1.14, а).

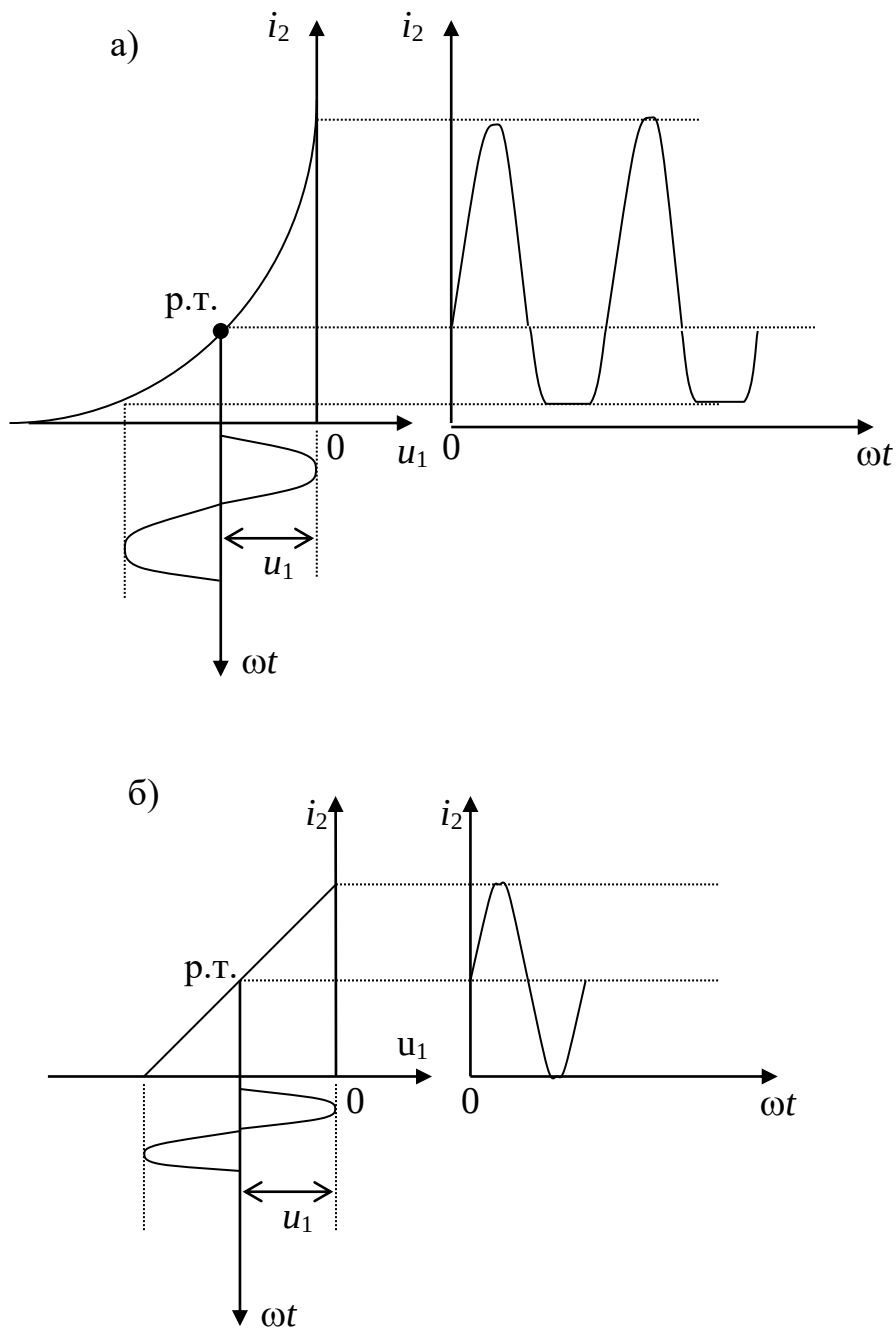


Рис. 1.14. Проходные динамические характеристики:
а) реальная, б) идеальная

Динамическая характеристика, соответствующая отсутствию вносимых усилителем искажений приведена на рис. 1.14, а.

При отклонении динамической характеристики от прямолинейной возникают нелинейные искажения. Основные нелинейные искажения вносят оконечные и предоконечные каскады, активные усилительные элементы в которых работают в режиме большого сигнала.

Методы количественной оценки нелинейных искажений

Величина нелинейных искажений может определяться:

- 1) непосредственно по форме динамической характеристики;
- 2) по спектру образующихся нелинейных искажений (гармоники, комбинационные частоты).

При оценке нелинейных искажений по первому способу, используемому в телевидении, величина искажений определяется отношением среднего изменения крутизны динамической характеристики $\frac{\operatorname{tg} \alpha_2 - \operatorname{tg} \alpha_1}{2}$, происходящего при колебаниях напряжения сигнала в пределах от $u_{1 \max}$ до $u_{1 \min}$, к исходному значению крутизны при u_{10} , равному $\operatorname{tg} \alpha_0$, что соответствует коэффициенту нелинейных искажений

$$K_{\text{н.и.}} = \frac{\operatorname{tg} \alpha_2 - \operatorname{tg} \alpha_1}{2 \operatorname{tg} \alpha_0}. \quad (1.12)$$

Сказанное поясняется рисунком 1.15.

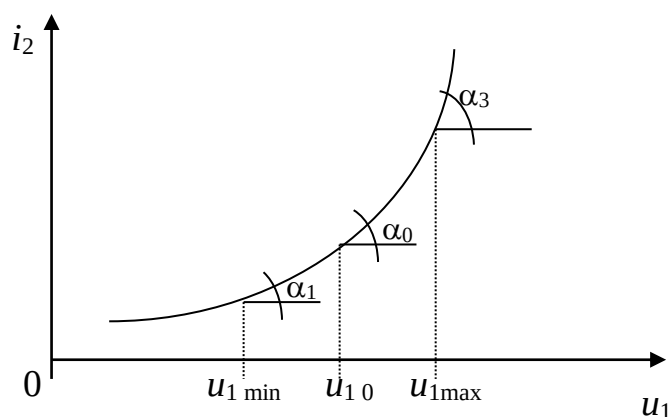


Рис. 1.15. Определение нелинейных искажений по форме динамической характеристики

При оценке нелинейных искажений по второму способу необходимо предположить, что:

- а) входной сигнал представляет собой установившееся гармоническое колебание определённой частоты;
- б) входной сигнал представляет собой установившиеся периодические колебания сложной формы.

Случаи (а) и (б) существенно отличаются как по характеру образующихся нелинейных искажений, так и в отношении методики их расчёта и измерений.

В случае (а) вследствие нелинейности усилителя, помимо колебаний с частотой сигнала ω_1 , на входе образуются колебания гармоник с частотами $\omega_2 = 2\omega_1$; $\omega_3 = 3\omega_1$ и т.д.

При этом величина нелинейных искажений определяется коэффициентом гармоник K_{Γ} , представляющим собой отношение суммарного действующего значения напряжения (или тока) гармоник к напряжению (или току) основной частоты.

Обычно коэффициент гармоник выражается в процентах таким образом:

$$K_{\Gamma_U} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \cdot 100\% \quad (1.13)$$

или

$$K_{\Gamma_I} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1} \cdot 100\%. \quad (1.14)$$

Очевидно, что значение K_{Γ} не изменяется, если вместо действующих значений напряжений или токов подставить в эти выражения их амплитудные значения. При чисто активном характере сопротивления нагрузки усилителя коэффициент гармоник, найденный из выражений (1.13) и (1.14), имеет одно и то же значение, так как напряжения и токи всех гармоник связаны между собой неизменной величиной сопротивления. При комплексном характере сопротивления нагрузки значения K_{Γ} , найденные из указанных выражений, получаются различными, и следует использовать (1.13) или (1.14) в зависимости от того, что является в рассматриваемом случае существенным – нелинейные искажения напряжения или тока.

В любом случае коэффициент гармоник может быть выражен через отношение суммарной мощности гармоник к мощности основной частоты, то есть

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots}{P_1}} \cdot 100\%. \quad (1.15)$$

Допустимая величина коэффициента гармоник для усилителей звуковой частоты в зависимости от качества соответствующего тракта воспроизведения колеблется в пределах от 0,1% до (3...5)%. Особенно жёсткие требования в отношении нелинейных искажений предъявляются к усилителям измерительной аппаратуры (K_{Γ} порядка сотых и тысячных долей процента). В телевизионных усилителях нелинейные искажения, приводящие к изменению соотношения яркостей, могут быть значительной величины ($K_{\Gamma} = 10...15\%$), не оказывая существенного влияния на качество изображения. То же относится и к импульсным усилителям, использующим к тому же в ряде случаев ограничение сигналов по максимуму.

3.2.1.8. Помехи и шумы

Помехи и шумы, образующиеся в цепях усилителя, могут значительно снижать качество его работы, так как они искажают форму сигналов и обна-

руживаются в паузах между сигналами. Искажение формы сигналов может получиться как за счёт непосредственного наложения напряжения помех и шумов на напряжение сигнала, так и путём модуляции сигнала шумом в нелинейных цепях усилителя.

Различают следующие виды помех и шумов:

- 1) тепловые шумы (во входных цепях усилителя);
- 2) шумы усилительных элементов (флуктуационные, дробовые, полупроводниковые и др.);
- 3) шумы контактного и пробойного происхождения;
- 4) помехи за счёт источников питания усилителя (фон);
- 5) помехи за счёт влияния внешних полей;
- 6) помехи от механических вибраций (микрофонный эффект).

В усилителях с относительно небольшой чувствительностью, имеющих минимальное входное напряжение сигнала порядка единиц милливольт, снижение относительной величины помех и шумов до допустимого значения не представляет труда при надлежащем качестве деталей и монтажа, фильтрации питающих напряжений, экранировании цепей и деталей, а также амортизации деталей и шасси усилителя.

Однако по мере увеличения чувствительности усилителя трудности обеспечения его необходимой помехозащищённостью растут. Это относится в особенности к тепловым и флуктуационным шумам. Причём, очевидно, что определяющими являются тепловые шумы входных цепей усилителя и шумы первого активного усилительного элемента (транзистора, лампы), то есть шумы в звеньях усилителя с наименьшими величинами сигнала. Именно эти шумы, принципиально неустранимые и допускающие снижение в относительно небольших пределах, ограничивают увеличение чувствительности усилителей.

Для количественной оценки общей величины шумов усилителя определяют его **относительный уровень шумов**

$$H_{\text{ш}} = 20 \lg \frac{U_{\text{ш}}}{U_{\text{с max}}} = 10 \lg \frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с max}}} \text{ дБ.} \quad (1.16)$$

Здесь $U_{\text{ш}}$ и $P_{\text{ш}}$ – общие величины напряжения и мощности шумов и помех, вызываемых всеми действующими и перечисленными выше причинами. $U_{\text{с max}}$ и $P_{\text{с max}}$ – максимальное напряжение и мощность сигнала. Все перечисленные величины относятся к выходу усилителя.

Для высококачественных усилителей звуковых частот относительный уровень шумов $H_{\text{ш}}$ не должен превышать (– 70) дБ. Такого же порядка должна быть величина $H_{\text{ш}}$ и для высококачественного телевизионного или измерительного усилителя.

Динамический диапазон

Динамический диапазон характеризует предел изменения напряжения и мощности в рассматриваемой цепи и измеряется как

$$D = 20 \lg \frac{U_{c \max}}{U_{c \min}} = 10 \lg \frac{P_{c \max}}{P_{c \min}} \text{ дБ.} \quad (1.17)$$

Относя максимальные и минимальные значения напряжения и мощности сигнала к их величинам, принимаемым за начальные (например, к стандартным начальным величинам $P_{\text{н}} = 1 \text{ мВт}$ и $U_{\text{н}} = 0,775 \text{ эфф.В}$), получаем, что

$$D = 20 \lg \frac{U_{c \max}}{U_{\text{н}}} - 20 \lg \frac{U_{c \min}}{U_{\text{н}}} = 10 \lg \frac{P_{c \max}}{P_{\text{н}}} - 10 \lg \frac{P_{c \min}}{P_{\text{н}}} = A_{c \max} - A_{c \min}. \quad (1.18)$$

Таким образом, динамический диапазон может быть определён как разность между максимальным $A_{c \max}$ и минимальным $A_{c \min}$ значениями уровней напряжения или мощности сигнала в рассматриваемой цепи.

Существенное значение в отношении работы усилителя имеет естественный динамический диапазон источника сигналов, то есть динамический диапазон изменений напряжения или мощности на входе усилителя. Строго говоря, к усилителю следовало бы предъявить требование неискажённой работы в пределах всего этого диапазона. Однако естественный динамический диапазон сигнала в ряде случаев весьма велик. Так, динамический диапазон сигнала при звуковой передаче, определяемый диапазоном изменения громкостей, составляет для речи до 50 дБ, а для музыки (симфонический оркестр) до 75 дБ. Динамический диапазон сигнала при телевизионной передаче, определяемый диапазоном изменения яркостей изображения, составляет примерно 60 дБ.

Неискажённое усиление в пределах динамического диапазона источника сигналов ограничивается со стороны высоких уровней передачи мощностью и нелинейными искажениями, а со стороны низких уровней – собственными шумами усилителя.

Вопросы для самопроверки

1. Что называется усилением?
2. Что является отличительной особенностью усилителя?
3. Как классифицируются усилители?
4. Что называется усилительным каскадом?
5. В чём состоит основное отличие каскадов предварительного усиления от окончного каскада?
6. Каковы основные энергетические показатели усилителя?
7. Как классифицируются искажения, вносимые усилителем?
8. Что такое частотные искажения и как количественно они оцениваются?
9. Что такое фазовые искажения?
10. Что называется переходной характеристикой усилителя?
11. Что называется динамической характеристикой усилителя?
12. Чем принципиально отличаются нелинейные искажения от линейных?
13. Как количественно оцениваются нелинейные искажения?
14. Что такое динамический диапазон?

3.2.2. Обратная связь и её влияние на показатели и характеристики аналоговых электронных устройств

По разделу 3.2.2. предусмотрен тест № 2 текущего контроля, состоящий из пяти вопросов и лабораторная работа № 1.

Этот раздел имеет очень важное значение, так как на нём базируется фактически вся теория транзисторов и транзисторных аналоговых электронных устройств.

Теория обратной связи, подробно рассмотренная в этом разделе, в дальнейшем используется в дисциплинах «Электропреобразовательные устройства», «Устройства генерирования и формирования сигналов», «Радиоавтоматика».

3.2.2.1. Основные определения и классификация видов обратной связи

Обратная связь образуется при таком построении схемы усилителя, когда часть энергии из какого-либо каскада подаётся в цепь одного из предшествующих каскадов, то есть в точку, расположенную ближе ко входу усилителя.

Цепь, по которой осуществляется указанная обратная передача энергии, называется цепью **обратной связи**. Замкнутая цепь, состоящая из охваченного обратной связью усилителя (или его части) K и цепи обратной связи b (рис.2.1), называется **петлёй обратной связи**. K и b – коэффициенты передачи усилителя и цепи обратной связи. Произведение Kb называется **петлевым усилением** или **петлевым коэффициентом передачи**. Петлевое усиление определяет характер и степень действия обратной связи на технические показатели усилителя.

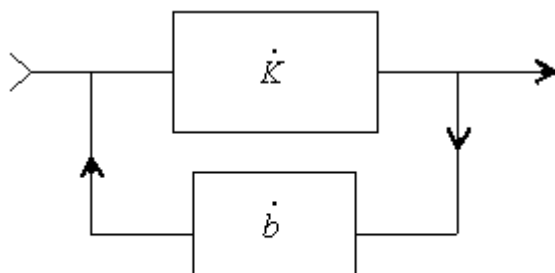


Рис. 2.1. Петля обратной связи Kb

Обычно цепь b представляет собой пассивную линейную цепь, т.к. она не содержит каскадов усиления. Цепь K при коэффициенте гармоник $K_r < 5\%$ может также считаться линейной.

Обратные связи классифицируются по следующим признакам:

1. Фаза действия обратной связи;
2. Частотный диапазон действия обратной связи
3. Структуры схем обратной связи.

По фазе действия различают:

- а) положительную обратную связь (ПОС);

- б) отрицательную обратную связь (ООС);
- в) комбинированную обратную связь (КОС).

В случае положительной обратной связи фаза действия сигнала обратной связи (напряжения или тока) такова, что обратная связь увеличивает коэффициент усиления усилителя. В случае отрицательной обратной связи коэффициент усиления уменьшается. Комбинированная обратная связь представляет собой совокупность положительной и отрицательной обратных связей, петли которых имеют общие элементы. При использовании комбинированной обратной связи коэффициент усиления также уменьшается, т.к. в этом случае преобладающее действие должна оказывать отрицательная обратная связь.

Наибольшее применение в усилителях находит отрицательная обратная связь, стабилизирующая работу усилителя и снижающая вносимые им искажения.

Положительная обратная связь (только ПОС) в апериодических усилителях почти не применяется в основном из-за склонности схем с положительной обратной связью к самовозбуждению.

Комбинированная обратная связь применяется для компенсации выходных сопротивлений и искажений в усилителях. Совместное применение положительной и отрицательной обратных связей позволяет использовать преимущества этих видов связи и обеспечить устойчивость работы усилителя, т.к. соблюдается условие $Kb_{ООС} > Kb_{ПОС}$.

В отношении частотного диапазона действия обратной связи различают:

а) обратную связь по переменному току как частотно-независимую $b = \text{const}$ так и частотно-зависимую ($b = F(\omega)$);

б) обратную связь по постоянному току;

в) обратную связь по переменному и постоянному токам одновременно.

Частотно-зависимая отрицательная обратная связь применяется в усилителях, например, для коррекции частотных и переходных характеристик.

Отрицательная обратная связь по постоянному току используется для стабилизации исходного режима транзисторов усилительных каскадов, а также для стабилизации и линеаризации коэффициента усиления в усилителях медленно изменяющихся сигналов (усилители постоянного тока УПТ).

Отрицательная обратная связь по переменному и постоянному токам выполняет одновременно перечисленные функции.

В отношении структуры схемы обратной связи (ОС) различают по способу получения сигнала обратной связи:

а) обратную связь по напряжению;

б) обратную связь по току;

в) смешанную по выходу обратную связь.

По способу подачи обратной связи на вход различают:

а) обратную связь последовательного типа;

б) обратную связь параллельного типа;

в) смешанную по входу обратную связь.

По количеству петель обратной связи различают однопетлевую схему ОС и многопетлевые схемы обратной связи.

В случае **обратной связи по напряжению** (рис.2.2, а) выход цепи K , сопротивление нагрузки Z_2 и вход цепи b включены параллельно. При этом напряжение обратной связи U_{oc} является функцией выходного напряжения U_2 . Если цепь b линейна, напряжение U_{oc} пропорционально $\dot{U}_2$.

В случае **обратной связи по току** (рис. 2.2, б) выход цепи K , сопротивление нагрузки Z_2 и вход цепи b включены последовательно. При этом напряжение U_{oc} является функцией выходного тока I_2 . При линейности цепи b оно пропорционально I_2 .

В случае **смешанной по выходу обратной связи** (рис.2.3) напряжение U_{oc} является как функцией выходного напряжения U_2 , так и функцией выходного тока I_2 .

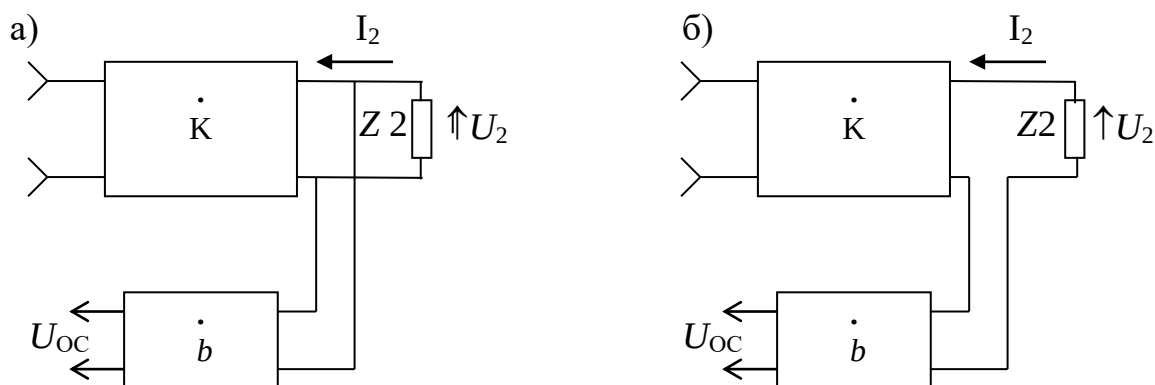


Рис. 2.2. Обратная связь по напряжению (а), обратная связь по току (б).

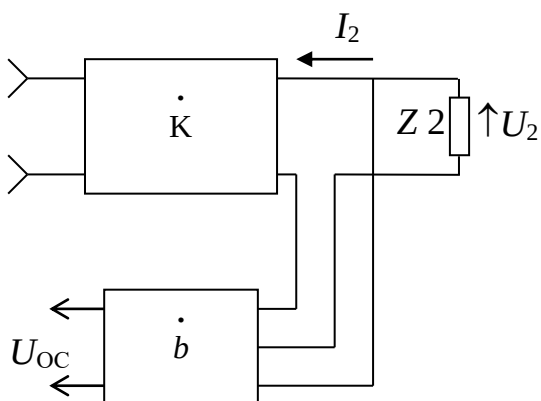


Рис. 2.3. Смешанная по выходу ОС

В случае **последовательной обратной связи** (рис.2.4, а) вход цепи K , внутреннее сопротивление источника сигналов Z_1 и выход цепи b соединены последовательно. При этом входное напряжение $U_{вх}$ усилителя K получается в результате сложения напряжения источника сигнала U_1 и напряжения обратной связи U_{oc} .

В случае **параллельной обратной связи** (рис.2.4, б) вход цепи K , внутреннее сопротивление источника сигналов Z_1 и выход цепи b соединены параллельно. При этом входное напряжение $U_{вх}$ усилителя K получается в результате сложения токов I_1 и $I_{ос}$ во входной цепи усилителя K .

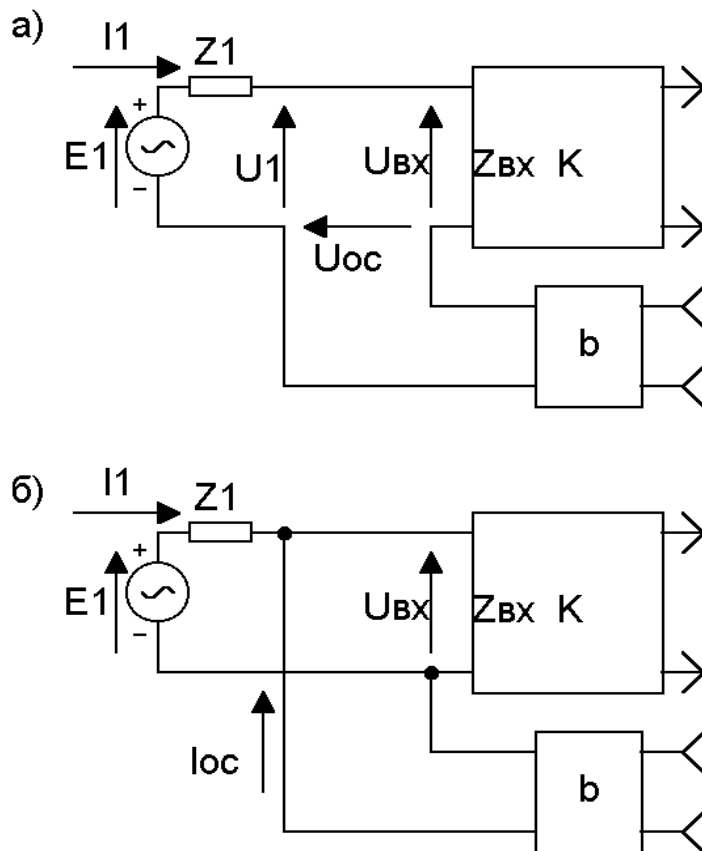


Рис. 2.4. Последовательная обратная связь (а);
параллельная обратная связь (б).

В случае **смешанной по входу обратной связи** (рис.2.5) напряжение обратной связи вводится последовательно-параллельно и получается частично в результате сложения напряжений U_1 и $U_{ос}$, а частично в результате сложения токов I_1 и $I_{ос}$.

На рис. 2.6 в качестве примера приведена структурная схема **многопетлевой** обратной связи. Здесь петля $K_1 \cdot K_2 b$ является петлёй общей обратной связи, а петли $K_1 b_1$ и $K_2 b_2$ – петлями местных обратных связей.

В данном случае все обратные связи могут быть отрицательными или некоторые из них отрицательными, а другие положительными. В последнем случае имеет место комбинированная обратная связь. Необходимо только подчеркнуть, что общая обратная связь в усилителе всегда должна быть отрицательной.

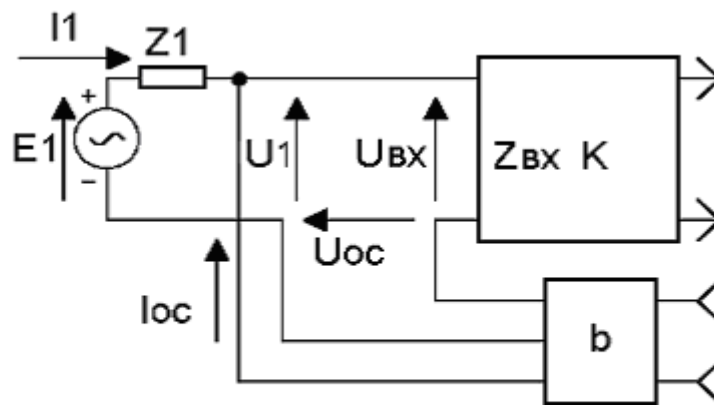


Рис.2.5. Смешанная по входу обратная связь

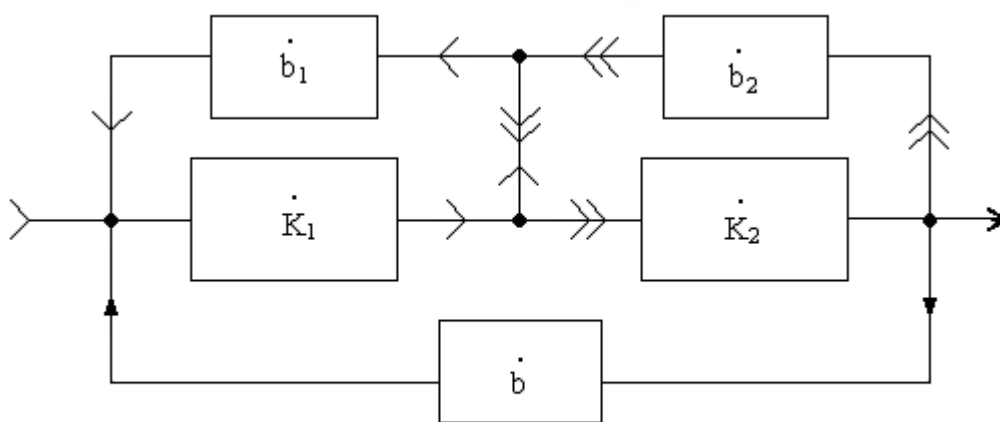


Рис. 2.6. Многопетлевая обратная связь

3.2.2.2. Эквивалентные параметры усилителя с обратной связью

Обратная связь по напряжению последовательного типа

На рис 2.7 приведена структурная схема обратной связи по напряжению последовательного типа. Как видно из рисунка 2.7, цепь b представлена делителем $Z_B Z_A$.

Выходное сопротивление любого реального источника ЭДС и, в частности, усилителя может быть обнаружено только при протекании тока через источник. Поэтому коэффициент передачи K' и выходное сопротивление $Z'_{\text{вых}}$ усилителя, охваченного обратной связью, удобно определить из зависимости выходного тока I_2 от входного напряжения усилителя $U_{\text{вх}}$.

Изобразим схемы замещения выходной цепи усилителя, не охваченного обратной связью по напряжению (рис.2.8, а) и охваченного обратной связью по напряжению (рис. 2.8, б). На схеме рис.2.8, б K'_{xx} и $Z'_{\text{вых}}$ – эквивалентные параметры выходной цепи при наличии обратной связи. Для нахождения этих эквивалентных параметров нужно перейти от напряжения $U_{\text{вх}}$ к напряжению U_1 , т.к. изменение коэффициента усиления за счёт обратной связи можно обнаружить только по отношению к напряжению U_1 .

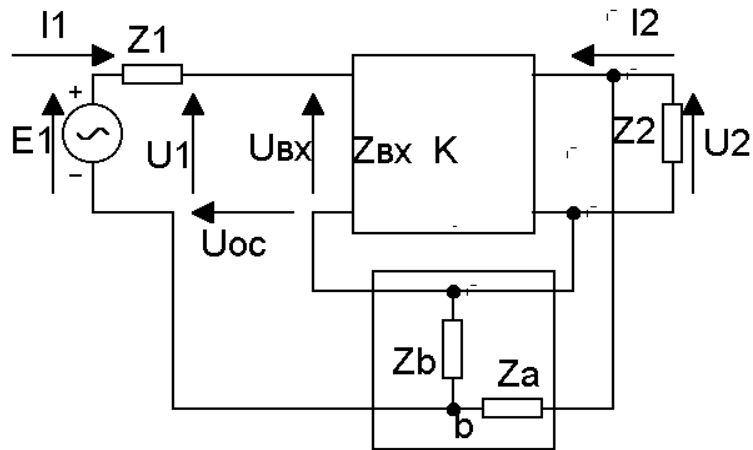
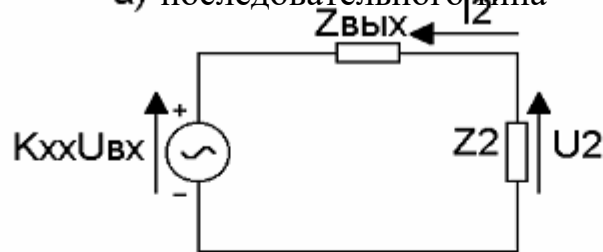


Рис. 2.7. Обратная связь по напряжению
а) последовательного типа



б)

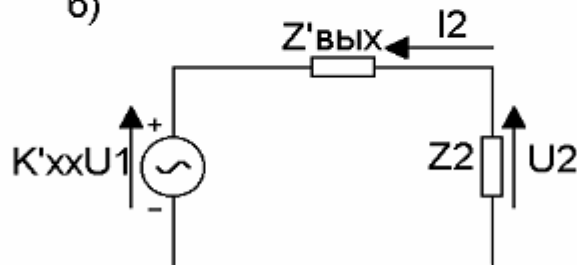


Рис. 2.8. Схемы замещения выходной цепи по отношению к напряжению $U_{\text{вх}}$ (а); по отношению к U_1 (б)

Выходной ток усилителя равен ЭДС эквивалентного генератора, делённой на полное сопротивление цепи

$$\dot{I}_2 = \frac{K_{\text{xx}} \cdot \dot{U}_{\text{вх}}}{Z_{\text{вых}} + Z_2}. \quad (2.1)$$

При наличии ОС входное напряжение $U_{\text{вх}}$ прямой цепи усилителя

$$\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_1 + \dot{U}_{\text{ос}} = \dot{U}_1 + b\dot{U}_2, \quad (2.2)$$

где коэффициент обратной связи b представляет собой

$$\dot{b} = \frac{\dot{U}_{\text{OC}}}{\dot{U}_2} \quad \text{или} \quad \dot{b} = \frac{Z_B}{Z_B + Z_A}. \quad (2.3)$$

Используя (2.2) и имея в виду, что $U_2 = I_2 Z_2$, находим

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{K}_{\text{xx}} \cdot \dot{U}_{\text{BX}}}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_2} = \frac{\dot{K}_{\text{xx}} (\dot{U}_1 + \dot{U}_{\text{OC}})}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_2} = \frac{\dot{K}_{\text{xx}} (\dot{U}_1 + \dot{b} \dot{U}_2)}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_2} = \frac{\dot{K}_{\text{xx}} (\dot{U}_1 + \dot{b} \dot{I}_2 Z_2)}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_2} \quad (2.4)$$

В выражении (2.4) U_2 рассматривается как выходное напряжение, то есть как напряжение на выходе при максимально возможном сопротивлении нагрузки, то есть при $Z_2 = \infty$. Решив уравнение (2.4) относительно I_2 , получим

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{K}_{\text{xx}} \cdot \dot{U}_1}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_2 (1 - \dot{K}_{\text{xx}} \dot{b})}. \quad (2.4a)$$

Z_2 является сопротивлением нагрузки усилителя и не может зависеть от его параметров. Следовательно, член знаменателя, изображающий сопротивление нагрузки, не должен содержать множитель $(1 - K_{\text{xx}} b)$, поэтому, поделив числитель и знаменатель на $1 - K_{\text{xx}} b$, получим

$$\dot{I}_2 = \frac{\frac{\dot{K}_{\text{xx}}}{1 - \dot{K}_{\text{xx}} \dot{b}} \cdot \dot{U}_1}{\frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{1 - \dot{K}_{\text{xx}} \dot{b}} + Z_2}. \quad (2.5)$$

Как видим, структура этого выражения (2.5) аналогична структуре выражения (2.1) и соответствует схеме замещения рис. 2.8, б. Следовательно,

$$\frac{\dot{K}_{\text{xx}}}{1 - \dot{K}_{\text{xx}} \dot{b}} = \dot{K}'_{\text{xx}}, \quad (2.6)$$

$$\frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{1 - \dot{K}_{\text{xx}} \dot{b}} = Z'_{\text{ВЫХ}}. \quad (2.7)$$

Таким образом, выходное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью по напряжению, определяется выражением (2.7), а его коэффициент передачи в режиме холостого хода, то есть когда $Z_2 = \infty$, — выражением (2.6).

Коэффициент передачи $\dot{K}'_{\text{xx}}$ можно также называть коэффициентом передачи ненагруженного усилителя в том смысле, что при $Z_2 = \infty$, выходной ток $\dot{I}_2 = 0$.

Если усилитель с обратной связью нагружен сопротивлением $Z_2 < \infty$, то выходное напряжение усилителя меньше эквивалентной ЭДС $\dot{K}'_{xx} U_1$ на величину падения напряжения на выходном сопротивлении $\dot{I}_2 Z_{\text{вых}}$. Поэтому усиление нагруженного усилителя меньше усиления при $Z_2 = \infty$, то есть

$$\dot{K}' = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{K}'_{xx} \cdot Z_2}{Z'_{\text{вых}} + Z_2} = \frac{\dot{K}_{xx}}{1 - \dot{K}_{xx} \dot{b}} \cdot \frac{Z_2}{\frac{Z_{\text{вых}}}{1 - \dot{K}_{xx} \dot{b}} + Z_2} = \frac{\dot{K}_{xx} Z_2}{Z_{\text{вых}} + Z_2 (1 - \dot{K}_{xx} \dot{b})}. \quad (2.8)$$

Но, как видно их схемы рис.2.8, а,

$$\dot{K}_{xx} = \dot{K} \frac{Z_{\text{вых}} + Z_2}{Z_2}. \quad (2.9)$$

Тогда после преобразований получим

$$\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K} \dot{b}} \quad (2.10)$$

Стоящая в знаменателе выражения (2.10) величина $1 - \dot{K} \dot{b}$ называется возвратной разностью и характеризует изменение коэффициента усиления $\dot{K}$ за счет влияния обратной связи, как по абсолютному значению, так и в отношении угла сдвига фаз. Величина $\dot{K} \dot{b}$, как было указано в 2.1, называется петлевым усилением, которое по существу и определяет свойства схемы с ОС. В самом деле,

$$\dot{K} \dot{b} = K e^{j\varphi_K} b e^{j\varphi_b} = K b e^{j(\varphi_K + \varphi_b)} \quad (2.11)$$

Здесь φ_K и φ_b – углы сдвига фазы, создаваемые усилителем и цепью обратной связи.

Абсолютная величина возвратной разности

$$A = |1 - \dot{K} \dot{b}| \quad (2.12)$$

называется **глубиной обратной связи** и определяет степень изменения коэффициента усиления усилителя, вызываемого действием обратной связи. Обычно эту величину выражают в децибелах как $A_{\text{дб}} = 20 \lg A$.

Рассмотрим влияние петлевого усиления Kb на характер действия обратной связи, имея в виду выражение (2.11).

Если суммарный фазовый сдвиг, создаваемый усилителем φ_K и цепью обратной связи φ_b равен нулю, то есть $\varphi_K + \varphi_b = 0$, то из выражения (2.11) видно, что $\dot{K} \dot{b} = K b e^{j0} = Kb$, иными словами, имея в виду (2.10),

$$\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 - Kb} \quad \text{то есть} \quad \dot{K}' > K \quad (2.13)$$

Этот частный случай соответствует чисто положительной обратной связи, при которой получается наибольшее увеличение коэффициента усиления при заданной величине Kb^* .

Если $\varphi_K + \varphi_b = \pi$, то $Kb = Kbe^{j\pi} = -Kb$ и тогда, имея в виду (2.10)

$$\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 + Kb} \quad \text{то есть} \quad \dot{K}' < K. \quad (2.14)$$

Данный частный случай соответствует чисто отрицательной обратной связи, при которой получается наибольшее снижение коэффициента усиления при заданной величине Kb .

Рассмотренные случаи являются предельными и соответствуют наибольшему влиянию ОС на коэффициент усиления.

Имея в виду (2.7), для чисто отрицательной обратной связи по напряжению выражение для выходного сопротивления $Z'_{\text{вых}}$ будет иметь вид:

$$Z'_{\text{вых}} = \frac{Z_{\text{вых}}}{1 + K_{\text{xx}} b}, \quad (2.15)$$

то есть ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление в глубину связи раз $A = 1 + Kb$.

Рассмотрим, как зависит глубина обратной связи A от сопротивления нагрузки Z_2 , имея в виду (2.12) и (2.9).

$$A = |1 - \dot{K}b| = \left| 1 - \dot{K}_{\text{xx}} \frac{Z_2}{Z_{\text{вых}} + Z_2} b \right|,$$

то есть при $Z_2 = 0$ $A = 1$, что означает отсутствие ОС, т.к. напряжение $\dot{U}_{\text{ос}}$, пропорциональное выходному напряжению U_2 , равно нулю.

При $Z_2 = \infty$ $A = |1 - \dot{K}_{\text{xx}} b|$, то есть действие обратной связи на величину $\dot{K}$ получается наибольшим. Физически такая зависимость A от Z_2 объясняется тем, что в рассматриваемом случае напряжение ОС пропорционально выходному напряжению, которое достигает наибольшей величины в режиме холостого хода ($Z_2 = \infty$) и равно нулю в режиме короткого замыкания ($Z_2 = 0$).

Из сказанного вытекает следующий практический способ определения вида обратной связи: **если при замыкании накоротко выходных зажимов усилителя обратная связь исчезает, в усилителе применена обратная связь по напряжению.** Примером схемы, в которой есть отрицательная обратная

^{*)} Предполагается, что из соображений устойчивости $Kb < 1$.

связь по напряжению последовательного типа, является каскад при включении транзистора с общим коллектором или эмиттерный повторитель (рис. 2.9).

Обратная связь по току последовательного типа

На рис. 2.10 приведена структурная схема усилителя, охваченного последовательной обратной связью по току. Поскольку сопротивление $Z_{св}$, с которого снимается напряжение обратной связи $\dot{U}_{oc}$, пропорциональное выходному току, является общим как для выходной, так и входной цепи, необходимо выполнить условие $Z_{св} \ll Z_2$, $Z_{св} \ll Z_{вхК}$, $Z_{св} \ll Z_1$ с тем, чтобы $Z_{св}$ не оказывало заметного влияния в выходной и входной цепях.

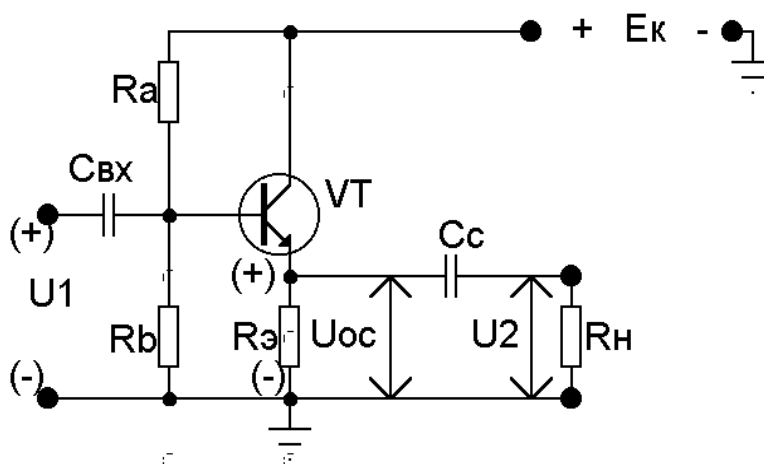


Рис. 2.9. Эмиттерный повторитель $\left(b = \frac{U_{oc}}{U_2} = 1 \right)$

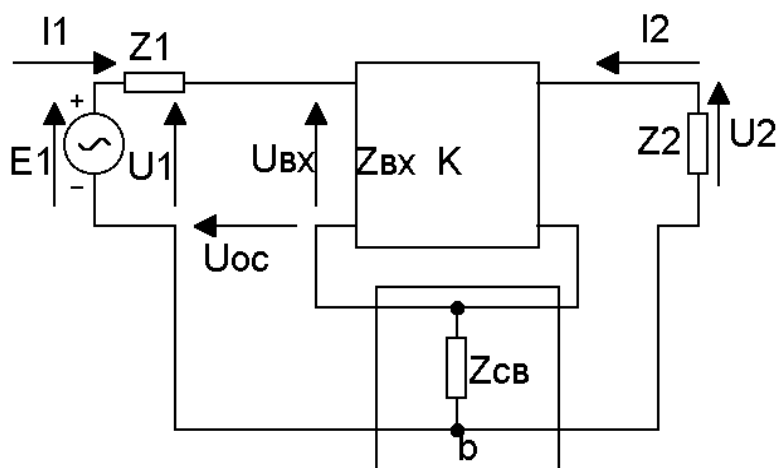


Рис. 2.10. Структурная схема обратной связи по току последовательного типа

Используя логику анализа схемы рис. 2.10, аналогичную той, что приведена в пункте 2.2.1, изобразим две схемы замещения выходной цепи:

- по отношению к напряжению на входе $U_{вх}$;
- по отношению к напряжению U_1 с учётом обратной связи.

Эти схемы приведены на рис. 2.11.

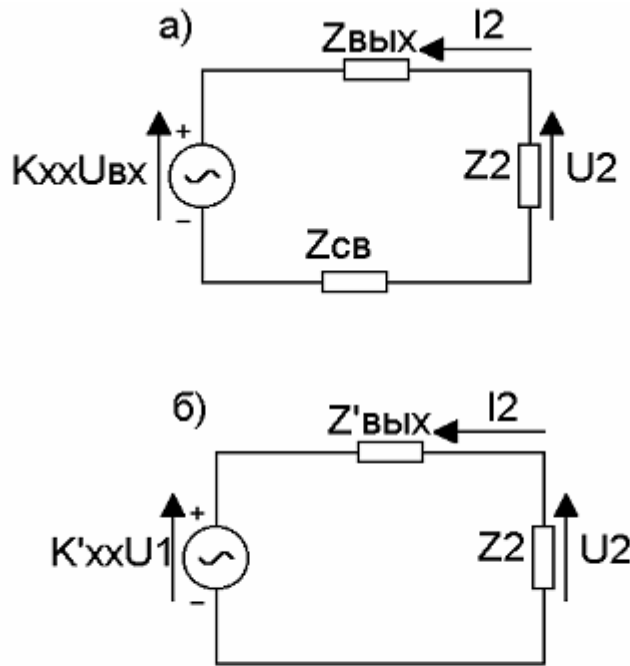


Рис. 2.11. Схемы замещения выходной цепи при ОС по току последовательного типа: по отношению к U_{BX} (а); по отношению к U_1 (б)

Следуя методу, применявшемуся в пункте 2.2.1, определим выходной ток как

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{K}_{\text{xx}} \cdot \dot{U}_{\text{BX}}}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_2 + Z_{\text{св}}} = \frac{\dot{K}_{\text{xx}} (\dot{U}_1 + \dot{U}_{\text{oc}})}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_2 + Z_{\text{св}}} \quad (2.16)$$

Как видно из схемы замещения (рис. 2.11, а), $U_{\text{oc}} = I_2 Z_{\text{св}}$. Тогда

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{K}_{\text{xx}} (\dot{U}_1 + \dot{I}_2 Z_{\text{св}})}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_2 + Z_{\text{св}}}. \quad (2.17)$$

Решая полученное уравнение относительно I_2 , имеем

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{K}_{\text{xx}} \cdot \dot{U}_1}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_2 + Z_{\text{св}} (1 - \dot{K}_{\text{xx}})}. \quad (2.18)$$

В выражении (2.18) коэффициент при Z_2 равен единице. Следовательно, оставшая часть знаменателя представляет собой выходное сопротивление усилителя с обратной связью по току, то есть

$$Z'_{\text{ВЫХ}} = Z_{\text{ВЫХ}} + Z_{\text{св}} (1 - \dot{K}_{\text{xx}}). \quad (2.19)$$

Коэффициент усиления собственно усилителя не изменяется при введении связи по току, то есть $\dot{K}'_{xx} = \dot{K}_{xx}$.

Аналогично выражению (2.8) напишем формулу для коэффициента усиления нагруженного усилителя

$$\dot{K}' = \dot{K}'_{xx} \frac{Z_2}{Z'_{\text{вых}} + Z_2} = \dot{K}'_{xx} \frac{Z_2}{Z_{\text{вых}} + Z_2 + Z_{\text{св}} (1 - \dot{K}_{xx})} \quad (2.20)$$

Подставляя в (2.20) выражение для K_{xx} , полученное аналогично (2.9), имеем

$$\dot{K}_{xx} = \dot{K} \frac{Z_{\text{вых}} + Z_2 + Z_{\text{св}}}{Z_2}$$

и тогда

$$\dot{K}' = \frac{\dot{K} \frac{Z_{\text{вых}} + Z_2 + Z_{\text{св}}}{Z_2} Z_2}{Z_{\text{вых}} + Z_2 + Z_{\text{св}} - \dot{K} \frac{Z_{\text{вых}} + Z_2 + Z_{\text{св}}}{Z_2} Z_{\text{св}}} \quad (2.21)$$

Поделив числитель и знаменатель выражения (2.21) на $Z_{\text{вых}} + Z_2 + Z_{\text{св}}$, получим

$$\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{b}} \quad (2.22)$$

где коэффициент обратной связи $\dot{b} = \frac{Z_{\text{св}}}{Z_2}$.

Таким образом, коэффициент передачи по напряжению при наличии обратной связи по току последовательного типа оказывается таким же, как и при наличии обратной связи по напряжению последовательного типа.

Как видно из (2.19) отрицательная обратная связь по току (если связь отрицательная, то перед K_{xx} будет знак +) в противоположность отрицательной обратной связи по напряжению (см. выражение (2.15)) увеличивает выходное сопротивление усилителя.

Зависимость глубины обратной связи А от сопротивления нагрузки Z_2 как и в пункте 2.2.1, проанализируем для двух режимов: короткого замыкания и холостого хода в цепи нагрузки.

$$A = |1 - \dot{K}\dot{b}| = \left| 1 - \dot{K}_{xx} \frac{Z_2}{Z_{\text{вых}} + Z_2 + Z_{\text{св}}} \frac{Z_{\text{св}}}{Z_2} \right| = \left| 1 - \dot{K}_{xx} \frac{Z_{\text{св}}}{Z_{\text{вых}} + Z_2 + Z_{\text{св}}} \right|$$

если $Z_2 = 0$, то $A = \left| 1 - \dot{K}_{xx} \frac{Z_{cb}}{Z_{вых} + Z_{cb}} \right|$, имеет наименьшую величину для ПОС и наибольшую для ООС.

При $Z = \infty$ $A = 1$, т.к. $I_2 = 0$ и $U_{oc} = 0$, то есть ОС отсутствует.

Если при размыкании выходных зажимов усилителя обратная связь исчезает ($U_{oc} = 0$), значит в усилителе применена ОС по току. На рис. 2.12 дан пример схемы усилительного каскада, в котором имеет место отрицательная обратная связь по переменному току, которая образуется за счёт того, что резистор в цепи эмиттера (R_3) не шунтируется ёмкостью и на нём создается падение напряжения (U_{oc}), пропорциональное выходному току, то есть току коллектора.

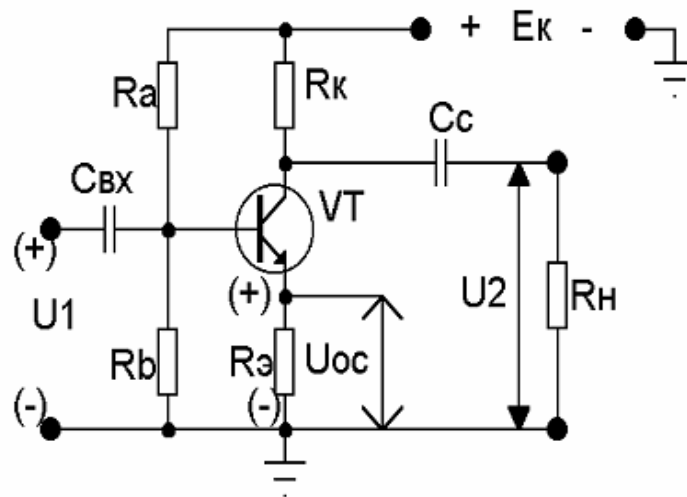


Рис. 2.12. Пример схемы с отрицательной обратной связью по току.

Обратная связь по напряжению параллельного типа

На рис. 2.13 изображена структурная схема обратной связи по напряжению параллельного типа.

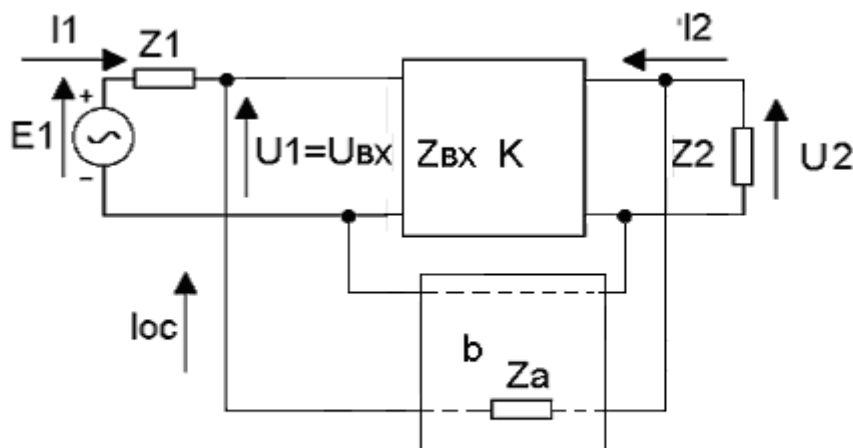


Рис. 2.13. Обратная связь по напряжению параллельного типа.

Как видно из рис. 2.13 цепь обратной связи b представлена резистором Z_A . При этом необходимо, чтобы собственное входное сопротивление усилителя $Z_{BX} \gg Z_A$. Как видно из рис. 2.13, $U_1 = U_{BX}$, которое получается как падение напряжения, создаваемое токами I_1 и I_{oc} на сопротивлении Z_{BX} .

Результирующий ток I_{BX} и напряжение U_{BX} могут быть найдены методом суперпозиции, который справедлив в том случае, когда генераторы E_1 и U_2 взаимно независимы. В данном случае эти эквивалентные генераторы можно считать взаимно независимыми в том смысле, что U_2 появляется за счёт местного источника питания. Таким образом, эквивалентная схема, позволяющая произвести анализ методом суперпозиции, будет иметь вид (рис. 2.14).

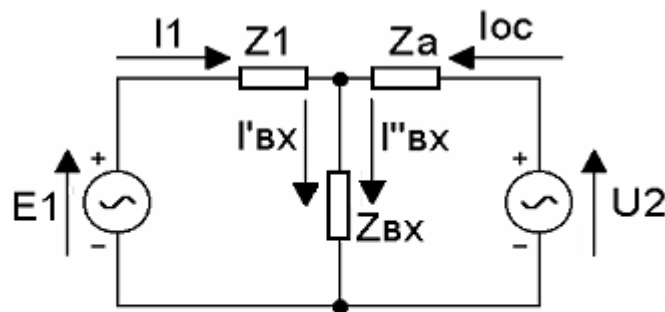


Рис. 2.14. Эквивалентная схема для анализа обратной связи

Определим сначала ток I_1 , считая U_2 равным 0

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{E}_1}{Z_1 + \frac{Z_{BX} Z_A}{Z_{BX} + Z_A}}. \quad (2.23)$$

Отношение токов определим как

$$\frac{\dot{I}'_{BX}}{\dot{I}_1} = \frac{\frac{Z_{BX} Z_A}{Z_{BX} + Z_A}}{Z_{BX}} = \frac{Z_A}{Z_{BX} + Z_A}. \quad (2.24)$$

Найдём теперь ток I_{oc} , считая $E_1 = 0$

$$\dot{I}_{oc} = \frac{\dot{U}_2}{Z_A + \frac{Z_{BX} Z_1}{Z_{BX} + Z_1}}. \quad (2.25)$$

Отношение токов I'_{BX} и I_{oc} определим аналогично предыдущему (2.24) как

$$\frac{\dot{I}_{\text{BX}}''}{\dot{I}_{\text{OC}}} = \frac{\frac{Z_{\text{BX}} Z_1}{Z_{\text{BX}} + Z_1}}{Z_{\text{BX}}} = \frac{Z_1}{Z_{\text{BX}} + Z_1}. \quad (2.26)$$

Входной ток I_{BX} (рис.2.14) равен сумме токов $\dot{I}_{\text{BX}}'$ и $\dot{I}_{\text{BX}}''$, то есть

$$\dot{I}_{\text{BX}} = \dot{I}_{\text{BX}}' + \dot{I}_{\text{BX}}'',$$

а входное напряжение

$$\dot{U}_{\text{BX}} = \dot{I}_{\text{BX}} Z_{\text{BX}}. \quad (2.27)$$

Подставив значения токов $\dot{I}_{\text{BX}}'$ и $\dot{I}_{\text{BX}}''$, найденные из (2.24) и (2.26), в выражение (2.27) и произведя соответствующие преобразования, получим

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{BX}} &= \frac{Z_A Z_{\text{BX}}}{Z_{\text{BX}} Z_1 + Z_A Z_1 + Z_{\text{BX}} Z_A} \dot{E}_1 + \frac{Z_{\text{BX}} Z_1}{Z_{\text{BX}} Z_1 + Z_A Z_1 + Z_{\text{BX}} Z_A} \dot{U}_2 = \\ &= \dot{\alpha} \dot{E}_1 + \dot{b} \dot{U}_2 = \dot{U}_1 + \dot{U}_{\text{OC}} \end{aligned} \quad (2.28)$$

В данном случае U_1 и U_{OC} – составляющие падения напряжения в одном и том же сопротивлении Z_{BX} , т.к. в этом сопротивлении происходит сложение токов.

Проверим, что $\dot{\alpha} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{E}_1}$, а $\dot{b} = \frac{\dot{U}_{\text{OC}}}{\dot{U}_2}$.

Действительно, непосредственно из схемы (рис. 2.14) видно, что

$$\begin{aligned} \frac{\dot{U}_1}{\dot{E}_1} &= \frac{\frac{Z_{\text{BX}} Z_A}{Z_{\text{BX}} + Z_A}}{\frac{Z_{\text{BX}} Z_A}{Z_{\text{BX}} + Z_A} + Z_1} = \frac{Z_{\text{BX}} Z_A}{Z_1 Z_{\text{BX}} + Z_1 Z_A + Z_A Z_{\text{BX}}} = \dot{\alpha}. \\ \frac{\dot{U}_{\text{OC}}}{\dot{U}_2} &= \frac{\frac{Z_{\text{BX}} Z_1}{Z_{\text{BX}} + Z_1}}{\frac{Z_{\text{BX}} Z_1}{Z_{\text{BX}} + Z_1} + Z_A} = \frac{Z_{\text{BX}} Z_1}{Z_1 Z_{\text{BX}} + Z_1 Z_A + Z_A Z_{\text{BX}}} = \dot{b}. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Таким образом, коэффициент обратной связи $\dot{b}$ при параллельном введении обратной связи зависит от Z_1 . Это является существенным недостатком параллельной обратной связи, т.к. при замене транзисторов или ламп в каскаде, предшествующем петле обратной связи, а также при возбуждении уси-

лителя с ОС от различных источников, изменяется глубина параллельной обратной связи, а значит и усиление всей системы.

В связи с тем, что при параллельном введении обратной связи при $Z_1 = 0$ $\dot{b} = 0$ (2.29), то есть обратная связь отсутствует, следует определять не коэффициент усиления по отношению к $\dot{U}_1 (\dot{K}'_U)$, а коэффициент усиления по отношению к ЭДС источника $(\dot{K}'_E)$, приняв за исходную величину сквозной коэффициент передачи усилителя $\dot{K}'_E$.

Под эквивалентными параметрами выходной цепи следует понимать $\dot{K}'_{E\text{вх}}$ и $Z'_{\text{вых}U}$, где $Z'_{\text{вых}U}$ – выходное сопротивление, определённое с учётом $Z_1 \neq 0$.

Используя анализ, аналогичный тому, который был проделан в пункте 2.2.1, найдём параметры выходной цепи

$$\dot{K}'_{E\text{вх}} = \frac{\dot{K}_{E\text{вх}}}{1 - \dot{K}_{U\text{вх}} \dot{b}} \quad (2.30)$$

и

$$Z'_{\text{вых}U} = \frac{Z_{\text{вых}U}}{1 - \dot{K}_{U\text{вх}} \dot{b}}. \quad (2.31)$$

Сквозной коэффициент передачи нагруженного усилителя при наличии обратной связи по напряжению параллельного типа выразится как

$$\dot{K}_E = \frac{\dot{K}_E}{1 - \dot{K}_U \dot{b}}. \quad (2.32)$$

Для чисто отрицательной обратной связи, учитывая (2.11) и (2.14),

$$\dot{K}'_E = \frac{\dot{K}_E}{1 + \dot{K}_U \dot{b}}. \quad (2.33)$$

Механизм изменения сквозного коэффициента передачи $\dot{K}'_{E\text{вх}}$ за счёт влияния обратной связи состоит в том, что при неизменном E_1 происходит изменение напряжения $\dot{U}_1 = \dot{U}_{\text{вх}}$, которое при отрицательной обратной связи уменьшается, а при положительной обратной связи увеличивается.

Зависимость глубины обратной связи A от сопротивления нагрузки Z_2 получается такой же, как и в случае обратной связи по напряжению последовательного типа. На рис. 2.15 приведён конкретный пример схемы, в которой имеет место ООС по напряжению параллельного типа за счёт того, что с выхода (резистор R_K) через R_A часть напряжения подаётся на вход в противофазе с входным сигналом.

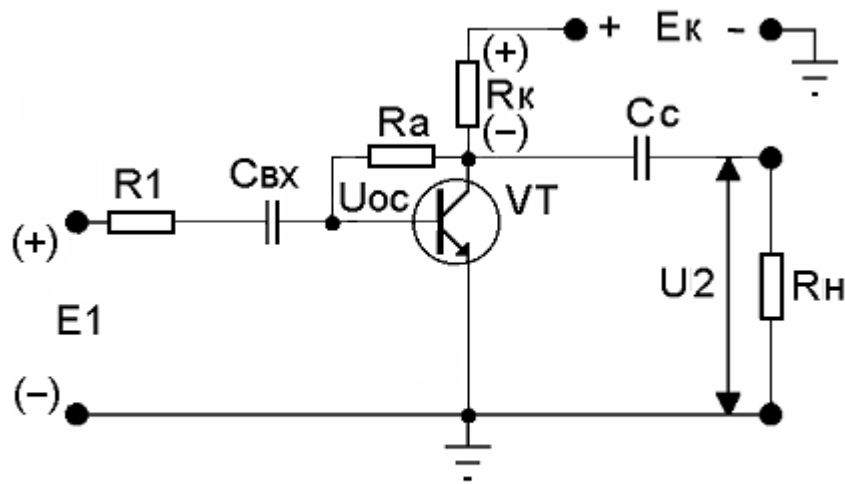


Рис. 2.15. Отрицательная обратная связь по напряжению параллельного типа

Эквивалентное входное сопротивление усилителя с обратной связью

Последовательное введение обратной связи

Как видно из рис. 2.4, а, где приведена структурная схема последовательного введения ОС, входное сопротивление может быть выражено как

$$Z'_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}, \quad (2.34)$$

причём,

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{Z_{\text{вх}}}. \quad (2.35)$$

$$\text{Как известно, } \dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_1 + \dot{U}_{\text{ОС}} = \dot{U}_1 + \dot{b}\dot{U}_2 = \dot{U}_1 + \dot{K}\dot{b}\dot{U}_{\text{вх}}. \quad (2.36)$$

$$\text{Решая (2.36) относительно } \dot{U}_1, \text{ имеем } \dot{U}_1 = \dot{U}_{\text{вх}} (1 - \dot{K}\dot{b}). \quad (2.37)$$

Следовательно, имея в виду (2.34) и (2.35)

$$Z'_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}} (1 - \dot{K}\dot{b})}{\dot{U}_{\text{вх}}} Z_{\text{вх}},$$

то есть входное сопротивление при наличии обратной связи последовательного типа

$$Z'_{\text{вх}} = Z_{\text{вх}} (1 - \dot{K}\dot{b}). \quad (2.38)$$

Для чисто отрицательной ОС, имея в виду (2.14),

$$Z'_{\text{вх}} = Z_{\text{вх}} (1 + K\dot{b}), \quad (2.39)$$

то есть при последовательном введении ООС входное сопротивление усилителя возрастает в глубину связи раз ($A = 1 + Kb$), т.к. при том же токе $\dot{I}_1$ напряжение $\dot{U}_1$ в $(1 + Kb)$ раз больше напряжения $\dot{U}_{\text{вх}}$. В этом заключается одно из преимуществ последовательного введения ООС.

Вопросы для самопроверки

1. Что такое ОС?
2. Как классифицируется ОС?
3. Когда образуется ОС по напряжению?
4. В каком случае возникает ОС по току?
5. Что такое последовательная ОС?
6. Что такое параллельная ОС?
7. Как влияет на свойства усилителей с ОС петлевое усиление?
8. Что такое чисто отрицательная ОС?
9. Что такое чисто положительная ОС?
10. Как влияет на выходное сопротивление ООС по напряжению последовательного типа?
11. Как влияет на коэффициент передачи ООС по напряжению?
12. Как влияет на выходное сопротивление ООС по току?
13. Как влияет на выходное сопротивление ООС по напряжению параллельного типа?
14. Почему при наличии ОС параллельного типа необходимо учитывать сквозной коэффициент передачи?
15. Как влияет на входное сопротивление ОС последовательного типа?

3.2.3. Транзисторный усилительный каскад

По разделу 3.2.3. предусмотрен тест № 3 текущего контроля и одно практическое занятие. Для анализа транзисторного усилительного каскада целесообразно сделать упрощающие предположения ([2] с. 52) и рассмотреть три основные схемы включения транзистора.

3.2.3.1. Постановка задачи и упрощающие предположения

Для исследования и расчёта усилителей целесообразно использовать общие методы анализа электрических цепей. Поэтому необходимо найти схему замещения усилительного элемента (в рассматриваемом случае транзистора), позволяющую представить его со стороны выхода как генератор переменной ЭДС (или тока), а со стороны входа как сопротивление (или проводимость), нагружающее источник сигнала. Имея подробную схему замещения усилитель-

ного элемента, нетрудно перейти к схеме замещения соответствующего усилительного каскада, для расчета которого могут быть применены обычные исследования электрических цепей (символический метод, метод векторных диаграмм, метод четырёхполюсников и т.д.).

При рассмотрении работы транзистора в линейном установившемся режиме целью исследования является определение коэффициентов передачи каскада по току и напряжению (K_I и K_U), его коэффициента усиления по мощности (K_P), а также входного и выходного сопротивлений каскада ($Z_{вх}$ и $Z_{вых}$). Перечисленные величины должны быть определены в пределах рабочего диапазона частот усилителя.

Переходя к указанному исследованию, сделаем следующие предположения:

1. К электродам транзистора подведены необходимые питающие напряжения, обеспечивающие линейный режим работы;
2. Транзистор возбуждается синусоидально изменяющимся напряжением (током) определённой амплитуды и частоты, то есть установившимися гармоническими колебаниями;
3. Транзистор используется в пределах линейных участков его характеристик (область малых сигналов).
4. Внутреннее сопротивление цепей питания транзистора для переменного тока практически равно нулю.

3.2.3.2. Схемы включения транзистора и их обобщение.

В зависимости от способов подключения источника сигналов и сопротивления нагрузки возможны следующие схемы включения транзистора:

- а) схема с общей базой ОБ (рис. 3.1, а);
- б) схема с общим эмиттером ОЭ (рис. 3.1, б);
- в) схема с общим коллектором ОК (рис. 3.1, в).

При этом общим электродом является тот, потенциал которого по переменному току равен потенциалу общей точки схемы (точка О на рис. 3.1, в которой соединяются цепи базы, эмиттера и коллектора).

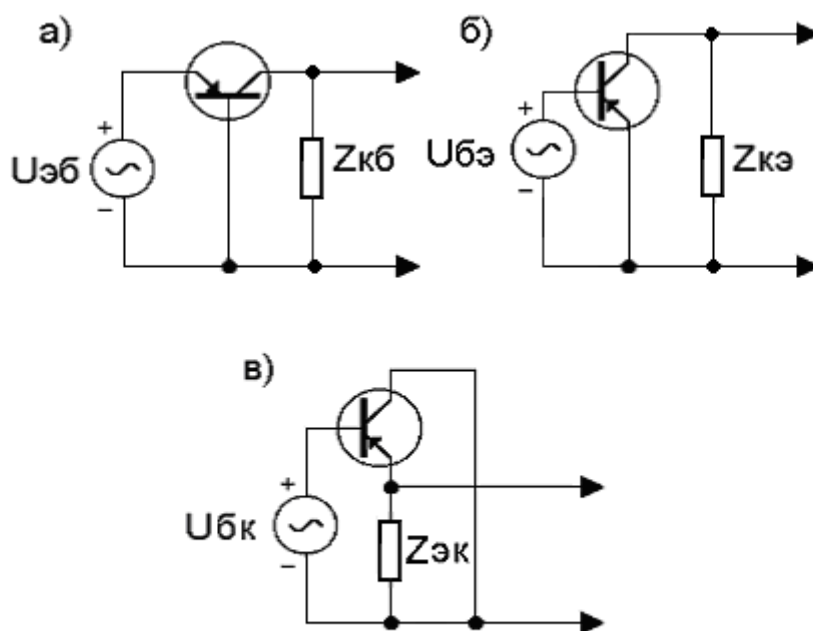


Рис.3.1. Схемы включения транзистора: а-с ОБ; б-с ОЭ; в-с ОК

Для придания определённости потенциалам различных точек схемы её общая точка часто заземляется. В этом случае потенциал общей точки может считаться практически равным нулю.

При любой схеме включения транзистора между выходной цепью каскада, содержащей нагрузку, и его входной цепью, содержащей напряжение сигнала, на всех частотах (вплоть до частоты $\omega = 0$) существует сильная внутренняя обратная связь. Ввиду этого раздельное рассмотрение указанных цепей невозможно, и транзистор необходимо представлять в виде некоторого четырёхполюсника, осуществляющего усиление в прямом направлении при наличии связи между его цепями в обратном направлении.

В соответствии с этим обобщённая схема каскада будет иметь вид, изображённый на рис. 3.2. Здесь А – четырёхполюсник, замещающий транзистор при любой схеме его включения; E_1 и Z_1 – ЭДС и внутреннее сопротивление источника сигнала; Z_2 – сопротивление нагрузки каскада.

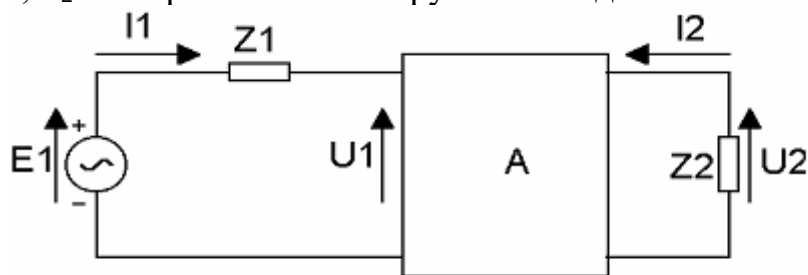


Рис.3.2. Обобщённая схема транзисторного каскада

Очевидно, что четырёхполюсник А является **активным**, так как он содержит источник энергии питания транзистора. Точнее, он представляет собой **зависимо-активный** четырёхполюсник, поскольку действие источника пита-

ния, выражающееся в появлении на выходе усиленной мощности сигнала, проявляется лишь при наличии на входе напряжения сигнала U_1 . В соответствии со сделанным ранее предположением об использовании транзистора в пределах линейных участков характеристик четырёхполюсник А может считаться **линейным**.

Известно, что поведение четырёхполюсника характеризуется двумя уравнениями, связывающими величины U_1, I_1, U_2, I_2 (рис.3.2), то есть входные и выходные напряжения и токи. При этом какие-либо две из перечисленных величин выражаются (каждая) через две другие величины посредством входящих в уравнение параметров четырёхполюсника.

Число возможных вариантов попарного выбора величин, являющихся в уравнениях функциями двух других, и, следовательно, возможное число систем уравнений равно шести. Однако для исследования и расчёта схем, содержащих электронные приборы, применяются обычно системы уравнений с Z -, y - или h -параметрами. В системе уравнений с Z параметрами напряжения U_1 и U_2 определяются (каждое) через токи I_1 и I_2 . Соответствующие уравнения четырёхполюсника можно получить, если рассматривать бесконечно малые приращения напряжений du_1 и du_2 как полные дифференциальные функции двух переменных i_1 и i_2 , что даёт

$$du_1 = \frac{du_1}{di_1} di_1 + \frac{du_1}{di_2} di_2; \quad du_2 = \frac{du_2}{di_1} di_1 + \frac{du_2}{di_2} di_2 .$$

Входящие в эти уравнения частные производные представляют собой **параметры четырёхполюсника**. Так как по условию четырёхполюсник является линейным, его параметры – величины постоянные. Поскольку все они представляют собой отношение приращения напряжения к приращению тока, очевидно, что параметры четырёхполюсника имеют в рассматриваемом случае размерность сопротивления.

$$\text{Обозначим } \frac{du_1}{di_1} = Z_{11}; \quad \frac{du_1}{di_2} = Z_{12}; \quad \frac{du_2}{di_1} = Z_{21}; \quad \frac{du_2}{di_2} = Z_{22} ,$$

Считая, что входное напряжение изменяется по гармоническому закону, и переходя к конечным приращениям (комплексам амплитуд) токов и напряжений в пределах линейности характеристик транзистора, получаем искомые уравнения четырёхполюсника:

$$\dot{U}_1 = Z_{11} \dot{I}_1 + Z_{12} \dot{I}_2; \tag{3.1a}$$

$$\dot{U}_2 = Z_{21} \dot{I}_1 + Z_{22} \dot{I}_2 . \tag{3.1б}$$

Параметры четырёхполюсника Z_{11}, Z_{12}, Z_{21} и Z_{22} , определяемые из уравнений (3.1) при размыкании входной или выходной цепей, имеют следующий физический смысл:

$$Z_{11} = \left(\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right)_{\dot{I}_2=0} \quad - \text{ входное сопротивление четырёхполусника при разомкнутой выходной цепи;}$$

$$Z_{22} = \left(\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \right)_{\dot{I}_1=0} \quad - \text{ выходное сопротивление четырёхполусника при разомкнутой входной цепи;}$$

$$Z_{21} = \left(\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \right)_{\dot{I}_2=0} \quad - \text{ сопротивление усиления, характеризующее влияние входного тока на выходное напряжение при разомкнутой выходной цепи;}$$

$$Z_{12} = \left(\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right)_{\dot{I}_1=0} \quad - \text{ сопротивление внутренней обратной связи, характеризующее влияние выходного тока на входное напряжение при разомкнутой входной цепи.}$$

Принимая в качестве независимых переменных напряжения U_1 и U_2 и определяя через них токи I_1 и I_2 , можно аналогичным образом получить систему уравнений четырёхполусника с y – параметрами

$$\dot{I}_1 = y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2 \quad ; \quad (3.2a)$$

$$\dot{I}_2 = y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2 \quad . \quad (3.2б)$$

Здесь параметры четырёхполусника y_{11} , y_{12} , y_{21} и y_{22} имеют размерность проводимостей, определяются из уравнений (3.2) при коротком замыкании входной или выходной цепей и имеют следующий физический смысл:

$$y_{11} = \left(\frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \right)_{\dot{U}_2=0} \quad - \text{ входная проводимость четырёхполусника при короткозамкнутой выходной цепи;}$$

$$y_{22} = \left(\frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right)_{\dot{U}_1=0} \quad - \text{ выходная проводимость четырёхполусника при короткозамкнутой входной цепи;}$$

$$y_{21} = \left(\frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \right)_{\dot{U}_2=0} \quad - \text{ проводимость усиления, характеризующая влияние входного напряжения на выходной ток при короткозамкнутой выходной цепи;}$$

$$y_{12} = \left(\frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right)_{\dot{U}_1=0} \quad - \text{ проводимость внутренней обратной связи, характеризующая влияние выходного напряжения на входной ток при короткозамкнутой входной цепи.}$$

Принимая в качестве независимых переменных величины I_1 и U_2 и определяя через них U_1 и I_2 , можно таким же образом получить систему уравнений с h – параметрами

$$\dot{U}_1 = h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2 ; \quad (3.3a)$$

$$\dot{I}_2 = h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2 . \quad (3.3б)$$

Параметры четырехполюсника h_{11} , h_{12} , h_{21} и h_{22} , определяются из уравнений (3.3) при размыкании или коротком замыкании входной и выходной цепей и имеют следующий физический смысл:

$$h_{11} = \left(\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right)_{\dot{U}_2=0} \quad \text{– входное сопротивление четырехполюсника при короткозамкнутой выходной цепи;}$$

$$h_{22} = \left(\frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right)_{\dot{I}_1=0} \quad \text{– выходная проводимость четырёхполюсника при разомкнутой входной цепи;}$$

$$h_{21} = \left(\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right)_{\dot{U}_2=0} \quad \text{– коэффициент передачи по току четырёхполюсника при короткозамкнутой выходной цепи;}$$

$$h_{12} = \left(\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right)_{\dot{I}_1=0} \quad \text{– коэффициент внутренней обратной связи четырёхполюсника при разомкнутой входной цепи.}$$

Из приведённых значений h – параметров видно, что параметр h_{11} имеет размерность сопротивления, параметр h_{22} – проводимости, а параметры h_{21} и h_{12} являются безразмерными. Таким образом, выражение (3.3) представляет собой систему со смешанными или гибридными параметрами.

Применение различных систем уравнений четырёхполюсника для получения схемы замещения электронных приборов открывает широкие возможности в отношении наиболее полного отображения их физических свойств, наглядности исследования и точности соответствующих расчётов.

К системам уравнений, применяемым для исследования и расчёта замещающего электронный прибор четырёхполюсника, должны предъявляться следующие основные требования:

- 1) наличие простейшей конкретной схемы замещения;
- 2) удобство и точность измерений параметров.

Если проанализировать, в какой мере системы с Z –, y – и h – параметрами отвечают перечисленным требованиям, то можно прийти к выводу, что ни одна из рассматриваемых систем не отображает точно действующего характера внутренней обратной связи в транзисторе. Тем не менее, предпочтение должно

быть отдано системе уравнений с Z – параметрами, поскольку преобладающей является внутренняя обратная связь по току.

Простейшая схема замещения четырёхполюсника должна быть трёхэлементной, то есть должна содержать три ветви^{*)}. Ввиду того, что величины напряжения и тока при прохождении через четырёхполюсник изменяются, эти ветви должны иметь последовательно-параллельное соединение.

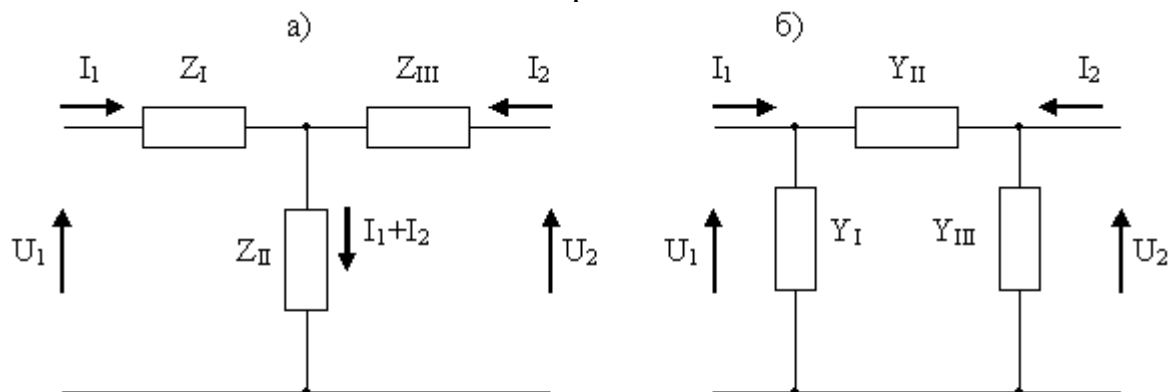


Рис. 3.3. Схемы замещения: а – Т-образная; б – П-образная

Существуют две таких схемы. Это так называемые Т-образная (рис. 3.3, а) и П-образная (рис. 3.3, б) схемы.

Как видно из рис. 3.3а, в Т-образной схеме замещения образуется последовательная обратная связь по току (сопротивление связи Z_{II}), а в П-образной схеме замещения – параллельная обратная связь по напряжению (проводимость связи y_{II}). Поэтому в соответствии с изображаемым схемой характером внутренней обратной связи для замещения транзистора должна быть выбрана Т-образная схема замещения, а для её исследования следует использовать систему уравнений с Z – параметрами. Последнее целесообразно и потому, что вследствие одинаковой размерности параметров четырёхполюсника и параметров схемы замещения между ними получаются весьма простые соотношения.

По этой же причине для исследования П-образной схемы целесообразно применять систему уравнений с y – параметрами.

В отношении удобства и точности измерения параметров четырёхполюсника явное преимущество имеет система с h – параметрами.

Это объясняется следующим образом. В случае системы с Z – параметрами трудно обеспечить при измерениях режим холостого хода высокоомной выходной цепи, необходимый для измерения параметров Z_{11} , Z_{21} , а в случае системы уравнений с y – параметрами не менее трудно обеспечить режим короткого замыкания низкоомной входной цепи, необходимый для измерения параметров y_{12} , y_{22} .

^{*)} Это объясняется тем, что для нахождения трёх неизвестных (в данном случае независимые параметры четырёхполюсника) необходимо иметь три независимых уравнения, а из теории электрических цепей известно, что число независимых уравнений схемы равно числу её ветвей.

При измерении h – параметров указанные трудности отпадают, так как измерения производятся при коротком замыкании выходной цепи (параметры h_{11} , h_{21}) и при разрыве (по переменному току) входной цепи (параметры h_{12} , h_{22}).

Следует заметить, что и при реальных условиях работы транзистора условия нагрузки выходной цепи обычно приближаются к режиму короткого замыкания (нагрузка на малое входное сопротивление последующего каскада), а условия работы входной цепи – к режиму холостого хода (возбуждение от предшествующего каскада с большим входным сопротивлением).

Таким образом, рассматриваемые условия измерения h – параметров соответствуют естественным условиям работы транзистора. Преимуществом h – параметров является также непосредственное измерение важного для практики параметра $h_{21} = \beta$, представляющего собой коэффициент усиления по току для схемы ОЭ в режиме короткого замыкания.

В соответствии со сказанным на практике обычно измеряются h – параметры. Они же приводятся в справочниках по транзисторам.

Следует, однако, заметить, что при весьма высоких частотах (порядка сотен мегагерц и выше) точность измерений параметров h_{12} и h_{22} понижается из-за влияния паразитных ёмкостей, затрудняющих обеспечение режима холостого хода даже для входной цепи. Поэтому на таких частотах предпочитают измерять y – параметры, определяемые во всех случаях в режиме короткого замыкания.

На основании изложенного могут быть сделаны следующие выводы:

1. В качестве основной при исследовании работы транзисторного каскада усиления целесообразно использовать систему уравнений с Z – параметрами, так как она в большей степени отвечает действительному характеру внутренней ОС в транзисторе и наиболее удобна для исследования принятой Т-образной схемы замещения.

2. Для практических расчётов транзисторных усилителей при наличии измеренных h – параметров может применяться система уравнений с h – параметрами.

3. При работе транзисторных усилителей в диапазоне весьма высоких частот может быть использована система уравнений с y – параметрами.

3.2.3.3. Первичные параметры транзистора и методы расчёта технических показателей каскада для включения ОБ, ОЭ, ОК

Параметры четырёхполюсника (которые в применении к транзистору могут быть названы его вторичными параметрами) имеют для схем включения ОБ, ОЭ, ОК различные значения и в этом заключается неудобство их использования. Между тем свойства транзистора как усилительного элемента могут (помимо параметров четырёхполюсника) характеризоваться следующими, не зависящими от схемы его включения, первичными параметрами, такими как:

1. **Сопротивление эмиттера r_e** , представляющее собой сопротивление эмиттерного p - n – перехода в направлении его проводимости.

2. Сопротивление коллектора r_k , представляющее собой сопротивление коллекторного $p-n$ – перехода в направлении, противоположном направлению проводимости.

3. Сопротивление базы r_b , представляющее собой сумму объёмного сопротивления базы r'_b в области между $p-n$ – переходами и выводом базы и диффузионного сопротивления базы r''_b , обусловленного влиянием напряжения коллекторного $p-n$ – перехода на эмиттерный.

4. Сопротивление усиления или сопротивление эквивалентного генератора r_r , связывающее ток эмиттера (управляющий ток) с ЭДС эквивалентного генератора.

Для частот звукового диапазона первичные параметры транзистора можно считать активными сопротивлениями, не зависящими от частоты. Имея в виду использование характеристик транзистора в пределах их линейных участков, будем считать указанные параметры постоянными величинами (параметры малых сигналов).

Первичные параметры маломощных транзисторов (для которых обычно и применяются параметры малых сигналов) имеют следующий порядок: r_k – сотни килоом; r_r – тот же порядок, что и r_k (оно меньше r_k на несколько процентов); r_b – сотни ом; r_e – единицы или десятки ом.

Для расчёта транзисторного каскада при включении транзистора по схемам ОБ, ОЭ и ОК будем использовать метод определения первичных параметров (общих для трёх схем включения) с последующим вычислением технических показателей каскада посредством трёх комплектов расчётных формул для схем ОБ, ОЭ и ОК.

При составлении схем замещения транзистора для различных его включений необходимо учитывать следующее:

а) сопротивление электрода, являющегося в данной схеме включения общим и обуславливающее связь между выходной и входной цепями, должно находиться в поперечной ветви Т-образной схемы, так как это сопротивление подключается к общей точке схемы замещения (её нижний провод);

б) левая продольная ветвь должна соответствовать электроду, подключаемому к источнику сигналов, а правая продольная ветвь – электроду, подключаемому к нагрузке;

в) во всех случаях эквивалентный генератор включается в цепь управляемого $p-n$ – перехода, то есть в коллекторную цепь, так как именно в этой цепи появляются усиленный ток и напряжение;

г) во всех случаях ЭДС эквивалентного генератора образуется управляющим током, то есть током эмиттера, а её условно-положительное направление совпадает с условно-положительным направлением этого тока.

Схемы замещения транзистора для включения ОБ, ОЭ и ОК с генератором тока приведены на рис. 3.4, а, б, в.

Как видно из рис. 3.4, для всех схем включения задающий ток эквивалентного генератора тока образуется управляющим током эмиттера и равен

αI_3 *). Однако, если при включении ОБ управляющий ток I_3 является входным током, то при включениях ОЭ и ОК входным током является ток базы I_6 .

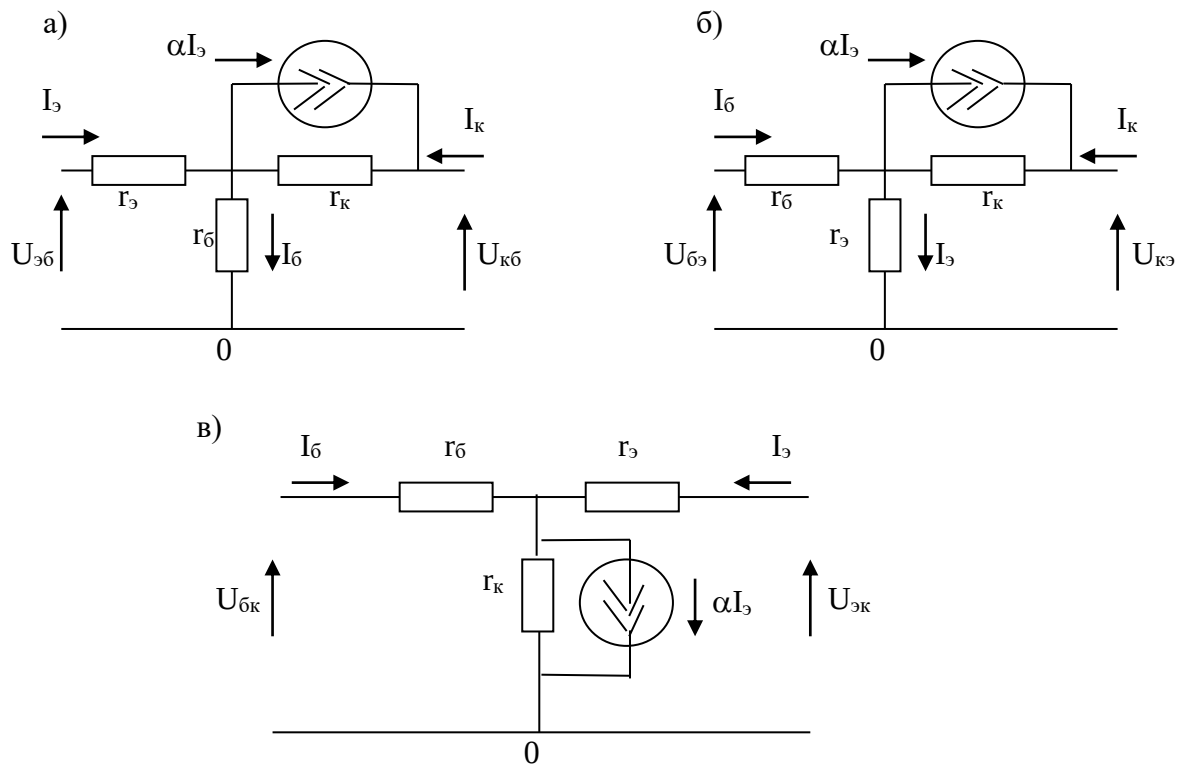


Рис. 3.4. Схемы замещения транзистора с генератором тока для включения: а - ОБ, б - ОЭ, в - ОК

*) $\alpha \approx \frac{r_г}{r_к}$ - коэффициент усиления по току в схеме ОБ. См.[1].

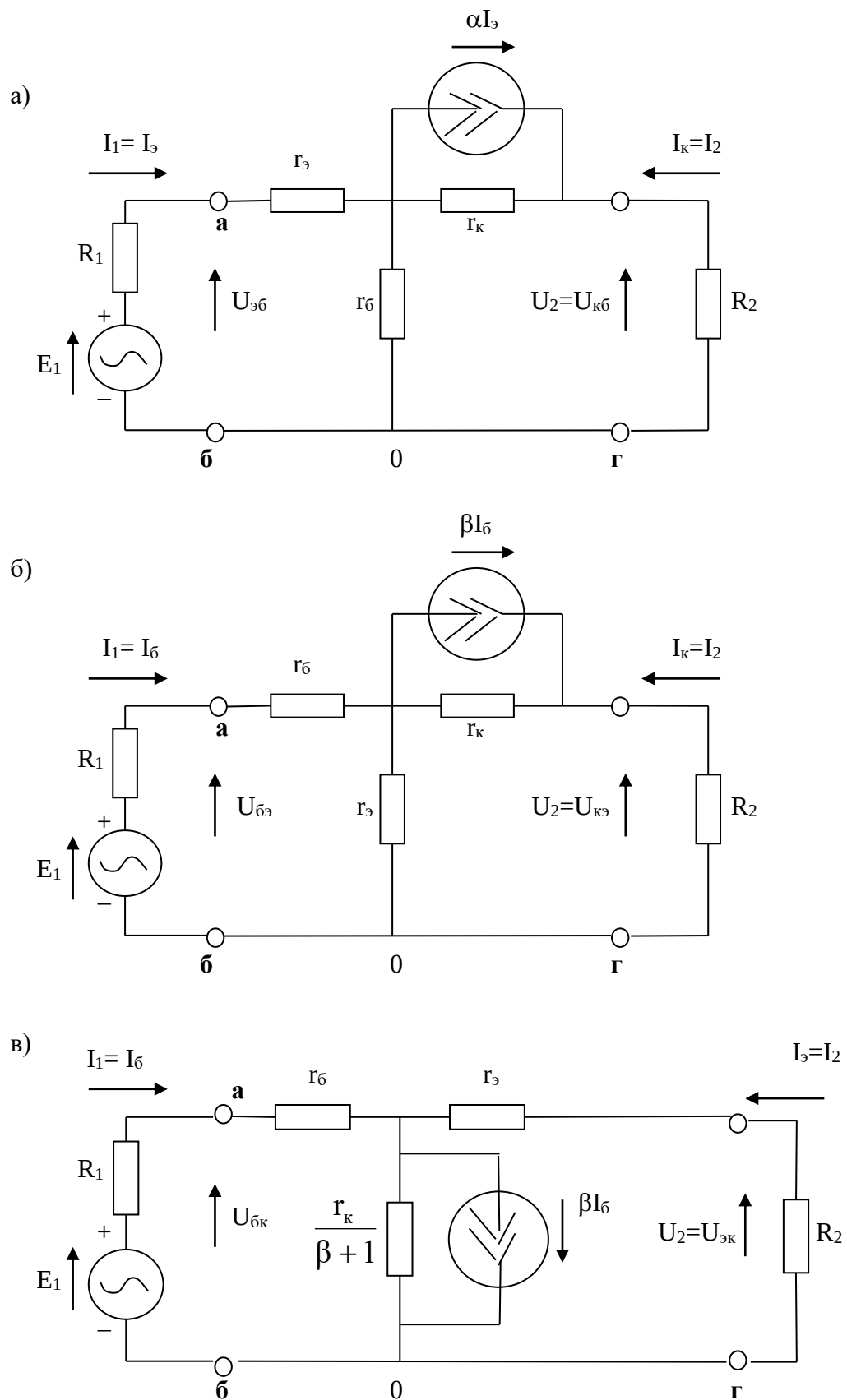


Рис. 3.5. Схемы замещения транзисторных каскадов для включения: а – ОБ; б – ОЭ; в – ОК

Поэтому, следуя рекомендациям [1], целесообразно ввести величину, связывающую выходной ток с входным током базы I_b . В качестве такой величины удобно принять коэффициент усиления по току в режиме короткого замыкания для наиболее распространённой схемы включения ОЭ. В соответствии с общепринятым, обозначим эту величину через β и, учитывая [1], получим

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (3.4)$$

Отсюда задающий ток генератора тока для схем с ОЭ и ОК равен βI_b [1]. Учитывая сказанное и понимая, что схема замещения транзисторного каскада отличается от схемы замещения транзистора наличием ЭДС (E_1), внутренним сопротивлением источника сигналов (Z_1), а также сопротивлением нагрузки Z_2 , изобразим схемы замещения транзисторных каскадов для включения ОБ, ОЭ и ОК (рис. 3.5). Будем считать сопротивление источника R_1 и сопротивление нагрузки R_2 активными.

В процессе работы над этим разделом целесообразно рассмотреть вопросы, связанные с исследованием основных технических показателей транзисторного каскада для схем включения с ОБ, ОЭ и ОК, которые подробно изложены в [2], с. 62-76.

Вопросы для самопроверки

1. Как классифицируются схемы включения транзистора?
2. Что такое первичные параметры транзистора?
3. Чем обусловлено использование первичных параметров для анализа и расчёта транзисторов?
4. Что необходимо учитывать при составлении схем замещения транзистора?
5. Что такое коэффициенты усиления по току для включений транзистора с ОБ и ОЭ?
6. Какая из схем включения транзистора имеет наибольший коэффициент усиления по току?
7. Какая схема не усиливает ток?

3.2.4. Обеспечение и стабилизация режима работы транзисторов по постоянному току

По разделу 3.2.4. предусмотрен тест № 4 текущего контроля и одно практическое занятие.

При изучении раздела 3.2.4. необходимо запомнить способы осуществления смещения на базу транзистора и хорошо себе представлять схемы коллекторной и эмиттерной стабилизации исходного режима транзистора.

3.2.4.1. Основные способы осуществления исходного режима транзистора

Исходный режим транзистора характеризуется напряжением питания коллекторной цепи E_k , исходным коллекторным током I_{k0} , напряжением смещения базы $U_{бэ0}$ ($E_{бэ0}$) и исходным током базы $I_{б0}$.

Напряжение E_k подаётся от источника питания непосредственно или через развязывающий фильтр. В пределах рабочей области характеристик оно не оказывает существенного влияния на величину исходного коллекторного тока I_{k0} , которая определяется, в основном, напряжением смещения $U_{б0}$ и соответствующим исходным током базы $I_{б0}$.

Требуемый исходный режим цепи базы целесообразно осуществлять за счёт источника питания коллекторной цепи, так при этом можно обойтись одним общим источником питания каскада. При этом основными способами осуществления смещения базы являются: а) смещение фиксированным током базы; б) смещение фиксированным напряжением базы.

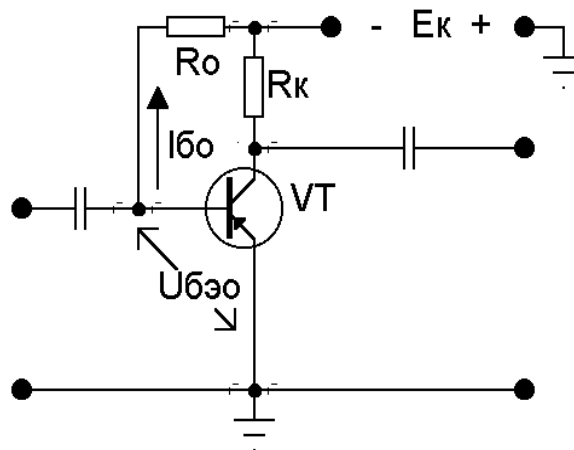


Рис. 4.1. Смещение фиксированным током

Схема смещения фиксированным током базы приведена для включения ОЭ на рис. 4.1. Смещение осуществляется здесь посредством резистора R_0 , образующего для постоянного тока цепь R_0 и сопротивление участка база-эмиттер ($r_{бэ0}$). При этом ток базы

$$I_{б0} = \frac{E_k - U_{б0}}{R_0}, \quad (4.1)$$

где $U_{б0}$ – напряжение смещения, создаваемое током $I_{б0}$ на сопротивлении база-эмиттер $r_{бэ0}$ постоянному току.

Так как $U_{бэ0} \ll E_k$, то $I_{б0} \approx \frac{E_k}{R_0}$, то есть ток базы $I_{б0}$ действительно является

фиксированным, поскольку он практически не зависит от параметров транзистора.

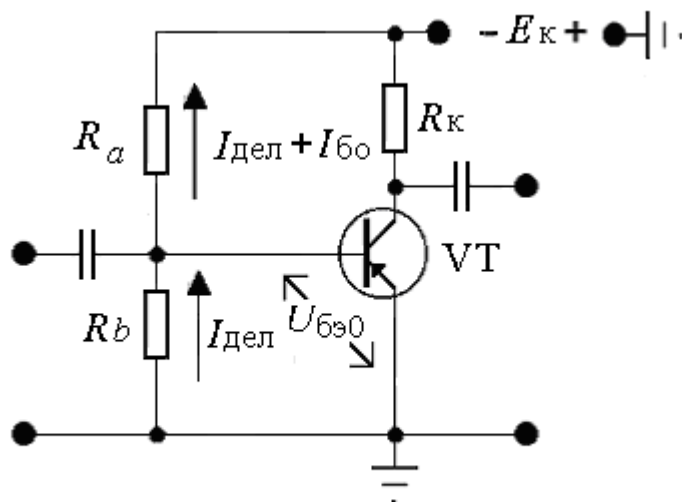


Рис. 4.2. Смещение фиксированным напряжением

Схема смещения фиксированным напряжением приведена на рис. 4.2. Из схемы видно, что в данном случае смещение осуществляется посредством делителя R_a, R_b . При этом

$$R_b = \frac{U_{бэ0}}{I_{дел}}; \quad (4.2)$$

$$R_a = \frac{E_k - U_{бэ0}}{I_{дел} + I_{б0}}. \quad (4.3)$$

Так как ток делителя $I_{дел}$ выбирается значительно большим, чем ток базы $I_{б0}$, то

$$R_a \approx \frac{E_k - U_{бэ0}}{I_{дел}}. \quad (4.4)$$

Решая (4.4) и (4.2) относительно $U_{бэ0}$, находим

$$U_{бэ0} = \frac{R_b}{R_a + R_b} \cdot E_k, \quad (4.5)$$

то есть напряжение $U_{бэ0}$ действительно является фиксированным, поскольку оно практически не зависит от параметров транзистора.

Дестабилизирующие факторы

Смещение фиксированным напряжением или током в своём чистом виде мало пригодно для использования в серийной аппаратуре, т.к. при изменении температуры окружающей среды, питающего напряжения или при замене транзистора выбранный исходный режим его работы может существенно нарушаться.

Сильное влияние оказывают изменения температуры, что объясняется значительной температурной зависимостью параметров транзистора. Известно, что при повышении температуры выходной ток транзистора увеличивается, а при понижении – уменьшается. Так как изменения температуры окружающей среды происходят весьма медленно, они вызывают изменения исходного постоянного тока и приложенного к транзистору напряжения, что может привести к уменьшению усиления и большим нелинейным искажениям.

Сказанное поясняется рис. 4.3, на котором представлено положение исходной рабочей точки (р.т.) каскада ОЭ для значений $I_{к0}$ и $U_{кэ0}$, относящихся соответственно к номинальной температуре t_0 (рис.4.3, а), минимальной $t_{\min} < t_0$ (рис.4.3, б) и температуре $t_{\max} > t_0$ (рис. 4.3, в). При этом предполагается, что во всех случаях $E_k = \text{const}$, $R_k = \text{const}$, $I_{б0} = \text{const}$. Очевидно, что при тех же пределах изменения входного тока i_b в случаях, соответствующих рис. 4.3, б и в, должны возникать значительные нелинейные искажения из-за отсечки коллекторного тока (рис. 4.3, б) или коллекторного напряжения (рис. 4.3, в).

Кроме того, увеличение коллекторного тока при повышении температуры может получить лавинообразный характер, т.к. увеличение тока сопровождается дальнейшим повышением температуры. При этом коллекторный ток превышает допустимое значение и транзистор выходит из строя.

Из сказанного следует, что для стабилизации выходного тока необходимо изменять по определённому закону в зависимости от температуры параметры $I_{б0}$ и $U_{бэ0}$.

Независимо от схемы включения транзистора (ОБ, ОЭ, ОК) мерой температурной нестабильности его исходного режима является степень **изменения выходного тока**.

Изменение выходного тока вызывается следующими основными факторами, действующими при колебаниях температуры окружающей среды:

- а) изменение начального (теплового) тока коллектора $I_{кн}$;
- б) изменение падения напряжения на эмиттерном $p-n$ – переходе $U'_{э}$;
- в) изменение коэффициента усиления по току α и β .

Указанные **дестабилизирующие факторы** могут быть определены следующим образом. **Начальный коллекторный ток $I'_{кн}$** при температуре t' , обусловленный, в основном, концентрацией неосновных носителей, может быть определён для германиевых транзисторов из выражения

$$I'_{кн} = I_{кн} 2^{\frac{t' - t_0}{10}} = I_{кн} 2^{\frac{\Delta t}{10}} \quad (4.6a)$$

для кремниевого транзистора

$$I'_{кн} = I_{кн} 3^{\frac{\Delta t}{10}} . \quad (4.6б)$$

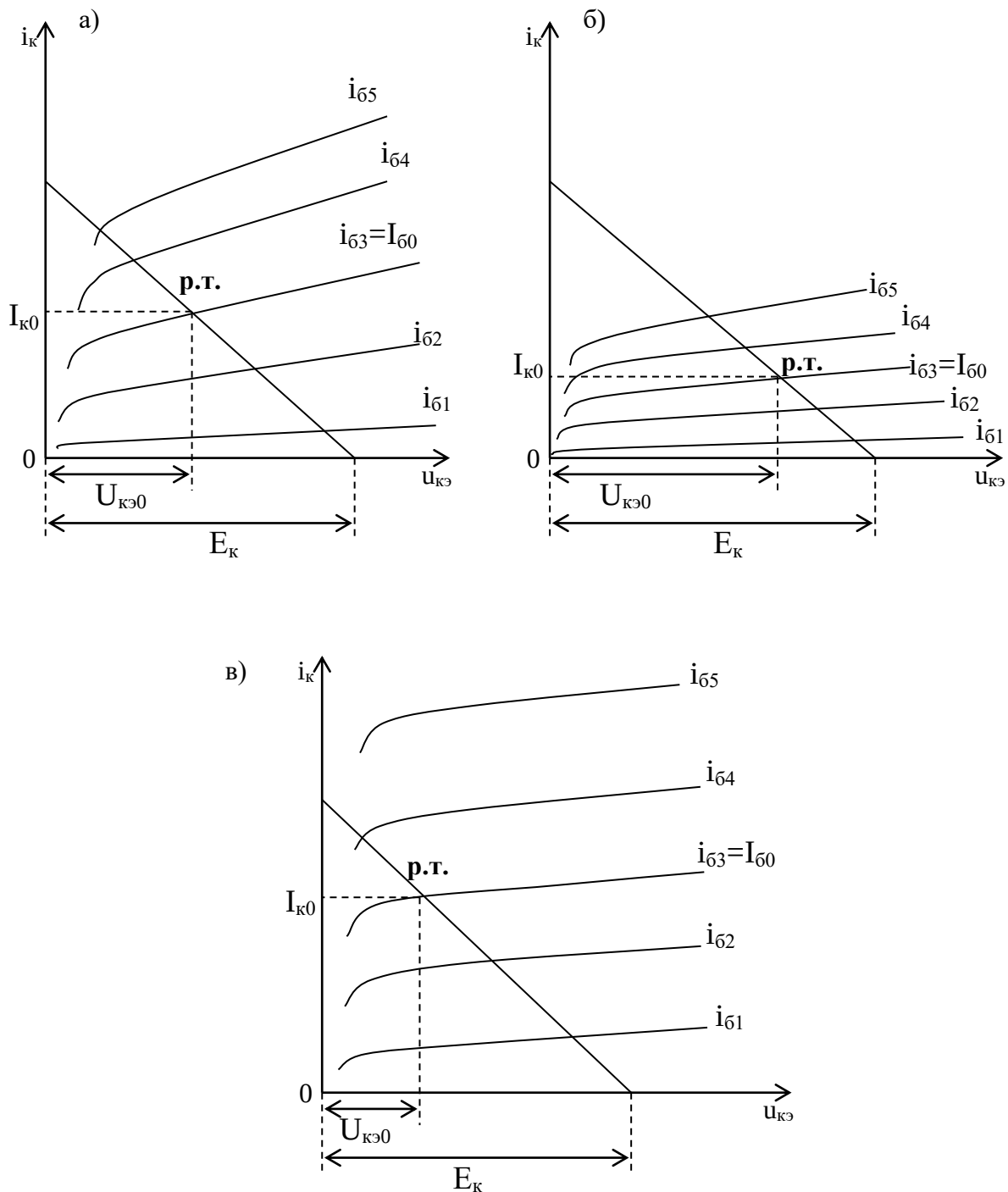


Рис. 4.3. Изменение положения рабочей точки при изменении температуры: а – номинальная температура t_0 ; б – минимальная температура $t_{\min}$; в – максимальная температура $t_{\max}$

Эти выражения получаются на основе решения диффузионного уравнения полупроводникового диода. Из приведённых выражений видно, что ток $I_{кн}$ удваивается (для германиевых транзисторов) или утраивается (для кремниевых) при повышении температуры на каждые десять градусов. Для кремниевых транзисторов величина $I_{кн}$ значительно меньше, чем для германиевых.

При прохождении тока через эмиттерный $p-n$ – переход на его границах устанавливается **разность потенциалов U'_e** (потенциальный барьер), определя-

емая соотношением граничных концентраций носителей тока. Эта разность потенциалов препятствует прохождению тока, поэтому она может рассматриваться как падение напряжения на эмиттерном p - n – переходе.

Может быть показано, что величина U' , падает по мере повышения температуры, причём её изменение происходит приблизительно пропорционально температуре, составляя как для германиевых, так и для кремниевых транзисторов около $2,0 \dots 2,5$ мВ/град.

Таким образом, в соответствии с [1], температурное изменение напряжения на эмиттерном p - n – переходе

$$\Delta U' = - (2,0 \dots 2,5) 10^{-3} \Delta t \text{ В.} \quad (4.7)$$

Коэффициент усиления по току значительно увеличивается при повышении температуры, в основном, вследствие увеличения времени жизни неосновных τ_p носителей тока. Соответственно увеличивается и коэффициент

усиления $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$.

Экспериментально полученные зависимости $\beta = F(t)$ для транзисторов различных типов приводятся в справочниках. Из этих данных следует, что величина $\Delta\beta/\beta$ имеет порядок $0,01 \dots 0,03$ на 1°C .

3.2.4.2. Стабилизация исходного режима

При увеличении температуры окружающей среды в первую очередь увеличивается неуправляемый начальный ток коллекторной цепи $I_{кн}$. Этот ток, небольшой по абсолютной величине, вызывает значительные изменения (увеличение) тока коллектора в прямом направлении, и, если не предусмотреть никаких мер, то коэффициент неустойчивости, представляющий собой в общем виде

$$S = \left. \frac{\Delta i_k}{\Delta i_{кн}} \right|_{U_{кэ} = \text{const}} ,$$

будет иметь значительную величину, что приведёт к лавинообразному процессу роста выходного тока и выходу транзистора из строя. Чтобы этого не произошло, в аналоговой аппаратуре предусмотрена стабилизация исходного режима транзистора.

Стабилизация может осуществляться как за счёт линейной отрицательной обратной связи, так и за счёт нелинейных цепей, компенсирующих изменение выходного тока, вызываемое дестабилизирующими факторами.

Основными схемами линейной стабилизации являются коллекторная и эмиттерная.

Коллекторная стабилизация

Принципиальная схема каскада с коллекторной стабилизацией для включения ОЭ приведена на рис. 5.4.

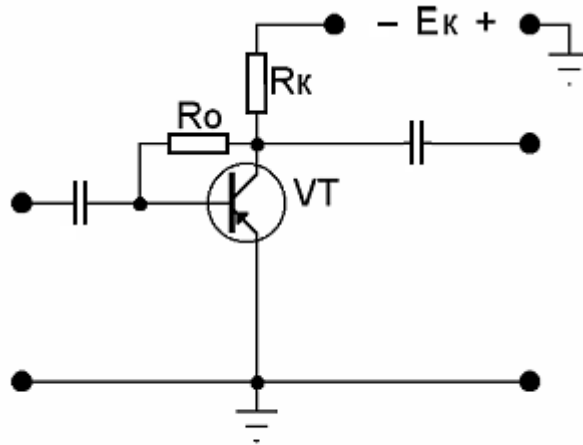


Рис. 4.4. Коллекторная стабилизация

Из рис. 4.4 видно, что коллекторная стабилизация может быть получена на основе схемы смещения фиксированным током базы (рис. 4.1) посредством переключения резистора R_0 с вывода источника питания на коллектор транзистора. Этим достигается зависимость тока в цепи R_0 от величины исходного эмиттерного тока, поскольку потенциал коллектора относительно общей точки $U_{кэ0} = E_k - I_{э0}R_k$. в соответствии с [1], коэффициент неустойчивости

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \frac{R_0}{R_0 + R_k}}. \quad (4.8)$$

Из выражения (4.8) ясно, что наименьшее значение коэффициента неустойчивости будет иметь, если сопротивление коллекторной цепи по постоянному току велико. Идеальный случай, когда $S = 1$, то есть $R_k \rightarrow \infty$, см. выражение (4.8). Но часто оказывается, что $R_0 \gg R_k$ и тогда коэффициент неустойчивости получается близким к величине $S = \frac{1}{1 - \alpha}$, что соответствует нестабилизированному каскаду, т.к. при $\alpha = 0,98 \dots 0,99$ S имеет значения десятков и сотен единиц.

Таким образом, практические пределы уменьшения коэффициента неустойчивости S при использовании коллекторной стабилизации крайне ограничены.

К тому же в схеме ОЭ применение коллекторной стабилизации приводит к появлению параллельной отрицательной обратной связи по отношению к току базы и для переменного тока, что снижает усиление и входное сопротивление каскада. Обратная связь по переменному току может быть исключена, но это

усложняет схему (деление R_0 на две части и включение конденсатора между точкой их соединения и землей).

Эмиттерная стабилизация

Схема эмиттерной стабилизации для включения ОЭ приведена на рис.4.5.

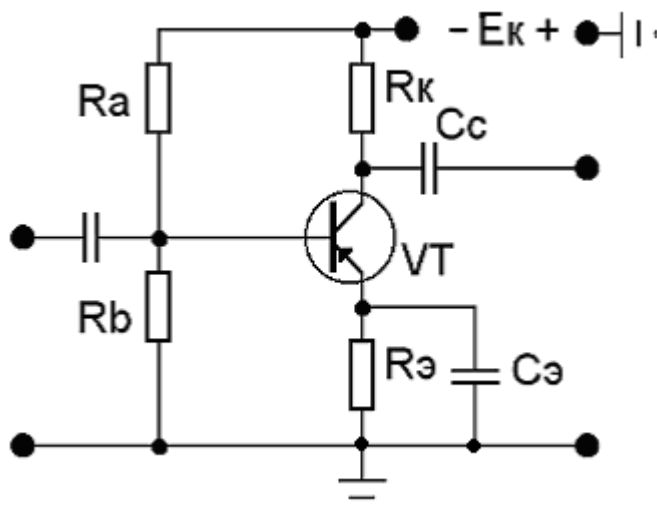


Рис. 4.5. Эмиттерная стабилизация

Как видим, схема эмиттерной стабилизации получена на основе схемы смещения фиксированным напряжением базы (рис. 4.2). Благодаря делителю напряжение U_{Rb} на резисторе R_b не изменяется, поскольку не зависит от параметров транзистора. Как упоминалось в 4.1, при увеличении температуры увеличивается выходной ток, и, следовательно, возрастает падение напряжения U_{Re} на резисторе R_e , включённом в цепь эмиттера. Это означает, что напряжение смещения на базе $U_{бэ0}$ уменьшается, поскольку

$$U_{бэ0} = U_{Rb} - U_{Re}.$$

Последнее обстоятельство приводит к тому, что ток через транзистор уменьшается, и рабочая точка стремится вернуться в исходное состояние (см. рис. 4.3, а и б). Таким образом, элементами эмиттерной стабилизации являются резисторы R_a , R_b и R_e . Коэффициент неустойчивости выразится как

$$S = \frac{1 + \frac{R_e}{R_a} + \frac{R_e}{R_b}}{1 - \alpha + \frac{R_e}{R_a} + \frac{R_e}{R_b}}. \quad (4.9)$$

Из (4.9) следует, что для улучшения стабилизации сопротивления делителя следует выбирать по возможности малыми. Однако уменьшение R_a и R_b ограничивается возрастанием постоянного тока, потребляемого делителем от источника питания, а также – снижением входного сопротивления каскада. Из

(4.9) также следует, что для уменьшения коэффициента неустойчивости нужно увеличивать сопротивление резистора R_3 . Но величина R_3 определяется выбором исходного режима транзистора и не может быть увеличена больше, чем это диктуется выбранным режимом работы транзистора по постоянному току. Компромиссным решением является выбор коэффициента неустойчивости в пределах $S = 3 \dots 7$, а уже на основе заданного (выбранного) S делается расчёт делителя в цепи базы.

Конденсатор C_3 (рис. 4.5), включённый параллельно R_3 , ставится для исключения внешней отрицательной обратной связи для переменного тока, снижающей коэффициент усиления каскада, и никакого отношения к стабилизации исходного режима работы не имеет.

Вопросы для самопроверки

1. Какими параметрами характеризуется исходный режим работы транзистора?
2. Каким способом осуществляется исходный режим работы?
3. Какие дестабилизирующие факторы действуют при изменении температуры окружающей среды?
4. Что такое коэффициент неустойчивости?
5. Когда целесообразно применять коллекторную стабилизацию исходного режима?
6. В чём физический смысл эмиттерной стабилизации?
7. В каком направлении нужно изменять сопротивления делителя в цепи базы, чтобы уменьшить коэффициент неустойчивости?

3.2.5. Каскады предварительного усиления

По разделу 3.2.5. предусмотрен тест № 5 текущего контроля, одно практическое занятие № 3 и одна лабораторная работа № 2.

При изучении этого раздела студент овладевает методикой расчёта резистивного каскада с ОЭ, эмиттерного повторителя, основных схем коррекции частотной характеристики в области низких и высоких частот. Особое внимание уделяется физике процессов, происходящих в схемах транзисторных каскадов предварительного усиления.

3.2.5.1. Резистивный каскад ОЭ

Основным видом каскадов предварительного усиления являются резистивные каскады, так как они обеспечивают равномерное усиление в достаточно широкой полосе частот при крайней простоте схемы, а также малых габаритах и низкой стоимости её элементов. Отсутствие индуктивностей сводит к минимуму паразитные взаимные влияния между каскадами, а также влияния внешних полей.

Наиболее часто применяются **резистивные каскады ОЭ с эмиттерной стабилизацией** (см. рис. 4.5), как обеспечивающие наибольшее усиление по

мощности при достаточно высокой стабильности исходного режима. Кроме того, каскады ОЭ имеют относительно большое входное сопротивление, что позволяет в достаточной степени использовать усилительные свойства транзистора предшествующего каскада без специальных мер согласования между каскадами.

Выбор исходного режима

Естественно, что однотактный каскад предварительного усиления может работать только в режиме А. При этом должны быть приняты меры к возможному снижению величин E_k и I_{k0} . Степень допустимого снижения этих величин оказывается тем большей, чем меньше напряжения, токи и мощности сигналов, усиливаемых каскадом. Помимо уменьшения потребляемой каскадом мощности, снижение E_k позволяет получить требуемую степень подавления паразитной обратной связи за счёт общего источника питания усилителя и необходимое сглаживание пульсаций питающего напряжения при меньшей величине ёмкости развязывающего фильтра, а снижение I_{k0} уменьшает уровень собственных шумов транзистора. Следует, однако, иметь в виду, что чрезмерное снижение E_k и I_{k0} может привести к уменьшению β и повышению влияния начального тока $I_{кн}$.

При значительных величинах усиливаемого сигнала необходимо учитывать, что в исходном режиме напряжение $U_{кэ0}$ и рассеиваемая транзистором мощность $P_0 = U_{кэ0} \cdot I_{k0} \approx P_k$ не должны превышать допустимых для данного транзистора значений при максимальной температуре так же, как и максимальные мгновенные значения напряжения $u_{кэ \max}$ и $i_{k \max}$ — их допустимые величины.

Ввиду наличия ёмкости C_c , связывающей рассматриваемый каскад с последующим по переменному току и изолирующей их по постоянному току (см. рис.4.5), нагрузкой каскада по постоянному току является резистор R_k .

При малом уровне сигналов (порядка нескольких милливольт) для определения исходного режима необязательно прибегать к построению динамических характеристик и можно ограничиться приводимыми ниже приближёнными соотношениями.

Исходный ток коллектора рассчитываемого каскада

$$I_{k0} \approx (1,3 \dots 1,5) I_{вх \text{ сл}}, \quad (5.1)$$

где $I_{вх \text{ сл}}$ — амплитуда тока входной цепи следующего каскада. Выбор I_{k0} с указанным в (5.1) превышением по отношению к $I_{вх \text{ сл}}$ объясняется тем, что: во-первых, амплитуда тока в выходной цепи рассчитываемого каскада I_k обычно в 1,2...1,3 раза больше $I_{вх \text{ сл}}$ за счёт токов через сопротивление R_k данного каскада и сопротивления плеч делителя смещения следующего каскада ($R_{a \text{ сл}}$ и $R_{b \text{ сл}}$), которые для переменного тока включены все параллельно входной цепи транзистора этого каскада; во-вторых, необходимо иметь некоторый дополнительный запас по величине I_{k0} во избежание нелинейных искажений или даже отсечки тока при возможных превышениях уровня входного сигнала.

Исходное напряжение между коллектором и эмиттером

$$U_{кэ0} = E_k - I_{к0}(R_k + R_э). \quad (5.2)$$

Здесь

$$R_k = \frac{(0,3 \dots 0,5) E_k}{I_{к0}} \quad (5.3)$$

$$R_k = \frac{(0,1 \dots 0,2) E_k}{I_{к0}}, \quad (5.4)$$

причём E_k – выбранное напряжение питания.

Обычно принимают $U_{кэ0} = (3 \dots 7)$ В. Напряжение смещения базы $U_{бэ0}$, необходимое для получения при номинальной температуре требуемого тока $I_{к0}$ при $U_{кэ0}$, соответствующем (5.2), определяется из статической входной характеристики для среднего значения напряжения $U_{кэ}$ (см. рис. 4.4).

Сопротивления делителя смещения R_a и R_b , как параметры, обеспечивающие при выбранных значениях E_k , $I_{к0}$, R_k и $R_э$ необходимую величину $U_{бэ0}$ и заданный коэффициент неустойчивости S , рассчитываются:

$$R_{\text{дел}} = \frac{R_a R_b}{R_a + R_b} = \frac{S - 1}{1 - \frac{S}{\beta + 1}} R_э - r_б, \quad (5.5)$$

$$R_a = \frac{E_k}{U_{бэ0} + I_{к0} R_э} R_{\text{дел}}, \quad (5.6)$$

$$R_b = \frac{R_a R_{\text{дел}}}{R_a - R_{\text{дел}}}. \quad (5.7)$$

Более подробно каскады предварительного усиления рассматриваются в [2], с. 96-109.

Вопросы для самопроверки

1. От чего зависит коэффициент усиления по напряжению резистивного каскада ОЭ?
2. Как влияют ёмкости C_c и $C_э$ на частотную характеристику каскада ОЭ?
3. На каких частотах обнаруживается влияние ёмкости $C_э$, и в чём оно выражается?
4. Чем принципиально отличается каскад с неблокированным сопротивлением в цепи эмиттера от обычного каскада ОЭ?
5. Какая обратная связь имеет место в эмиттерном повторителе, и почему он так называется?

6. Каково усиление по напряжению эмиттерного повторителя?
7. В каком примерном диапазоне частот работают широкополосные каскады усиления?
8. Какие методы коррекции частотной характеристики используются в области высоких частот?
9. В чём физическая сущность эмиттерной коррекции?
10. Что такое коэффициент добротности?
11. Что такое выигрыш, получаемый за счёт применения коррекции?
12. В чём физический смысл индуктивной коррекции?
13. За счёт чего выигрыш, получаемый от индуктивной коррекции оказывается больше, чем от эмиттерной?
14. По каким причинам отдаётся предпочтение эмиттерной коррекции?
15. Какими элементами схемы каскада ОЭ вызываются искажения, которые компенсирует низкочастотная коррекция $R_{\Phi}C_{\Phi}$?

3.2.6. Оконечные усилительные каскады

Раздел 3.2.6. является центральным в структуре дисциплины САЭУ, поэтому предусматривает: тест № 6 текущего контроля, одно практическое занятие № 4, две лабораторные работы № 4 и № 5 и одну контрольную работу, которая предваряет курсовой проект, выполняемый во втором семестре. Знания, полученные при изучении этого раздела, зачастую являются фундаментом для дипломного проекта.

В разделе рассматриваются особенности работы транзистора при больших уровнях сигнала, то есть в нелинейном режиме. Обосновывается применение графо-аналитического метода анализа при работе транзистора в нелинейном режиме. Рассматриваются основные режимы работы транзисторов оконечного каскада. Анализируются схемы однотактного и двухтактного оконечного каскада с параллельным и последовательным питанием. Рассматриваются современные схемные решения оконечного каскада.

3.2.6.1. Работа транзистора при больших уровнях сигнала Построение динамических характеристик

При больших уровнях сигнала рассмотренные выше методы исследования, относящиеся к линейным системам, оказываются неприемлемыми. Это объясняется нелинейными зависимостями между токами и напряжениями, существующими в цепях усилительного элемента при больших сигналах.

Для расчёта и исследования работы каскада при больших уровнях сигнала применяются: 1) графический метод и 2) приближённый аналитический метод.

Графический метод основан на использовании статических характеристик усилительного элемента, представляющих собой экспериментально определённые нелинейные зависимости между токами и напряжениями в его цепях, относящиеся к режиму короткого замыкания (статический режим) и являющие-

ся типовыми (усредненными) для усилительного элемента данного типа. Построение динамических характеристик позволяет перейти к указанным зависимостям для заданных сопротивлений нагрузки и источников сигнала при определённых питающих напряжениях и способах их подведения (динамический режим работы). Графический метод позволяет наглядно и наиболее точно: а) выбрать исходный режим работы усилительного элемента (исходную рабочую точку); б) определить величины, характеризующие режим работы при наличии сигнала (постоянные и переменные напряжения, токи и мощности в выходной и входной цепях каскада); в) определить величину нелинейных искажений.

Недостатками графического метода являются некоторая его громоздкость и затруднительность использования для выявления зависимостей между различными характеризующими динамический режим величинами. Кроме того, графический метод расчёта возможен при наличии достаточно полных семейств выходных и входных статических характеристик транзистора.

Приближённый аналитический метод основан на идеализации (линеаризации) статических характеристик усилительного элемента и нахождении усреднённых значений его параметров, которые в пределах используемого поля характеристик считаются постоянными величинами.

Из сказанного следует, что приближённый аналитический метод расчёта должен использоваться главным образом для установления общих и принципиальных зависимостей между расчётными величинами, в то время как для конкретных инженерных расчётов в ряде случаев целесообразно применение графического метода.

Переходя к рассмотрению работы транзистора при больших уровнях сигнала, следует иметь в виду, что существуют три области поля характеристик транзистора:

- 1) **активная область**, определяемая прямым смещением на эмиттерном $p-n$ – переходе и обратным смещением на коллекторном $p-n$ – переходе;
- 2) **область отсечки**, определяемая обратным смещением на обоих $p-n$ – переходах;
- 3) **область насыщения**, определяемая прямым смещением на обоих $p-n$ – переходах.

На рис. 6.1 приведено семейство выходных статических характеристик транзистора для включения ОЭ с указанием перечисленных областей поля характеристик.

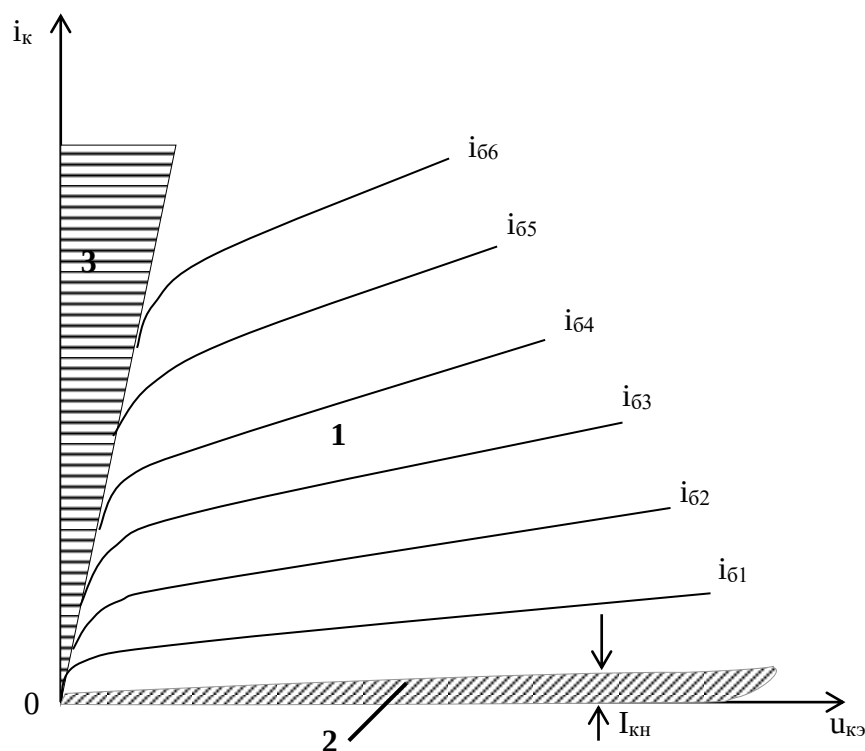


Рис. 6.1. Выходные статические характеристики транзистора при включении ОЭ

Граница области отсечки 2 определяется начальным неуправляемым током $I_{кн}$ и практически соответствует запирающему транзистора. Область насыщения 3 характеризуется резкими искривлениями статических характеристик, получаемыми при переходе к токам в направлении проводимости коллекторного p - n — перехода.

В режиме усиления может использоваться только **активная** область 1, в пределах которой транзистор открыт, а между токами коллектора и базы существует зависимость, близкая к линейной.

Рассмотрение работы каскада при больших уровнях сигнала в целях упрощения проводится обычно для установившегося режима и некоторой достаточно низкой частоты, для которой параметры усилительных элементов можно считать вещественными величинами (например, $f = 1$ кГц).

Сопротивления нагрузки и источника сигналов предполагаются обычно активными, а влиянием реактивных элементов внешних цепей (индуктивность трансформатора, разделительные и блокировочные ёмкости) на частоте порядка 1 кГц при правильном выборе этих элементов можно пренебречь.

Для выполнения графического расчёта режима необходимо на основе статических характеристик транзистора построить динамические характеристики транзисторного каскада. Удобно начинать с построения выходной динамической характеристики $i_2 = F(u_2)$, используя для этой цели семейство выходных статических характеристик транзистора, поскольку, как это будет видно из дальнейшего изложения, при линейном сопротивлении нагрузки эта динамическая характеристика представляет собой прямую линию. На основании вы-

ходной динамической характеристики и семейства входных статических характеристик транзистора строится входная динамическая характеристика $i_1 = F(u_1)$. На основании выходной и входной динамических характеристик строится проходная динамическая характеристика $i_2 = F(u_1)$, и, наконец, на основании этой характеристики в соответствии с сопротивлением источника сигналов – сквозная динамическая характеристика $i_2 = F(e_{ист1})$.

Выходная динамическая характеристика

Построение начнём с исходного режима. В этом случае напряжение сигнала отсутствует, а схема замещения выходной цепи соответствует рис. 6.2. Здесь E_k – напряжение питания коллекторной цепи; R_{k0} – сопротивление нагрузки коллекторной цепи для постоянного тока; $R_{вых}$ – выходное сопротивление транзистора.

$$\text{Очевидно, что } E_k = i_k R_{k0} + u_{кэ}. \quad (6.1)$$

В уравнении (4.1) два неизвестных – i_k и $u_{кэ}$. Это объясняется тем, что $u_{кэ} = i R_{вых}$, в то время как $R_{вых}$ является нелинейным параметром, зависящим от положения рабочей точки на поле характеристик.

Для определения этих неизвестных используем дополнительно графически заданную зависимость $i_k = F(u_{кэ})$, представляющую собой статическую характеристику транзистора для выбранного тока смещения базы $I_{б0}$ (рис. 6.3).

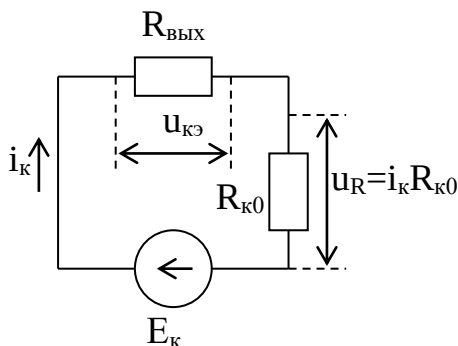


Рис. 6.2. Схема замещения выходной цепи

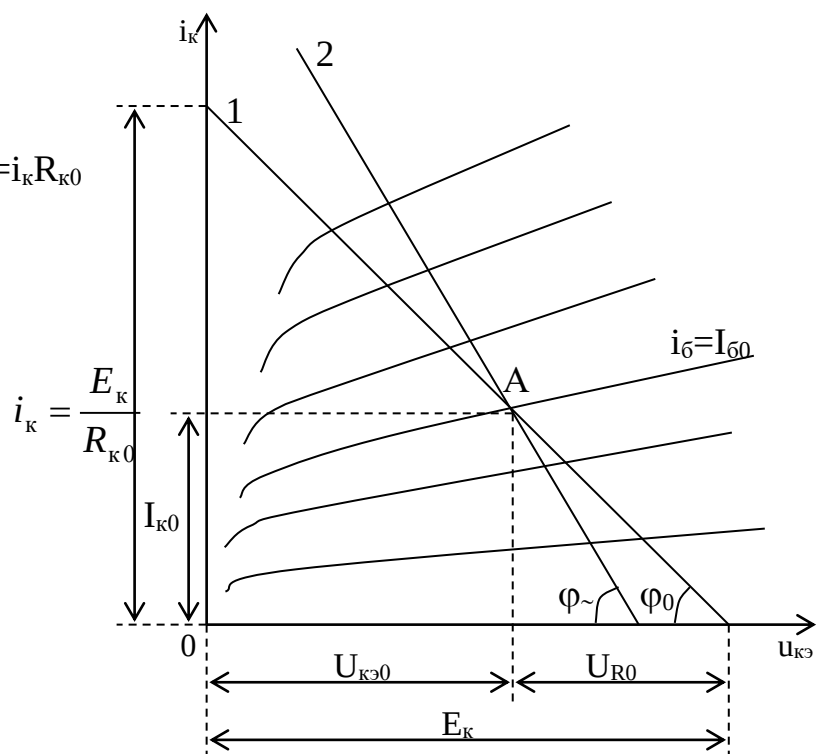


Рис. 6.3. Статическая характеристика транзистора для выбранного тока смещения базы $I_{б0}$

Уравнение (6.1) и зависимость $i_k = F(u_{кэ})$ будем разрешать совместно графически. Для этой цели представим уравнение (6.1) в виде

$$i_k = -\frac{1}{R_{к0}} u_{кэ} + \frac{E_k}{R_{к0}},$$

из которого следует, что при $R_{к0} = \text{const}$ (линейное сопротивление нагрузки) оно является уравнением прямой, не проходящей через начало координат.

Эту прямую удобно построить по двум следующим точкам:

а) точка $i_k = 0$, для которой $u_{кэ} = E_k$;

б) точка $u_{кэ} = 0$, для которой $i_k = \frac{E_k}{R_{к0}}$.

Построив по этим точкам рассматриваемую прямую (прямая 1 на рис. 6.3), получаем искомое решение как точку её пересечения со статической характеристикой $i_k = F(u_{кэ})$, при $i_b = I_{б0}$ (точка А на рис. 6.3). Эта точка соответствует исходному режиму транзистора при напряжении питания E_k , сопротивлении нагрузки для постоянного тока $R_{к0}$, включённом непосредственно в коллекторную цепь, и точку смещения базы $I_{б0}$.

Полученная прямая представляет собой **выходную динамическую характеристику каскада по постоянному току**, поскольку она построена, исходя из сопротивления нагрузки коллекторной цепи по постоянному току. Указанная динамическая характеристика позволяет найти падение напряжения U_{R0} , создаваемое током $I_{к0}$ в сопротивлении $R_{к0}$. Действительно, $U_{R0} = I_{к0} \text{ctg} \varphi_0$, где φ_0 – угол наклона динамической характеристики по отношению к отрицательному направлению оси абсцисс, который может быть определен как

$$\varphi_0 = \text{arcctg} \left(E_k : \frac{E_k}{R_{к0}} \right) = \text{arcctg} R_{к0}. \quad (6.2a)$$

Напряжение, приложенное в исходном режиме к выходным электродам транзистора, $U_{кэ0} = E_k - U_{R0} = E_k - I_{к0} R_{к0}$. При $R_{к0} = 0$ (режим короткого замыкания или статический режим) $\varphi_0 = \pi/2$. При $R_{к0} = \infty$ (режим холостого хода) $\varphi_0 = 0$, и динамическая характеристика совпадает с отрицательным направлением оси абсцисс.

При конечных значениях $R_{к0}$ угол наклона динамической характеристики $0 < \varphi_0 < \pi/2$, причём φ_0 тем меньше, чем больше $R_{к0}$.

Построение **выходной динамической характеристики для переменного тока** производится, исходя из сопротивления нагрузки коллекторной цепи $R_{к\sim}$ для переменного тока, так что для этой характеристики

$$\varphi_{\sim} = \text{arcctg} R_{к\sim}. \quad (6.2б)$$

В некоторых случаях $R_{к\sim} = R_{к0}$ (точно или приближённо). В других случаях $R_{к\sim} < R_{к0}$ (резистивный каскад) или $R_{к\sim} > R_{к0}$ (трансформаторный каскад).

Учитывая изменения тока базы, вызываемые напряжением сигнала, и находя точки пересечения выходной динамической характеристики каскада для переменного тока со статическими характеристиками транзистора при различных токах базы, можно получить действительные изменения коллекторного тока, происходящие под действием сигнала при заданных значениях сопротивления $R_{к\sim}$, питающего напряжения E_k и изменениях тока базы i_b .

Очевидно, что изменяясь, коллекторный ток i_k при $i_b = I_{b0}$ должен проходить через своё исходное значение $I_{к0}$. Следовательно, выходные динамические характеристики по переменному и постоянному токам должны пересекаться в исходной рабочей точке А (рис. 6.3).

На рис. 6.3 прямая 2 представляет собой динамическую характеристику для переменного тока, относящуюся к случаю $R_{к\sim} < R_{к0}$. Точки её пересечения со статическими характеристиками транзистора для различных значений i_b определяют изменения коллекторного тока в динамическом режиме.

Следует сказать, что величина угла $\varphi_{\sim}$, получаемая на диаграмме, зависит от масштабов, принятых в ней для тока (m_i мА/мм) и для напряжения (m_u В/мм), и действительная величина этого угла может быть найдена из выражения

$$\varphi_{\sim} = \operatorname{arccctg} \left(\frac{m_i}{m_u} R_{к\sim} \right), \quad (6.2 \text{ в})$$

где $R_{к\sim}$ выражено в килоомах.

Входная динамическая характеристика

Входная динамическая характеристика представляет собой зависимость входного тока от входного напряжения при наличии нагрузки в выходной цепи каскада. Она строится на основе выходных статических характеристик транзистора и выходной динамической характеристики каскада. Но так как обычно входные статические характеристики для различных значений $u_{кэ}$ расположены весьма близко друг к другу, часто за входную динамическую характеристику принимают приближённо статическую характеристику (квазидинамическую) для некоторого значения $u_{кэ}$, отличающегося от нуля (например, для $u_{кэ} = 5$ В).

Входная характеристика применяется для графического определения постоянных и переменных напряжений, токов и мощностей, относящихся к входной цепи каскада, а также для определения его входного сопротивления. На рис. 6.4 показано, как на основе выходной динамической характеристики и входной квазидинамической характеристики (приблизительно соответствующей входной динамической) можно получить нужные для дальнейших расчётов параметры входной цепи.

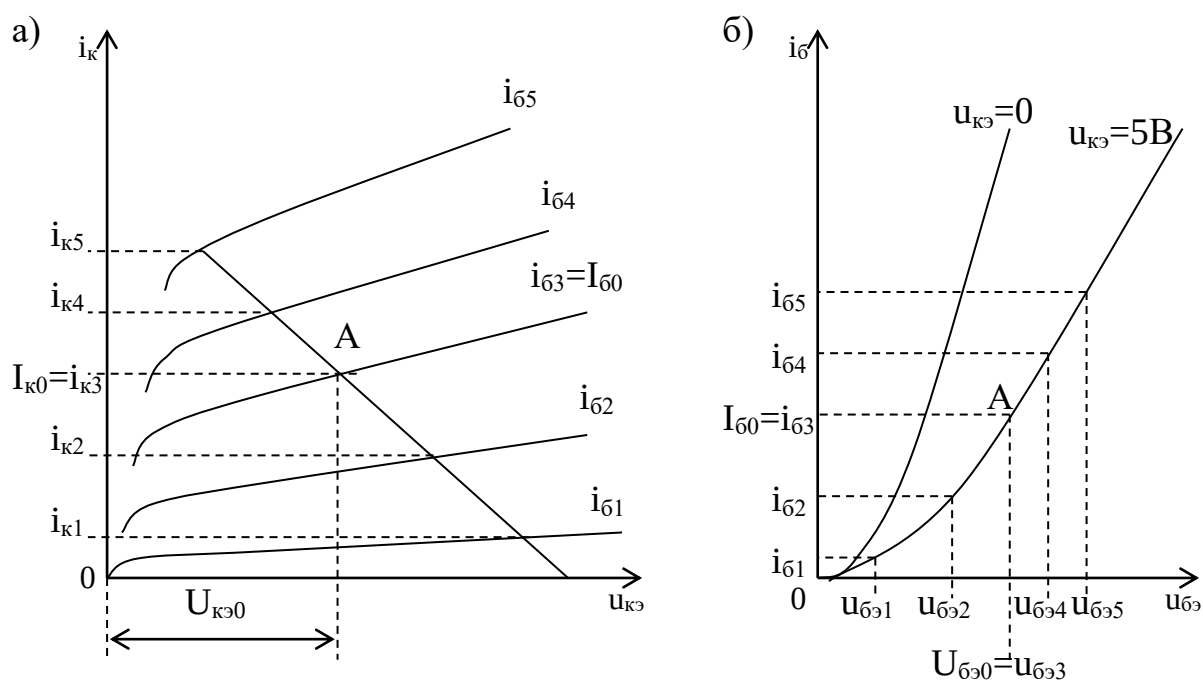


Рис. 6.4. Выходная динамическая (а) и входная квазидинамическая (б) характеристики для включения транзистора ОЭ

Проходная и сквозная динамические характеристики

Проходная характеристика представляет собой зависимость выходного тока от входного напряжения $i_k = F(u_{63})$ при наличии нагрузки в выходной цепи и при равенстве нулю внутреннего сопротивления источника сигналов R_1 , то есть при возбуждении каскада от идеального генератора ЭДС. Она может быть легко получена из входной динамической (квазидинамической) и выходной динамической характеристик (рис. 6.4, а и б).

Сквозная динамическая характеристика $i_k = F(e_{ист})$ отличается от проходной тем, что изменения выходного тока определяются в ней по отношению к ЭДС источника сигналов, имеющего отличное от нуля внутреннее сопротивление R_1 . Вследствие этого учитываются потери и искажения напряжения на входе транзистора, вызываемые конечной величиной и нелинейностью его входного сопротивления при данном значении R_1 . Для получения сквозной динамической характеристики необходимо использовать выходную и входную характеристики, учитывая, что $e_{ист} = u_{63} + i_6 R_1$ (см. рис. 6.4).

Сквозная динамическая характеристика применяется для определения вносимых каскадом нелинейных искажений.

3.2.6.2. Режимы работы транзистора

Рассмотрим возможные режимы работы транзистора при усилении симметричных сигналов. К симметричным сигналам относят такие, для которых равновероятны одинаковые отклонения напряжения или тока сигнала в обе сто-

роны от его исходного значения. К таким сигналам, помимо гармонических колебаний, относятся сигналы звуковых передач, телевизионных изображений и различных импульсных устройств с двухсторонними импульсами.

Наиболее естественным режимом для усиления симметричных сигналов является **режим «А»**, сущность которого состоит в том, что исходная рабочая точка выбирается на середине линейного участка сквозной динамической характеристики. Целесообразность такого выбора исходной рабочей точки при симметричных сигналах очевидна, т.к. при этом ограничения линейного участка характеристики по максимуму и по минимуму наступают одновременно при наибольшей амплитуде напряжения сигнала.

В транзисторном каскаде ограничением по минимуму является допустимое наибольшее значение выходного тока при максимальной температуре или наименьшее значение напряжения, соответствующее переходу к области насыщения. Ограничением по максимуму является начало искривления (загиба) сквозной динамической характеристики в области малых токов.

Работа транзистора в режиме «А» для схемы ОЭ поясняется рис. 6.5.

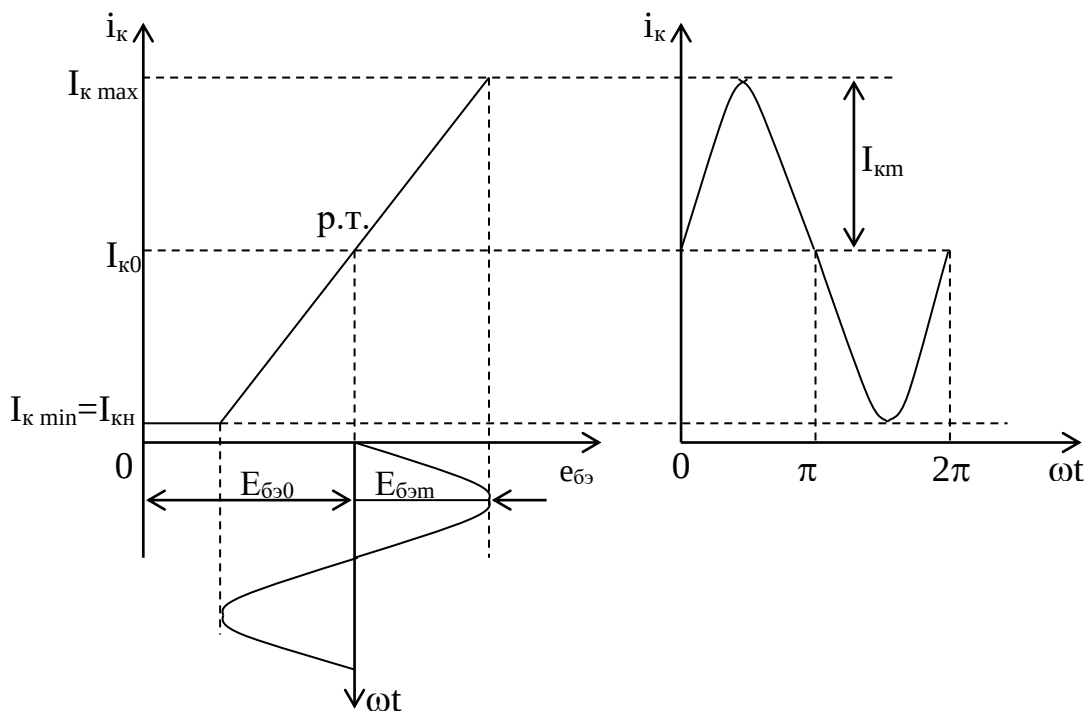


Рис. 6.5. Режим «А»

Здесь исходная смещающая ЭДС между базой и эмиттером $E_{бэ0}$ выбрана таким образом, что исходный коллекторный ток $I_{к0}$ находится на середине используемого линейного участка характеристики $\left(I_{к0} = \frac{I_{кmax} - I_{кmin}}{2} \right)$. При синусоидальном изменении ЭДС источника сигналов с амплитудой $E_{бэм}$ коллекторный ток изменяется также синусоидально с амплитудой $I_{км}$.

Режим «А» является наиболее универсальным режимом работы. Он применяется при симметричных сигналах в каскадах предварительного усиления, а также в предоконечных и окончных каскадах при небольших мощностях уси-

лителя (обычно до 0,5...1 Вт). Основным преимуществом режима «А» является малая величина нелинейных искажений, обеспечиваемая наиболее простым способом, а именно использованием только линейного участка характеристики. Недостатком режима «А» является малая величина КПД каскада, объясняемая большой постоянной составляющей выходного тока, которая даже при отсутствии сигнала на входе (в паузе) равна $I_{к0}$, что обуславливает значительную величину мощности, рассеиваемой в транзисторе (P_k). КПД каскада в общем виде (для любого режима работы) определяется как

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0}, \quad (6.3)$$

где $P_{\sim} = P_2$ – полезная мощность, выделяемая в нагрузке; P_0 – мощность, потребляемая от источника питания. Мощность, рассеиваемая в транзисторе

$$P_k = P_0 - P_{\sim}. \quad (6.4)$$

Из выражения (4.4) ясно, что наибольшая мощность выделяется на транзисторе, когда $P_{\sim} = 0$, то есть при отсутствии сигнала на входе, т.к.

$$P_0 = E_k I_{к\text{ ср}}, \quad (6.5)$$

но в режиме «А», как это видно из рис. 4.5, $I_{к\text{ ср}} = I_{к0}$, а $I_{к0}$ в режиме «А», как указывалось ранее, имеет значительную величину.

Для повышения КПД каскада применяется **режим «В»**, при котором исходная рабочая точка выбирается в начале сквозной динамической характеристики, то есть в точке $i_k = I_{кн}$, а смещающая ЭДС между базой и эмиттером $E_{бэ0} \approx 0$ (рис. 6.6). При этом, если пренебречь ничтожно малым током $I_{кн}$, можно считать, что коллекторный ток проходит через транзистор только в течение одного полупериода, и поэтому в режиме «В» угол отсечки $\theta_B = \pi/2$ (рис. 6.6).

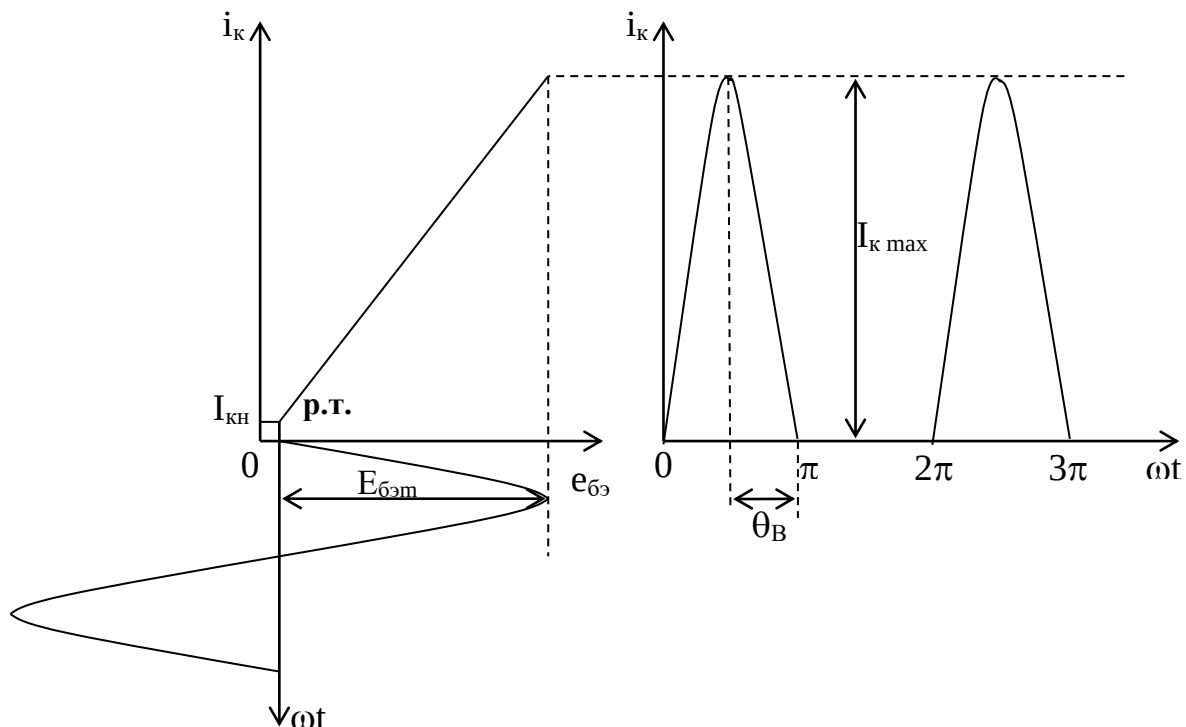


Рис. 6.6. Режим «В»

Поэтому неискажённое воспроизведение симметричного сигнала при апериодическом характере нагрузки возможно только при использовании двухтактной схемы оконечного каскада.

В режиме «В» коэффициент полезного действия (η) увеличивается, во-первых, за счёт лучшего, по сравнению с режимом «А», использования транзистора по току ($I_{k \max B} > I_{k mA}$), благодаря чему полезная мощность

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} I_{k \max} U_{k m} \quad (6.6)$$

оказывается больше, чем $P_{\sim}$ в режиме «А», а, во-вторых, в паузе, то есть при отсутствии сигнала на входе, от источника питания мощность не потребляется практически вообще в соответствии с (6.5), т.к. $I_{k0} = 0$, а средний ток в режиме «В» можно считать приблизительно равным $I_{k \max}/\pi$. Мощность, потребляемая от источника питания P_0 при наличии сигнала на входе, определяется средним током и оказывается примерно равной $E_k \cdot I_{k \text{ ср}}$.

Таким образом, в отношении энергетических показателей режим «В» имеет несомненные преимущества по сравнению с режимом «А». Недостатком режима «В» является большее искажение сигнала. Кроме того, режиму «В» присущи специфические искажения типа «центральной отсечки», обусловленные тем, что транзисторы в плечах двухтактного оконечного каскада могут иметь не идентичные параметры (например, коэффициент усиления по току β или начальный коллекторный ток), что нарушает строгую очерёдность работы транзисторов и приводит к некоторому запаздыванию коллекторного тока в плечах двух-тактной схемы. Сказанное поясняется графиком на рис. 6.7.

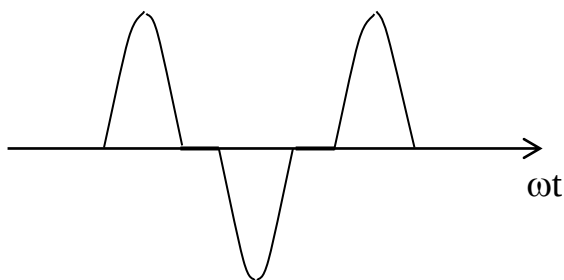


Рис. 6.7. Искажения типа «центральной отсечки»

Для того, чтобы сохранить энергетические преимущества режима «В» и избежать искажений типа «центральной отсечки», используют режим «АВ», при котором увеличивают ЭДС смещения $E_{бэ0}$ и рабочую точку (р.т.) выводят на некий начальный участок сквозной характеристики, пропустив через транзистор в исходном режиме небольшой ток покоя I_{k0} . В этом случае выходной ток проходит через транзистор более чем в течение половины периода, то есть угол отсечки $\theta_{AB} > \pi/2$ (рис. 6.8).

КПД в режиме «АВ» несколько меньше, чем в режиме «В» в силу того, что при отсутствии сигнала на входе (в паузе) от источника питания потребляется мощность $P_0 = I_{k0} E_k$. Мощность, потребляемая от источника пи-

тания при наличии сигнала на входе так же, как и в режиме «В», определяется средним током, выражение (6.5).

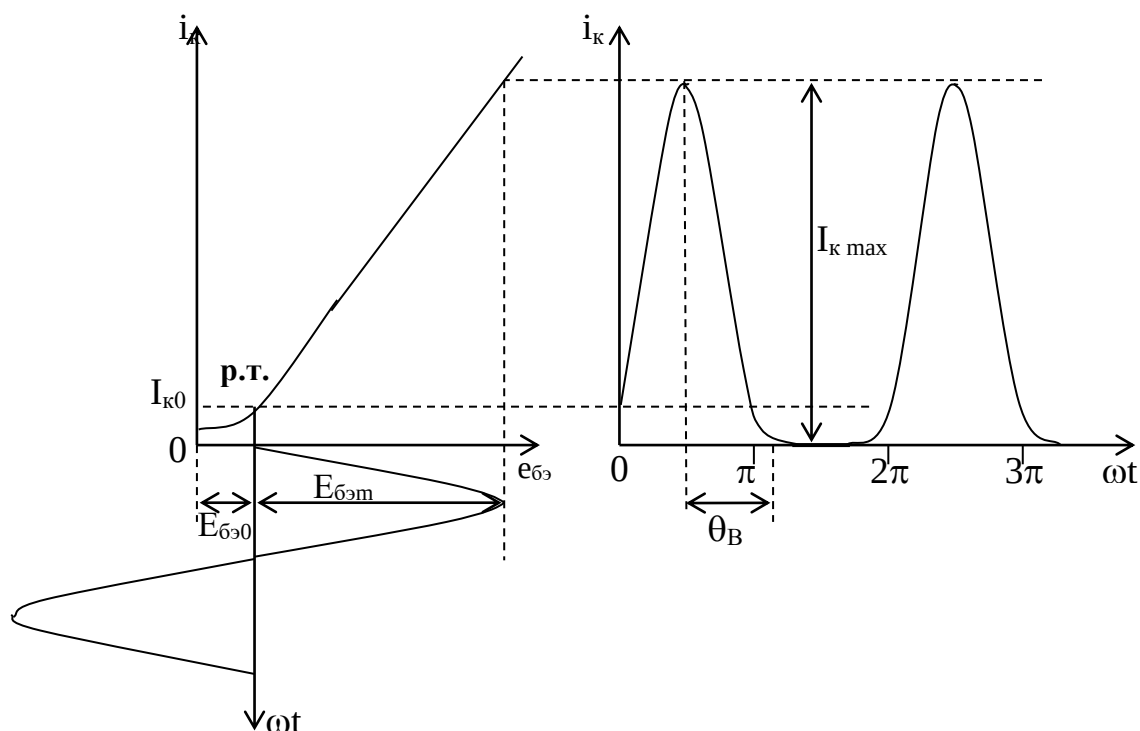


Рис. 6.8. Режим «AB»

Рассмотренные режимы работы транзистора используются при непосредственном (прямом) усилении, то есть при усилении сигналов без их преобразования.

3.2.6.3. Двухтактные оконечные каскады

Существует два основных вида двухтактной схемы:

- а) двухтактная схема с параллельным питанием усилительных элементов (рис. 6.9, а);
- б) двухтактная схема с последовательным питанием усилительных элементов (рис. 6.9, б)*).

В схеме с параллельным питанием усилительных элементов (УЭ) выходной трансформатор принципиально необходим, т.к. связь между плечами схемы осуществляется здесь только за счёт общего магнитного потока в сердечнике трансформатора. В схеме с последовательным питанием сопротивление нагрузки может быть включено непосредственно, как это показано на рис. 6.9, б.

Как видно из приведённых схем замещения, использование усилительных элементов в любом двухтактном каскаде имеет следующие особенности:

- а) напряжения u'_1 и u''_1 подводятся к входным электродам 1 усилительных элементов в противофазе;

*) На рис. 6.9 показаны направления полных мгновенных значений токов плеч i'_2 и i''_2 .

б) выходные электроды усилительных элементов 2 подключаются к противоположным концам сопротивления нагрузки R_n при её непосредственном включении или к противоположным концам первичной обмотки при включении нагрузки через трансформатор.

Этим включение усилительных элементов в двухтактной схеме отличается от обычного параллельного (однотактного) их включения, при котором выходные электроды, соединённые параллельно, подключаются к одному и тому же концу сопротивления нагрузки или первичной обмотки трансформатора, а напряжения на входных электродах изменяются синфазно.

Отсюда вытекают основные свойства двухтактной схемы.

Пусть усилительные элементы плеч двухтактной схемы возбуждаются гармоническими входными напряжениями u'_1 и u''_1 , имеющими частоту ω и одинаковые амплитуды U_{m1} , но находящиеся в противофазе и суммирующиеся с напряжением смещения U_0 (см. рис. 6.9) так, что

$$u'_1 = U_0 + U_{1m}\cos\omega t; \quad u''_1 = U_0 + U_{1m}\cos(\omega t + \pi).$$

Тогда выходной ток i'_2 первого плеча, получивший нелинейные искажения вследствие кривизны динамической характеристики плеча, за счёт отсечки этого тока или по каким-либо другим причинам, может быть представлен следующим образом при помощи ряда Фурье:

$$i'_2 = I_{cp} + I_{1m}\cos\omega t + I_{2m}\cos 2\omega t + I_{3m}\cos 3\omega t + I_{4m}\cos 4\omega t + \dots$$

При одинаковых параметрах плеч вследствие сдвига по фазе на π переменной составляющей напряжения u''_1 по отношению к u'_1 , ток второго плеча

$$i''_2 = I_{cp} + I_{1m}\cos(\omega t + \pi) + I_{2m}\cos(2\omega t + \pi) + I_{3m}\cos(3\omega t + \pi) + I_{4m}\cos(4\omega t + \pi) + \dots,$$

так как сдвиг по фазе на π искажённой кривой тока i''_2 равносильен сдвигу по фазе тока первой гармоники на π , а тока n -ой гармоники на $n\pi$.

Учитывая получившиеся сдвиги фаз, имеем

$$i''_2 = I_{cp} - I_{1m}\cos\omega t + I_{2m}\cos 2\omega t - I_{3m}\cos 3\omega t + I_{4m}\cos 4\omega t - \dots$$

Так как выходные электроды усилительных элементов подключаются к противоположным концам сопротивления нагрузки или первичной обмотки выходного трансформатора, токи i'_2 и i''_2 в этом сопротивлении или в половинах обмотки трансформатора имеют всегда противоположные направления. Поэтому при непосредственном включении нагрузки результирующий или разностный выходной ток

$$i_{2d} = i'_2 - i''_2. \quad (6.7a)$$

При включении нагрузки через трансформатор токи i'_2 и i''_2 , протекающие по половинам первичной обмотки в противоположных направлениях, создают

магнитодвижущие силы $\frac{W_1}{2}i'_2$ и $\frac{W_1}{2}i''_2$ различных знаков так, что результирующая магнитодвижущая сила равна

$$\frac{W_1}{2}(i'_2 - i''_2) = \frac{W_1}{2}i_{2d} \quad (6.76)$$

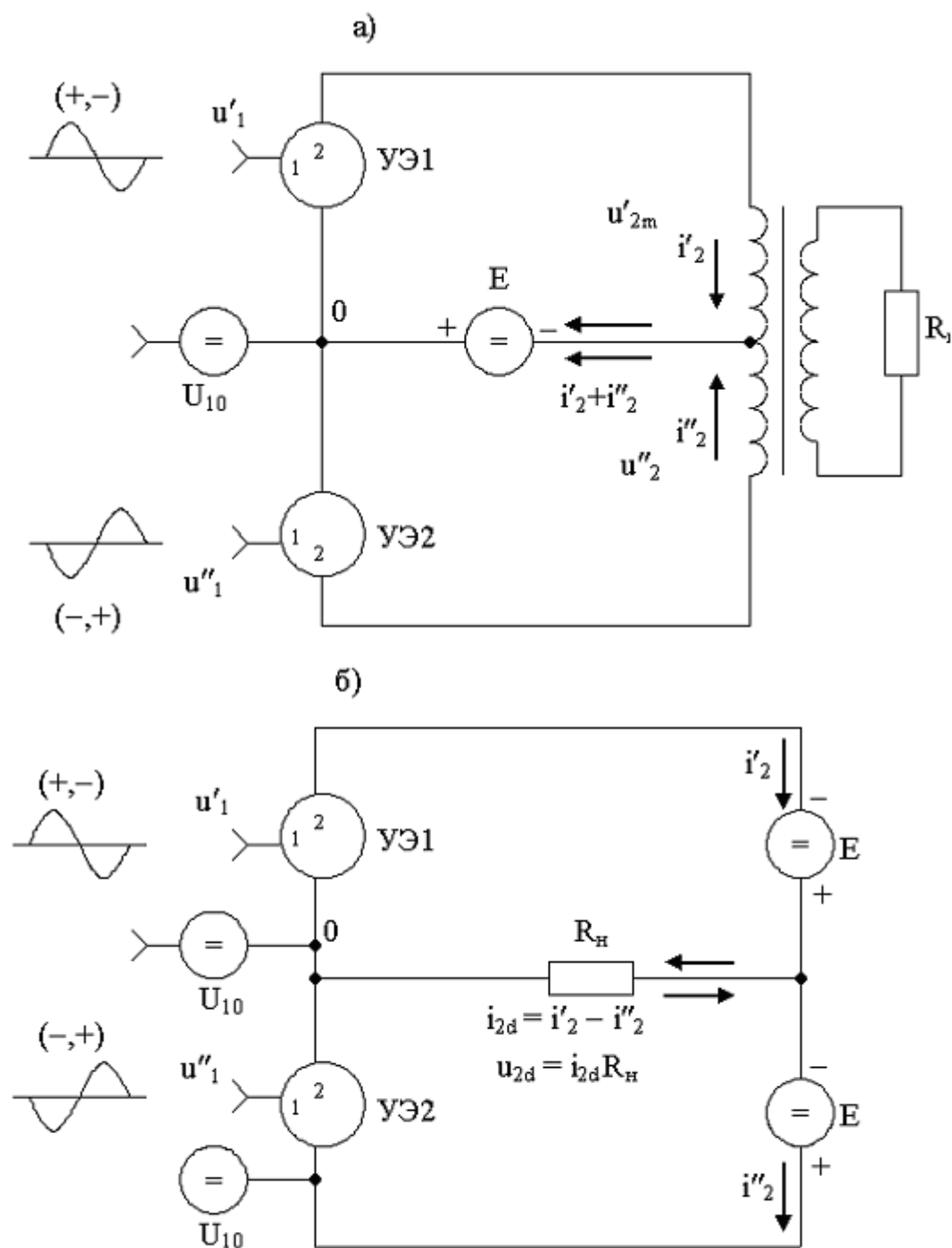


Рис. 6.9. Схема замещения двухтактного оконечного каскада:
а – с параллельным питанием; б – с последовательным питанием

Очевидно, что именно эта магнитодвижущая сила вызывает магнитный ток в сердечнике трансформатора, а также напряжение в нагрузке

$$u_{hd} \approx u_{2d} 2n = i_{2d} R_d 2n$$

и ток

$$i_{hd} \approx \frac{i_{2d}}{2n}$$

в его вторичной обмотке (здесь $n = W_2/W_1$ – коэффициент трансформации выходного трансформатора; $2n$ – его коэффициент трансформации по отношению к половине первичной обмотки).

Таким образом, ток в нагрузке равен или пропорционален разностному выходному току $i_{2d} = i'_2 - i''_2$. Это положение является основой так называемого **метода разностных токов**, применяемого для исследования работы двухтактной схемы.

Используя для токов i'_2 и i''_2 приведённые выше разложения в ряд Фурье и находя их разность, получим

$$i_{2d} = 2I_{1m}\cos\omega t + 2I_{3m}\cos 3\omega t + \dots + 2I_{(2k+1)m}\cos(2k+1)\omega t + \dots, \quad (6.8)$$

где k – целые положительные числа от $k = 2$ и выше.

Выражение (6.8) показывает, что в нагрузке, включённой в выходную цепь непосредственно или через трансформатор, при одинаковых параметрах плеч токи нечётных гармоник удваиваются, постоянные составляющие (средние значения) токов и токи чётных гармоник взаимно компенсируются.

Для схемы с параллельным питанием (рис. 6.3, а) токи плеч в цепи источника питания E складываются, и суммарный ток

$$i_{2s} = 2I_{cp} + 2I_{2m}\cos 2\omega t + 2I_{4m}\cos 4\omega t + \dots + 2I_{2km}\cos 2\omega kt + \dots. \quad (6.9)$$

Таким образом, в цепи питания отсутствуют токи нечётных гармоник, включая первую, то есть отсутствует ток основной частоты (частоты сигнала) ω . В схеме с последовательным питанием (рис. 6.3, б) через источник питания проходят токи соответствующих плеч i'_2 и i''_2 .

На основании изложенного можно сделать выводы о следующих практических преимуществах двухтактной схемы по сравнению с однотактной.

1. Компенсация чётных гармоник выходного тока в цепи нагрузки уменьшает нелинейные искажения при работе усилительных элементов в режиме «А» и, что ещё важнее, позволяет применить экономичный и эффективный режим «В».

2. Компенсация постоянных составляющих выходного тока в цепи нагрузки при её непосредственном включении снижает потери мощности в этой цепи по постоянному току и в некоторых случаях улучшает режим работы устройств нагрузки (например, громкоговорителей). При включении нагрузки через трансформатор компенсация постоянных составляющих магнитодвижущей силы и постоянного магнитного потока в трансформаторе приводит к увеличению динамической магнитной проницаемости материала сердечника.

Это в ряде случаев позволяет при заданных электрических параметрах трансформатора значительно снизить его габариты, массу и стоимость.

1. Нечувствительность двухтактной схемы к синфазным изменениям возбуждающих напряжений позволяет допускать большую величину пульсации питающих напряжений, так как эти пульсации синфазно изменяют потенциалы соответствующих электродов усилительных элементов в плечах каскада, что приводит к снижению габаритов, массы и стоимости питающих устройств.

2. Компенсация токов основной частоты в цепях питания двухтактного каскада с параллельным питанием усилительных элементов значительно ослабляют паразитную обратную связь за счёт общих источников питания усилителя.

Сделанные выводы о полной взаимной компенсации чётных гармоник и постоянных составляющих в цепи нагрузки, а также нечётных гармоник в цепи питания каскада справедливы при полной симметрии плеч двухтактной схемы. При наличии асимметрии получается лишь ослабление соответствующих гармоник или постоянных составляющих, причём степень ослабления тем больше, чем меньше асимметрия.

Двухтактный каскад усиления в режиме «А»

Имея в виду, что в режиме «А» усилительные элементы работают непрерывно на протяжении всего периода в линейной области характеристик, можно производить графоаналитический расчёт сначала для одного плеча, работающего на сопротивлении R'_H . При этом остаётся в силе всё сказанное в 6.3. о расчёте однотактного каскада (здесь $R'_H = R_{K\sim}$).

При переходе к двухтактной схеме нужно учитывать, что должно быть обеспечено сопротивление разностному току

$$R_d = \frac{R'_H}{2},$$

где R'_H – внешнее сопротивление выходной цепи, полученное при расчёте одного плеча.

В двухтактной схеме с последовательным питанием усилительных элементов указанной величине R_d должно быть равно сопротивление нагрузки R_H (рис. 6.3, б), включаемое непосредственно или через трансформатор, коэффициент трансформации которого

$$n = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_m R_d}}. \quad (6.10)$$

В схеме с параллельным питанием (рис. 6.9, а) сопротивление R_d должно вноситься в половину первичной обмотки выходного трансформатора, так что его коэффициент трансформации по отношению к половине обмотки $W_1/2$ определяется выражением (6.10), а коэффициент трансформации по отношению ко всей первичной обмотке

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_n}{\eta_m R_d}} . \quad (6.11)$$

Выходное сопротивление двухтактного каскада разностному току (без учёта действия выходного трансформатора)

$$R_{\text{вых}d} = \frac{R_{\text{вых}}}{2} ,$$

где $R_{\text{вых}}$ – выходное сопротивление плеча в выбранной рабочей точке.

При переходе к двухтактной схеме мощность удваивается, то есть

$$P'_{\sim} = 2P_{\sim}, \quad P'_0 = 2P_0.$$

Допустимое напряжение питания определяется так же, как и для однотактного каскада.

Так как транзисторы в плечах двухтактной схемы используются в режиме, близком к линейному, при определении нелинейных искажений можно находить коэффициент гармоник также сначала для одного плеча при его нагрузке на сопротивлении R'_n , а затем учитывать компенсацию чётных гармоник в двухтактной схеме, которая вследствие неизбежной асимметрии плеч оказывается частичной.

В результате, в плечах нагрузки чётные гармоники в значительной степени подавляются, что учитывается коэффициентом асимметрии $b = 0,1 \dots 0,15$. Коэффициент гармоник для двухтактной схемы, работающей в режиме «А», выразится как

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{(bI_{2m})^2 + I_{3m}^2 + (bI_{4m})^2}}{I_{1m}} \cdot 100\% , \quad (6.12)$$

где гармонические составляющие I_{1m} , I_{2m} , I_{3m} , I_{4m} рассчитываются в соответствии с (6.6).

3.2.6.4. Схемы двухтактных оконечных каскадов и их свойства

Существует большое количество различных схем двухтактных транзисторных каскадов оконечного усиления. Основные из них, как указывалось, могут быть классифицированы следующим образом:

- а) двухтактные каскады с параллельным питанием;
- б) двухтактные каскады с последовательным питанием.

Как было показано в 3.2.6.3, в двухтактных каскадах с параллельным питанием нагрузка может включаться только через выходной трансформатор, осуществляющий связь между плечами.

Двухтактные каскады с параллельным питанием

Наиболее часто применяется каскад ОЭ, т.к. вследствие наибольшего коэффициента усиления по мощности в этой схеме для управления оконечными транзисторами достаточна относительно небольшая входная мощность, а некоторое увеличение нелинейных искажений при наличии достаточно глубокой отрицательной обратной связи не имеет существенного значения. Связь между оконечным и предоконечным каскадами может быть как трансформаторной, так и через переходные конденсаторы C . В последнем случае необходимо применение диодов. Это объясняется тем, что при отсутствии диодов импульсы тока базы, образующиеся при подаче сигнала, увеличивают заряд конденсаторов, смещение базы уменьшается, и транзисторы переходят к режиму «С», что приводит к резким нелинейным искажениям.

Двухтактные каскады с последовательным питанием

В последнее время в оконечных каскадах большой мощности используются схемы на составных транзисторах. В схеме на рис. 6.10 использованы комплементарные пары транзисторов VT2-VT4 и VT1-VT3. Как правило, транзисторы VT2-VT4 – большой мощности, а VT1-VT3 – малой или средней мощности. Широкое использование составных транзисторов в оконечных каскадах обусловлено тем, что такое включение транзисторов имеет ряд преимуществ по сравнению с одиночными транзисторами в плечах оконечного каскада. Это преимущество состоит в следующем:

а) повышается коэффициент усиления по току плеча в β раз, так коэффициент усиления $K_I = \beta_1 \cdot \beta_2$. Это имеет очень большое значение, ибо транзисторы в схеме рис. 6.9 включены с общим коллектором, и оконечный каскад не усиливает по напряжению. Благодаря огромному усилению по току, коэффициент усиления по мощности ($K_P = K_I \cdot K_U$) имеет значительную величину;

б) увеличивается входное сопротивление плеча, которое становится равным $R_{вх} \approx \beta_1 \beta_2 \cdot R_H$, благодаря чему улучшаются условия согласования плеч оконечного каскада с предоконечным, и нет потерь усиления в предоконечном каскаде.

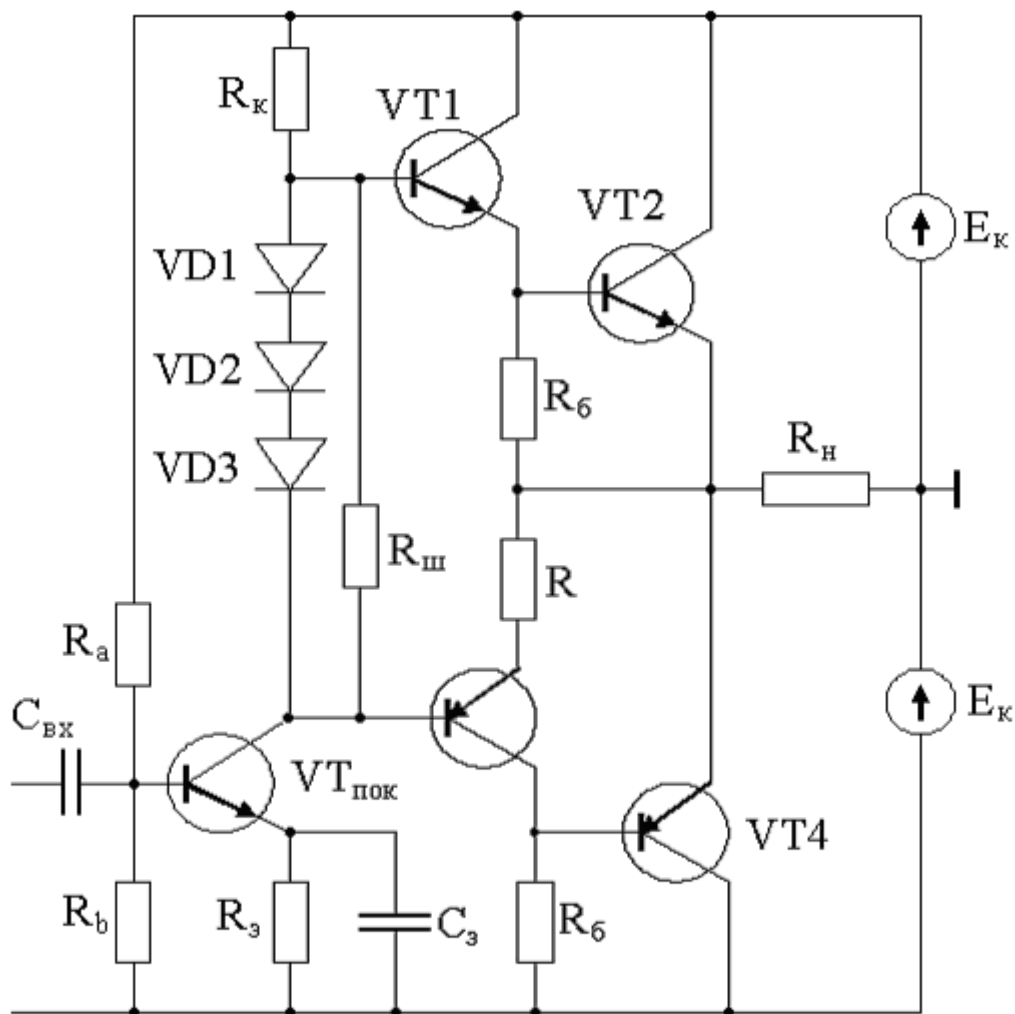


Рис. 6.10. Схема бестрансформаторного оконечного каскада на составных транзисторах

Как видно из рис. 6.10, инверсия сигнала осуществляется в самом оконечном каскаде за счёт использования транзисторов разного типа проводимости, благодаря чему в качестве предоконечного ($VT_{\text{пок}}$) может быть использован обычный каскад при включении транзистора по схеме ОЭ.

На основании рассмотрения схем оконечного каскада с параллельным и последовательным питанием необходимо отметить целый ряд преимуществ трансформаторного каскада, а именно:

- а) осуществление любого требуемого сопротивления нагрузки оконечных транзисторов (оптимальное согласование);
- б) обеспечение симметричности выходной цепи усилителя;
- в) изоляция цепи нагрузки в отношении постоянных напряжений, действующих в цепях усилителя.

Но вместе с тем, недостатки трансформаторного каскада, выражающиеся в ухудшении частотной характеристики и, особенно, сложностью и большими габаритами выходного трансформатора, значительно превышающими размеры

транзисторов и других деталей, привели к широкому использованию бестрансформаторных каскадов на составных транзисторах.

Вопросы для самопроверки

1. Какой метод исследования применяется в случае работы каскада при больших уровнях сигнала?
2. Что такое область отсечки?
3. Что такое область насыщения?
4. Какая область поля выходных статических характеристик используется в режиме усиления?
5. Что представляет собой выходная динамическая характеристика по постоянному току?
6. Чем отличается выходная динамическая характеристика по переменному току от выходной динамической характеристики по постоянному току?
7. Какими параметрами характеризуется исходный режим работы транзистора?
8. Что такое режим «А»?
9. Чем режим «В» отличается от режима «А»?
10. Чем обусловлено использование режима «АВ»?
11. Чем определяется полезная мощность в одноконтурном каскаде?
12. В каком режиме работают транзисторы в одноконтурном каскаде?
13. Какой метод используется для определения нелинейных искажений?
14. Какие существуют два основных вида двухтактной схемы оконечного каскада?
15. Какими преимуществами обладает двухтактная схема по сравнению с одноконтурной?
16. Как изменяется мощность P_k , рассеиваемая на усилительном элементе в режиме «В»?
17. Какая стабилизация исходного режима транзисторов используется при работе оконечного каскада в режиме «В»?
18. Какими преимуществами обладает схема бестрансформаторного каскада на составных транзисторах?

3.2.7. Операционные усилители

По разделу 3.2.7. предусмотрен тест № 7 текущего контроля и одна лабораторная работа № 3.

Операционные усилители (ОУ) являются одним из широко используемых элементов схемотехнических построений электронных цепей усиления сигналов, их суммирования, частотной фильтрации и ряда других функциональных звеньев для линейного и нелинейного преобразования аналоговых сигналов.

Первоначально операционные усилители (ОУ) предназначались для выполнения математических операций в аналоговых вычислительных машинах, отсюда и происходит их название.

Операционный усилитель – это усилитель постоянного тока в микросхемном исполнении, имеющий два входа, образующих дифференциальный вход и один несимметричный выход. Входное сопротивление ОУ велико, выходное – мало. Коэффициент усиления велик. Полоса пропускания широкая. Условное обозначение операционного усилителя и схема подключения источников питания показаны на рис. 7.1.

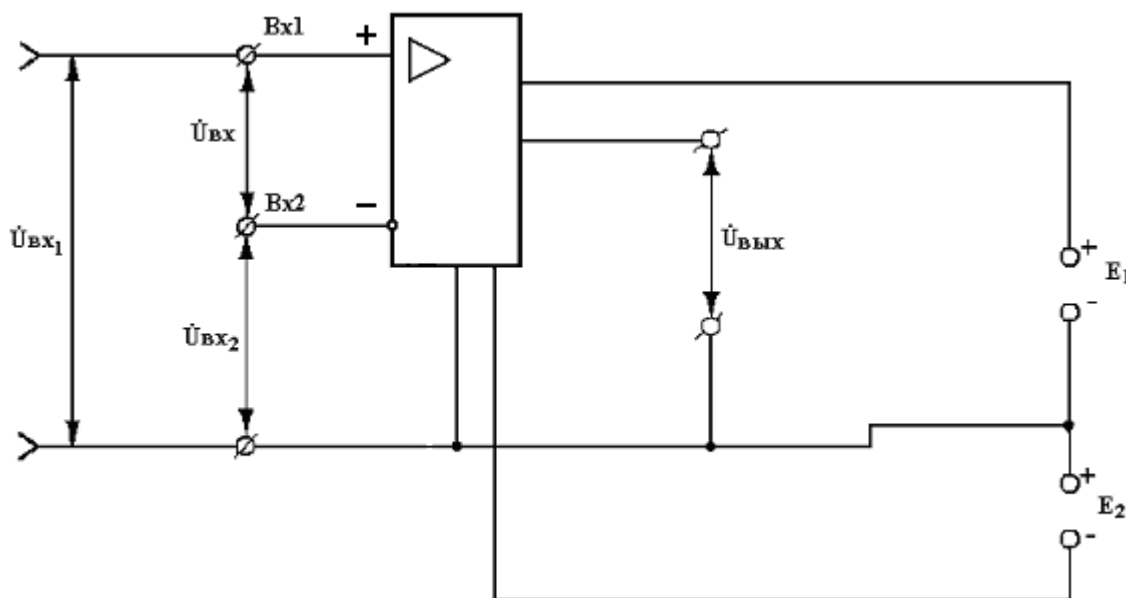


Рис. 7.1. Операционный усилитель с подключёнными к нему источниками питания

Вход 1, обозначенный знаком «+», называется неинвертирующим. Это означает, что напряжение $U_{ВХ1}$ совпадает по фазе с выходным напряжением $U_{ВЫХ}$. Вход 2, обозначенный знаком «-», называется инвертирующим. Это означает, что напряжение $U_{ВХ2}$ и выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ противофазны.

Дифференциальный вход образуется между входами 1 и 2. К нему приложено напряжение $U_{ВХ}$, равное разности $\dot{U}_{ВХ} = \dot{U}_{ВХ1} - \dot{U}_{ВХ2}$. ОУ питается от двух одинаковых источников (E_1 и E_2) или от одного источника со средней точкой, которая соединяется с общим для входа и выхода проводом. Схема ОУ выполняется с таким расчётом, чтобы при отсутствии сигнала на его входах $\dot{U}_{ВХ1} = \dot{U}_{ВХ2} = 0$ и выходное напряжение $\dot{U}_{ВЫХ} = 0$. При наличии сигнала на любом из входов ОУ появляется сигнал и на выходе $\dot{U}_{ВЫХ} \neq 0$, причём относительно общего провода выходное напряжение может иметь как положительную, так и отрицательную полярность в зависимости от полярности напряжения на дифференциальном входе.

Подача напряжения сигнала на входы ОУ осуществляется по-разному. В схеме на рис. 7.1 напряжение сигнала подаётся от двух источников, один из которых подключается к неинвертирующему, а другой – к инвертирующему входам. В частных случаях напряжение одного из источников может быть равно

нулю. На рис. 7.2 показана схема подачи напряжения сигнала от одного источника на дифференциальный вход.

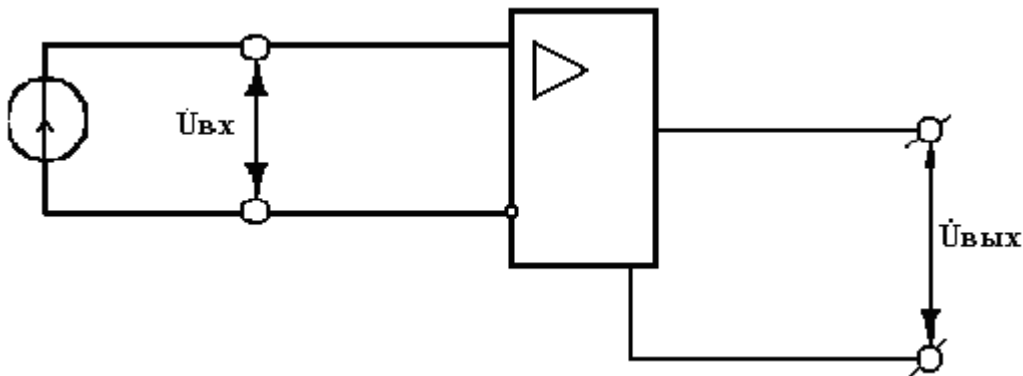


Рис. 7.2. Схема подачи напряжения сигнала на вход операционного усилителя от одного источника

Инвертирующий усилитель. Схема инвертирующего усилителя приведена на рис. 7.3. ОУ охвачен параллельной отрицательной обратной связью (ООС) по напряжению. Резистор $Z2$ играет роль сопротивления ОС, а $Z1$ —сопротивления источника сигнала.

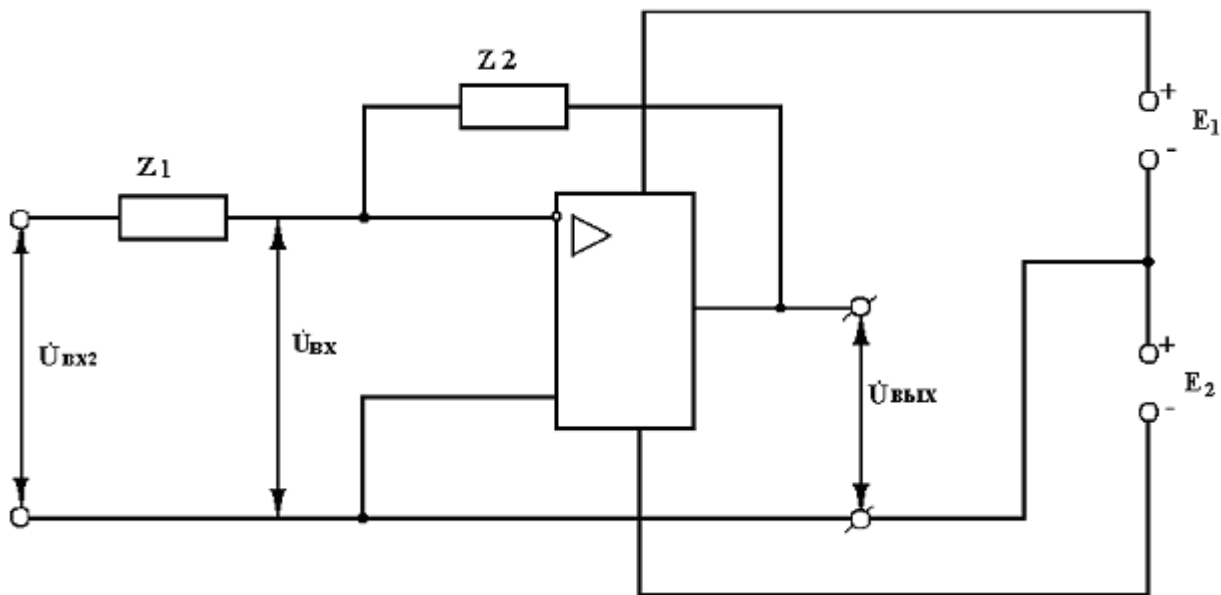


Рис. 7.3. Принципиальная схема инвертирующего усилителя

Параметры инвертирующего усилителя, коэффициент передачи и входное сопротивление определяются по соотношению

$$\dot{K}_{OC} = \frac{\dot{U}_{BYX}}{\dot{U}_{BX}} = -\frac{Z2}{Z1}, \quad Z_{BX}^{OC} = Z1. \quad (1)$$

Выражение для выходного сопротивления не приводится, так как оно очень мало, и его можно считать практически равным нулю.

У реальных ОУ входное сопротивление не равно бесконечности и входной ток не равен нулю. В результате точность предыдущей формулы снижается. Для компенсации погрешности, вызванной неидеальностью ОУ, используют схему инвертирующего усилителя, приведённую на рис. 7.4.

Неинвертирующий усилитель. Схема усилителя показана на рис. 7.5. ОУ охвачен последовательной ООС по напряжению. Резисторы $Z1$ и $Z2$ играют роль делителя ООС.

Формула для коэффициента усиления неинвертирующего усилителя в предположении, что ОУ является идеальным, имеет вид

$$\dot{K}_{OC} = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = \frac{Z1 + Z2}{Z1} . \quad (2)$$

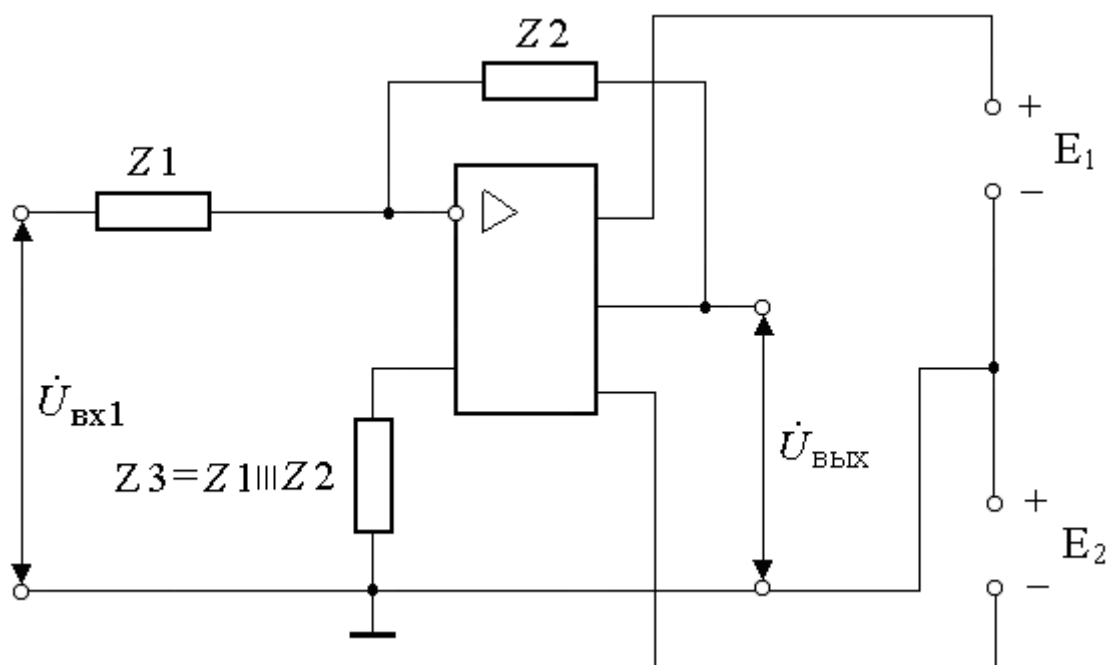


Рис. 7.4. Схема инвертирующего усилителя, применяемая на практике

Обычно $Z1 \ll Z2$, тогда $Z3 \approx Z1$.

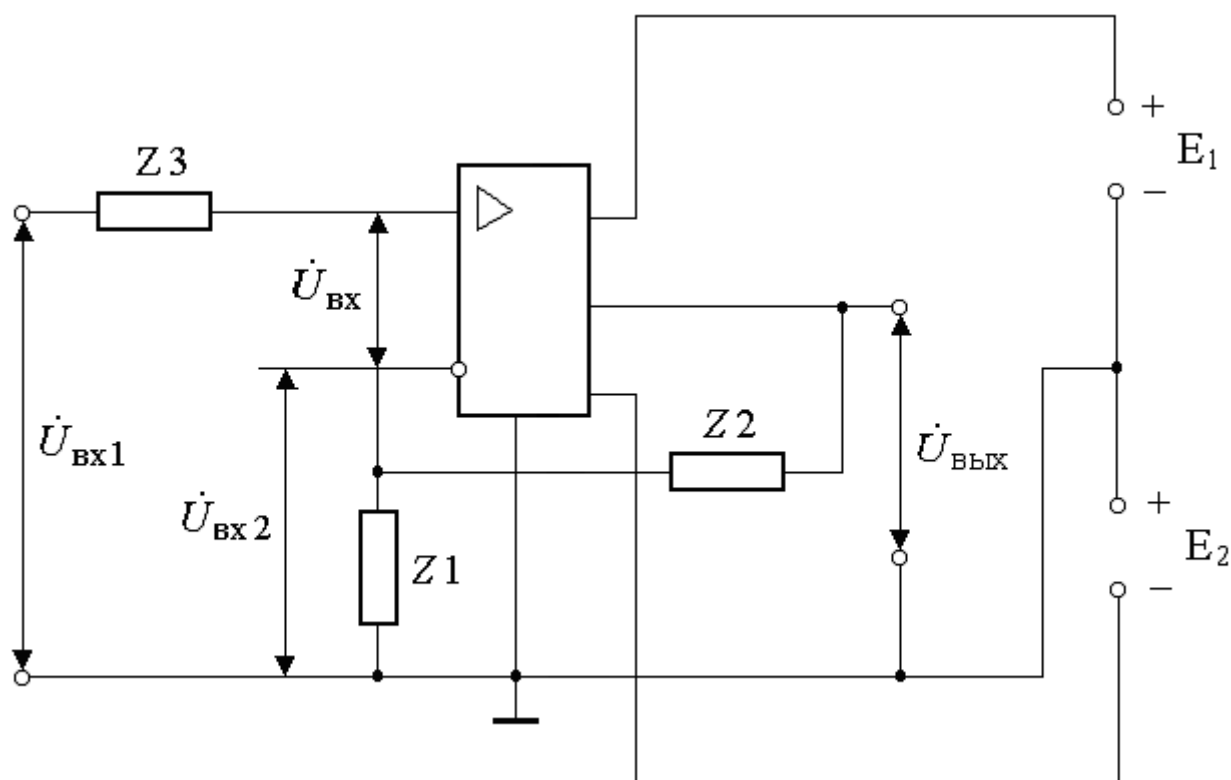


Рис. 7.5. Схема неинвертирующего усилителя

Повторитель (единичный усилитель). Если в схеме рис. 7.5. положить $Z2 = 0$, а $Z1 = \infty$, то получим схему единичного усилителя.

Действительно, из выражения (2) для коэффициента усиления неинвертирующего усилителя нетрудно получить

$$\dot{K}_{oc} = \frac{Z1 + Z2}{Z1} = 1 + \frac{Z2}{Z1} = 1 + \frac{0}{\infty} = 1 \quad (3)$$

Очевидно, что входное сопротивление единичного усилителя, являющегося частным случаем неинвертирующего усилителя, очень велико, а выходное сопротивление крайне мало.

Схема единичного усилителя приведена на рис. 7.6. Единичный усилитель из-за большого входного и малого выходного сопротивления является идеальным согласующим устройством между источником сигнала с большим выходным сопротивлением и низкоомной нагрузкой.

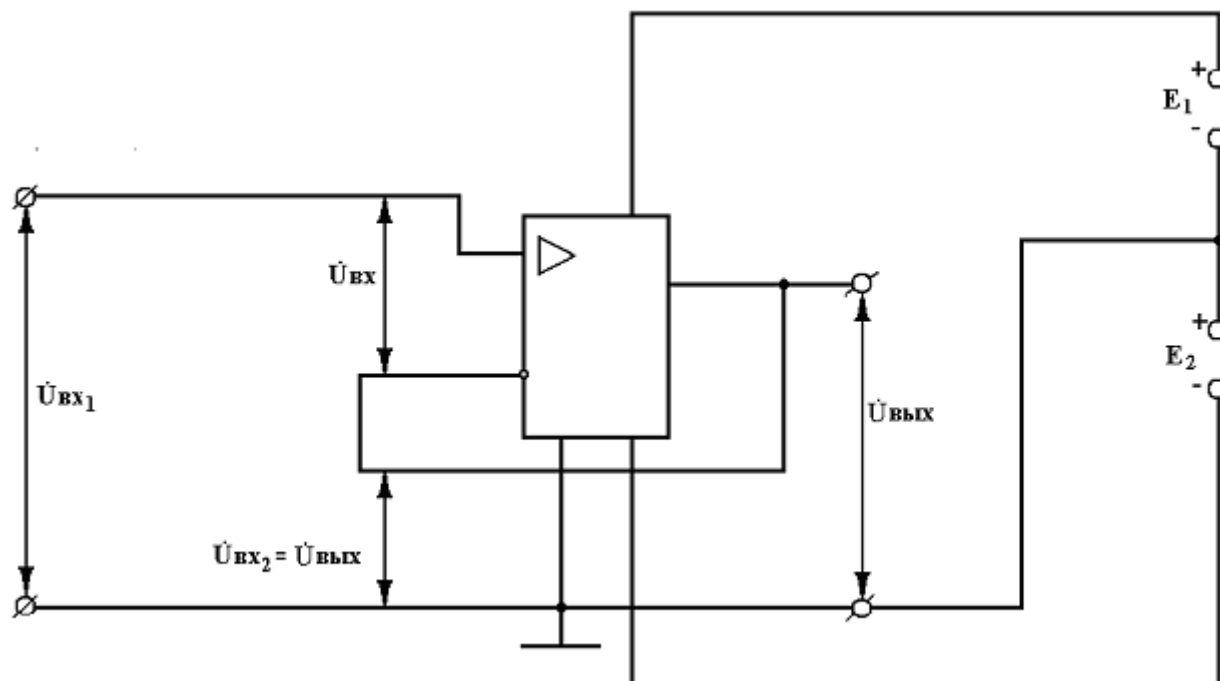


Рис. 7.6. Схема единичного усилителя

Операционные усилители являются одним из широко используемых элементов схемотехнических построений электронных цепей усиления сигналов, их суммирования, частотной фильтрации, создания устройств согласования трактов с различающимися входными и выходными сопротивлениями и ряда других функциональных звеньев для линейного и нелинейного преобразования аналоговых сигналов.

Вопросы для самопроверки

1. Какое устройство называют операционным усилителем?
2. Какими свойствами должен обладать ОУ в идеальном случае?
3. Почему ОУ в устройствах усиления применяется только в условиях действия глубокой ООС на постоянном токе?
4. Назовите три основных способа включения ОУ?

3.2.8. Устройства регулировки усиления, перемножения и деления сигналов

Регуляторы усиления

Для изменения уровня входного сигнала или поддержания его постоянным почти во всех усилителях используют регулировку. Регулировка усиления может быть ручной или автоматической, плавной или ступенчатой. Ступенчатая сложнее плавной, так как требует применения переключателя и нескольких резисторов. Обычно её применяют в измерительных приборах для точного измерения коэффициента усиления скачками в несколько раз. Плавную

регулировку осуществляют с помощью переменного резистора и применяют чаще. Отношение коэффициентов усиления, соответствующих двум крайним положениям регулятора, называется глубиной регулировки D_p , которую нередко выражают в децибелах. Регулятор усиления должен обеспечивать необходимую глубину регулировки, но не должен заметно изменять другие показатели усилителя.

Плавная регулировка усиления

Чаще всего применяется [1] так называемая потенциометрическая схема регулировки усиления (рис. 8.1), осуществляемая включением регулирующего переменного резистора R_p , имеющего три вывода, по схеме потенциометра, который изменяет коэффициент деления поданного на него напряжения

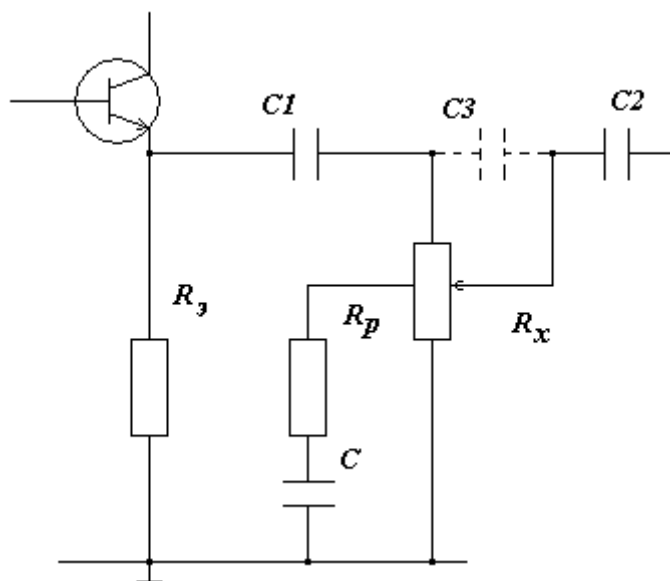


Рис. 8.1 Потенциометрическая схема регулировки усиления

Ступенчатые регуляторы

Ступенчатые регуляторы обычно строятся по потенциометрической схеме и представляют собой делители напряжения, состоящие из резисторов. Они могут выполняться либо по схеме последовательного соединения нескольких резисторов (рис. 8.2,а), либо в виде набора нескольких независимых делителей (рис. 8.2,б). Второй вариант хотя и сложнее, но применяется чаще, так как в нём проще осуществляется подгонка элементов, кроме того, надёжность этого варианта выше: выход из строя любого элемента нарушает работу только одного из делителей.

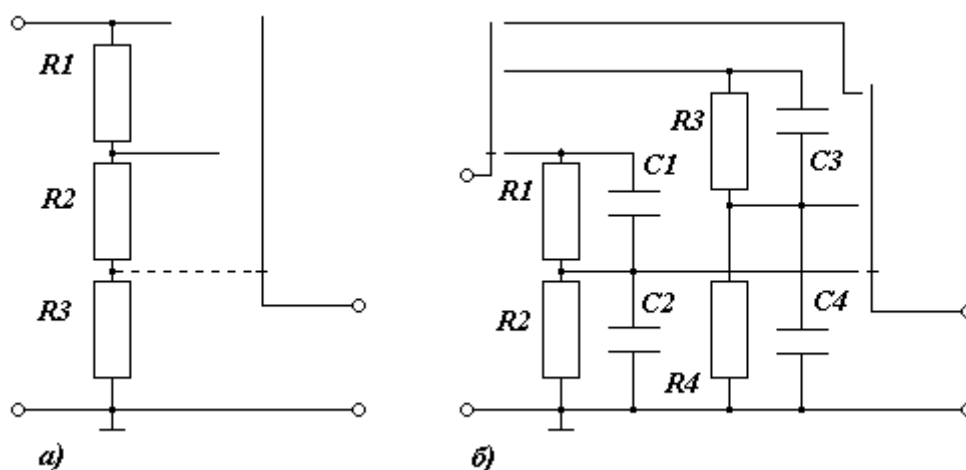


Рис. 8.2. Ступенчатые регуляторы усиления
а) – последовательный; б) – компенсированный.

Устройства перемножения и деления сигналов

В устройствах обработки сигналов важное место занимают аналоговые перемножители. Они применяются при реализации различных математических операций над сигналами, при построении модуляторов, демодуляторов, преобразователей частоты, автоматических регуляторов усиления, измерительных устройств. Выходное напряжение перемножителя пропорционально произведению двух входных напряжений, обозначения которых принято снабжать индексами x и y : $U_{\text{вых } x} = k U_x U_y$. Здесь k – так называемый масштабный коэффициент перемножителя, характеризующий его усиление и имеющий размерность $1/\text{В}$.

Наибольшее распространение в радиоэлектронике получили перемножители, работа которых основана на электронном управлении коэффициентом усиления дифференциального каскада. Они выпускаются также в виде серийных микросхем. Основой такого управления является зависимость крутизны транзистора (g) от его выходного тока. На рис. 8.3 представлен четырёхквadrантный перемножитель такого типа, который содержит три дифференциальных транзисторных пары или дифференциальных каскада.

Один из них (ДК–I) выступает в роли генератора двух одинаковых, но противофазных сигнальных токов, а два других (ДК–II и ДК–III) – в роли ДК с управляемыми (с помощью ДК–I) коэффициентами передачи входного напряжения.

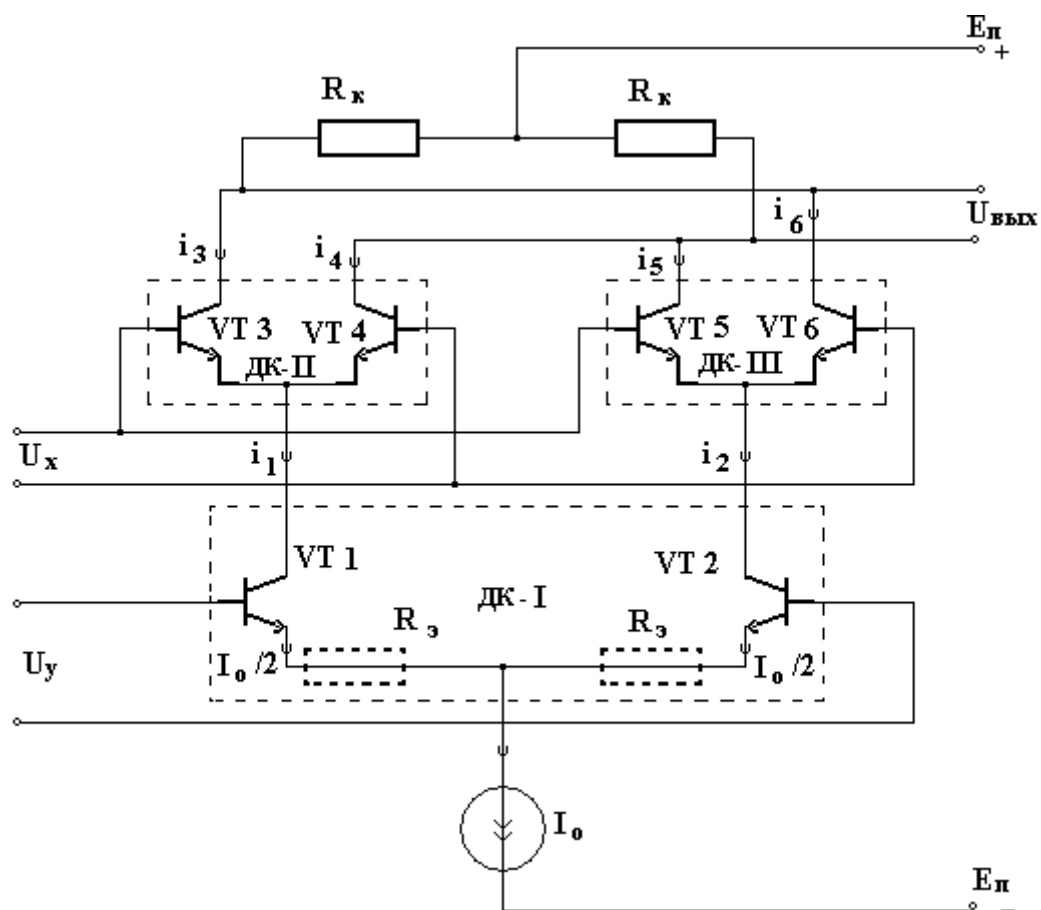


Рис. 8.3. Четырёхквadrантный перемножитель

Для деления одного напряжения на другое может быть применена схема рис. 8.4.

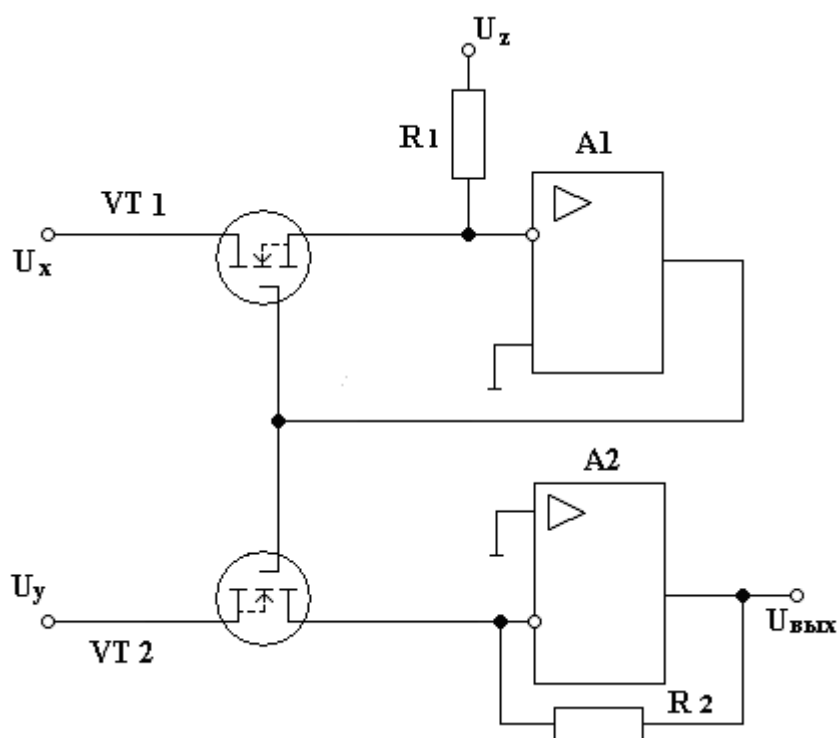


Рис. 8.4. Схема деления напряжения

Вопросы для самопроверки

1. В каких случаях нужны регуляторы усиления?
2. После какого каскада усилителя целесообразно размещать регулятор усиления?
3. Изобразите схему потенциометрического регулятора усиления.
4. Каковы возможные особенности реализации регуляторов усиления в схемах на ОУ?
5. На чём основано перемножение по схеме рис. 8.3?

3.2.9. Усилители высокой чувствительности

К усилителям высокой чувствительности относятся усилительные тракты с большим коэффициентом усиления, таким при котором на качество выходных сигналов начинают оказывать влияние собственные шумовые токи и напряжения [1]. Именно собственные шумы определяют максимально достижимые значения сигнал/шум и соответственно чувствительность усилительного тракта.

В устройствах рассматриваемого типа под чувствительностью понимается минимальное значение сигнала, при котором отношение сигнал/шум на выходе аналогичного тракта имеет заранее оговорённое значение. Таким образом, чувствительность усилительного тракта выражается в вольтах (если источник сигнала задан как источник сигнальной ЭДС) и в амперах (если этот источник сигнала представлен в виде источника сигнального тока). При этом одновременно указывается отношение сигнал/шум, которому соответствует это напряжение или ток.

Основными причинами, порождающими собственные шумовые токи в усилительных схемах, являются дискретная структура токов, протекающих в транзисторах (их электронно-дырочный характер), и тепловое движение свободных электронов в резистивных элементах электронных цепей, в том числе и в резистивных элементах транзисторов. Следует отметить, что идеальные (без потерь и неизменные во времени) емкостные и индуктивные сопротивления не являются источниками шумов.

Анализ шумовых свойств линейных электронных цепей можно производить, пользуясь методом, основанным на представлении шумящих цепей в виде шумящего четырёхполюсника. Согласно этому методу шумовые свойства любого усилительного звена, содержащего внутренние источники шума, моделируются с помощью двух эквивалентных шумовых источников, обычно включаемых на его входе (рис. 9.1).

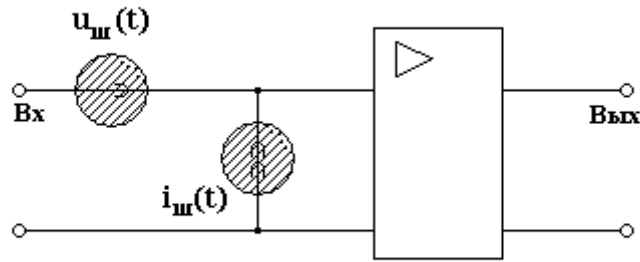


Рис. 9.1. Модель усилительного звена, содержащего внутренние источники шума

Обычно все основные внутренние источники шума в усилительных схемах являются некоррелированными, в результате чего общая мощность шума на выходе $P_{ш \cdot вых \Sigma}$ является суммой мощностей, порождаемых отдельными источниками:

$$P_{ш \cdot вых \Sigma} = P_{ш \cdot вых 1} + P_{ш \cdot вых 2} + \dots + P_{ш \cdot вых j} = \sum_{n=1}^j P_{ш \cdot вых n}; \quad (9.1)$$

$$\sigma_{вых \Sigma}^2 = \sigma_{вых 1}^2 + \sigma_{вых 2}^2 + \dots + \sigma_{вых j}^2 = \sum_{n=1}^j \sigma_{вых n}^2, \quad (9.2)$$

где $P_{ш \cdot вых n}$ – мощность шума на выходе, порождаемая n -м источником шума;

$\sigma_{вых \Sigma}^2$ – действующее значение шумового напряжения на выходе, обусловленного n -м источником шума;

j – общее число шумовых источников, оказывающих заметное влияние на общий уровень шума на выходе.

Вопросы для самопроверки

1. Что называется усилителем высокой чувствительности?
2. Что понимается под чувствительностью усилителя?
3. Что является основной причиной собственных шумов?
4. В чем состоит достоинство метода шумящего четырёхполюсника?
5. Как выражается общая мощность шума на выходе $P_{ш \cdot вых}$?
6. В чём выражается интенсивность шумового источника напряжения и тока?
7. На какие разновидности подразделяются шумовые процессы?

3.2.10. Активные RC -фильтры

Активными называются фильтры, состоящие из резисторов, конденсаторов и активных элементов, например, усилителей. Они позволяют не включать в них катушки индуктивности (которые громоздки, особенно в фильтрах с низкими рабочими частотами), но, несмотря на это, обладают хорошей избирательностью. Последнего удаётся достигнуть благодаря компенсации потерь энергии в RC -фильтрах с помощью активных элементов, чаще всего, усилителей, охваченных обратной связью (обычно с RC -цепями). В этом смысле активные фильтры являются как бы недовозбуждёнными автогенераторами, хотя последние не всегда просто опознать в схеме того или иного фильтра [1].

Звенья ФНЧ и ФВЧ первого порядка

Чаще применяют каскадный метод построения фильтров путём последовательного соединения базовых звеньев первого и второго порядка. Он обеспечивает простоту расчёта и практического осуществления настройки, так как последняя для каждого звена здесь выполняется отдельно.

Звенья ФНЧ и ФВЧ первого порядка могут быть построены в виде пассивных RC -цепей с включением на их выходе развязывающего усилителя. Однако на ОУ их чаще выполняют на основе схемы инвертирующего усилителя, что обеспечивает сочетание функций фильтрации и необходимого усиления при минимальном числе деталей. Звенья первого порядка содержат по одному конденсатору. В схеме звена ФНЧ (рис. 10.1,а) при постоянной амплитуде входного напряжения и идеальном ОУ входной ток не зависит от частоты и весь протекает через цепь R_2, C . С повышением частоты уменьшается сопротивление этой цепи, а значит, и напряжение на ней, равное выходному напряжению звена. Его АЧХ представлена на рис. 10.1,б) плавной кривой.

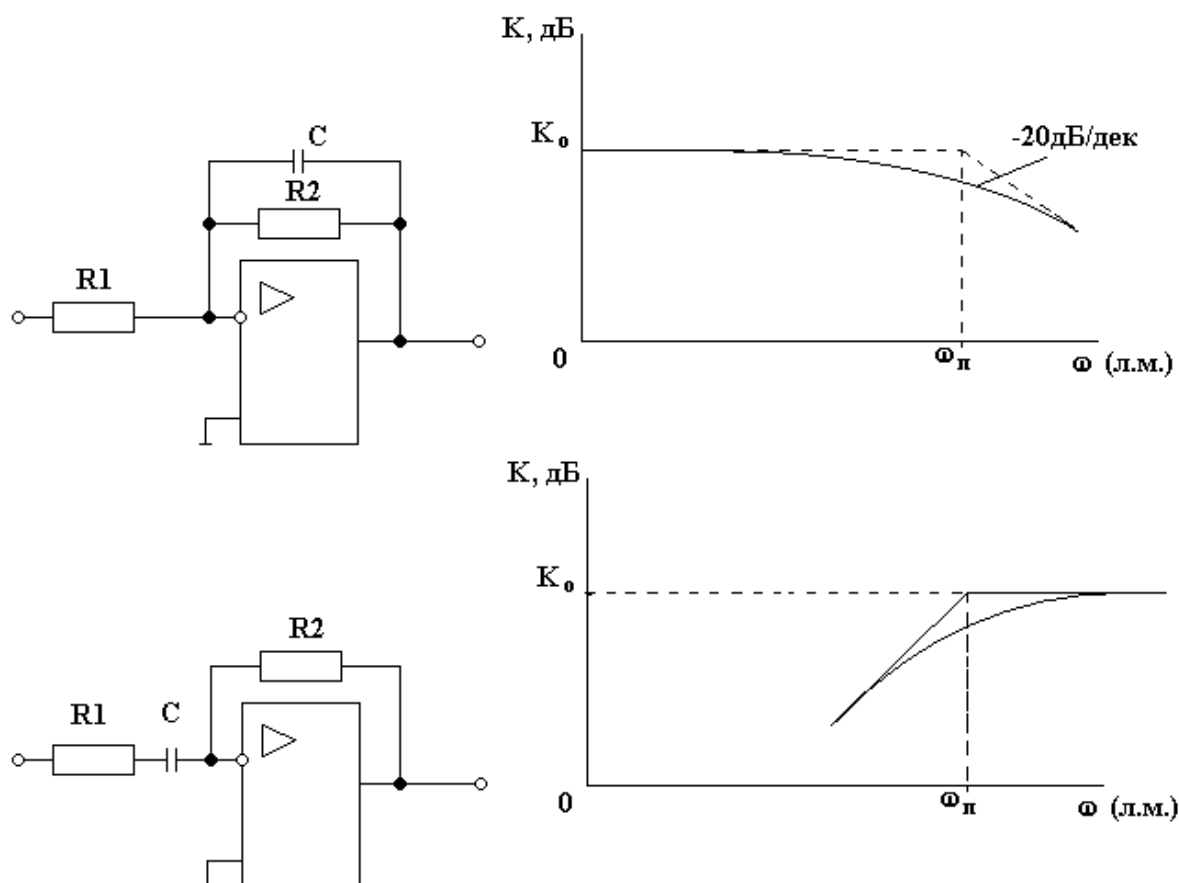


Рис. 10.1 Звенья ФНЧ и ФВЧ первого порядка

а) схема звена ФНЧ; б) АЧХ звена ФНЧ;
в) схема звена ФВЧ; г) АЧХ звена ФВЧ.

Линейно-ломаная – это асимптотическая аппроксимация. Масштаб по оси частот логарифмический (Л.М.).

В звене ФВЧ (рис. 10.1,в) на низких частотах конденсатором C уменьшается входной ток, а значит, и напряжение на $R2$, то есть выходное напряжение. Ввиду ничтожно малого дифференциального входного напряжения ОУ всё входное напряжение звена падает на цепь $R1C$, которая и определяет частоту полюса $\omega_n = 1/R1C$ (рис. 10.1,г). В полосе пропускания любого из этих звеньев влияние конденсаторов почти не проявляется. Поэтому получаются схемы инвертирующих усилителей с коэффициентом усиления $K_0 = -R2/R1$.

У активных RC -фильтров по сравнению с их пассивными LC – аналогами есть недостатки, обусловленные наличием усилителей. Это необходимость питания, ограниченный диапазон (из-за вносимых шумов и ограниченности максимальной амплитуды), дополнительные нелинейные искажения, пониженная надёжность. Однако малые габариты и возможность автоматизации производства по интегральной технологии делают активные RC -фильтры перспективными.

Вопросы для самопроверки

1. Какие фильтры называются активными?
2. Что представляет собой звено ФНЧ первого порядка и какова его АЧХ?
3. Приведите схему звена ФВЧ первого порядка и его АЧХ.
4. Приведите схему звена ФНЧ второго порядка.
5. Приведите схему звена ФВЧ второго порядка?
6. Каковы преимущества и недостатки активных RC -фильтров по сравнению с их пассивными LC – аналогами?

Заключение

Материал, изложенный в опорном конспекте, позволит овладеть методикой проектирования и расчёта аналоговых электронных устройств широкого назначения.

3.3. Глоссарий (краткий словарь терминов)

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика, отражающая зависимость коэффициента усиления от частоты при постоянстве входного напряжения.

Глубина обратной связи A – абсолютная величина возвратной разности $A = |1 - k\dot{e}|$, отражающая степень изменения коэффициента усиления усилителя, вызываемого действием обратной связи.

Динамическая характеристика – зависимость между мгновенными значениями токов или напряжений на выходе и входе усилителя.

Коэффициент неустойчивости S – отношение приращения тока коллектора к приращению начального коллекторного тока. Эти изменения токов происходят при увеличении температуры окружающей среды.

Критерий Найквиста – критерий устойчивости для однопетлевой обратной связи.

Линейные искажения – искажения малого сигнала, обусловленные изменением соотношений амплитуд и начальных фаз составляющих спектра сигнала на выходе по сравнению с их соотношением на входе усилителя.

Нелинейные искажения – такое искажение формы сигнала, при котором в его спектре появляются новые частотные составляющие.

Отрицательная обратная связь (ООС) – в случае отрицательной обратной связи фаза действия сигнала такова, что коэффициент усиления усилителя уменьшается.

Переходные искажения – характеризуют изменение формы сигнала, вносимые усилителем в переходном режиме.

Петлевое усиление – произведение коэффициента передачи усилителя ($\dot{K}$) и коэффициента передачи цепи обратной связи ($\dot{e}$). $\dot{K}\dot{e}$ – определяет свойства схемы с обратной связью.

Положительная обратная связь (ПОС) – в случае положительной обратной связи фаза действия сигнала такова, что коэффициент усиления усилителя увеличивается.

Режим класса «А» – режим работы транзисторов оконечного каскада, используемый для усиления симметричных сигналов и имеющий низкий КПД, но минимальные нелинейные искажения.

Режим класса «В» – используется для повышения КПД оконечного каскада. При работе в режиме «В» исходная рабочая точка (ИРТ) выбирается в начале сквозной характеристики, то есть в точке, где $I_{k0} = 0$. Режим «В» может быть использован только в двухтактном оконечном каскаде.

Режим «АВ» – сохраняет энергетические преимущества режима «В», но позволяет избежать искажений типа «центральной отсечки» благодаря тому, что ИРТ выводится на некоторый начальный участок сквозной характеристики с $I_{k0} \neq 0$ и $U_{\delta\delta 0} \neq 0$.

Самовозбуждение – появление на выходе системы, охваченной обратной связью, электрических колебаний частоты, для которой петлевое усиление равно единице $(K\dot{\epsilon}) = 1$.

«Центральная отсечка» – специфические искажения, обусловленные тем, что транзисторы в плечах двухтактного оконечного каскада могут иметь не идентичные параметры, например, коэффициенты усиления по току β или начальный коллекторный ток.

Частотно-зависимая отрицательная обратная связь (ООС) – ООС, при которой коэффициент обратной связи $\dot{\epsilon}$ зависит от частоты, то есть $\dot{\epsilon} = F(\omega)$.

3.4. Методические указания к выполнению лабораторных работ

ОБЩИЕ УКАЗАНИЯ

Студенты специальности 210302.65 – радиотехника заочной формы обучения выполняют три, а очно-заочной – пять лабораторных работ, описание которых приведено в настоящих методических указаниях. Для проведения лабораторных работ комплектуется группа из десяти человек (по 2 студента на рабочее место). Занятия проводятся фронтальным методом, то есть в один и тот же день на всех пяти рабочих местах выполняется одна и та же лабораторная работа.

Рабочее место представляет собой стенд, на котором расположены блоки питания и необходимая измерительная аппаратура. Включение стенда в сеть производится тумблером на верхнем блоке справа. Источник электропитания для лабораторных макетов вмонтирован во второй слева верхний блок. Макеты необходимо подключить к клеммам 1 ... 15 В. Под шкалой прибора блока питания находится ручка плавной регулировки напряжения питания. При необходимости может быть включено автономное освещение стенда тумблером «Осв.» на верхнем блоке справа. Все измерительные приборы, подключаемые на вход исследуемого макета, располагаются на стенде слева, а выходные приборы – справа. Для каждого стенда имеется свой комплект соединительных проводов, расположенный на крючке за стендом. Исследуемые макеты находятся на полке под стендом, крышка которой открывается на себя поворотом верхнего справа винта.

Студенты с элементами ДОТ выполняют лабораторные работы на кафедре в период лабораторно-экзаменационной сессии.

Отчёт о выполненных работах оформляется в тетради индивидуально каждым студентом. Экспериментальные и расчётные данные следует оформлять в виде таблиц и графиков в соответствии с указаниями, приведёнными в данных описаниях.

Каждый пункт отчёта, помимо таблиц и характеристик, должен содержать краткое объяснение полученных результатов с выводами о проделанной работе.

На обложке отчёта следует указать название института и кафедры, год, фамилию, имя, отчество студента, специальность, шифр, а также название дисциплины, по которой выполнены лабораторные работы.

При сдаче зачёта студент должен знать назначение всех элементов схемы исследованных макетов, схемы замещения транзисторов и эквивалентные схемы каскадов; причины, вызывающие амплитудно-частотные и нелинейные искажения; особенности операционных усилителей и режимы работы оконечных каскадов, а также уметь объяснить ход каждой экспериментальной кривой, сделать выводы о причинах расхождения теоретических и экспериментальных данных, начертить упрощённые принципиальные схемы исследованных макетов.

Все лабораторные работы по дисциплине «Схемотехника аналоговых электронных устройств» содержат элементы научных исследований.

Охрана труда и техника безопасности

Перед началом работ студенты обязаны пройти инструктаж по технике безопасности и правилам внутреннего распорядка в лаборатории.

Во время проведения лабораторных работ запрещается:

- подавать напряжение на установку без разрешения преподавателя;
- собирать схему или производить изменения в установке при включённых рубильниках и выключателях питающей сети;
- отключать от сетевых приборов провод зануления;
- оставлять без присмотра включенные лабораторные работы в отсутствии преподавателя или лаборанта.

При обнаружении неисправности необходимо немедленно прекратить работу, сообщить об этом преподавателю и отключить установку и приборы от источника питания.

После окончания лабораторной работы студенты должны выключить источник питания, разобрать лабораторную схему, поставить на место макет, повесить соединительные провода, привести в порядок рабочее место.

Работа 1

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

I. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Исследование влияния различных видов однопетлевой отрицательной обратной связи на коэффициент усиления по напряжению, а также на выходное и входное сопротивления усилителя.

II. ОСНОВНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Обратная связь (ОС) образуется при таком построении схемы усилительного устройства (УУ), когда часть энергии с выхода какого-либо каскада подаётся во входную цепь того же или одного из предыдущих каскадов. При этом в месте ввода сигнала ОС действует суммарный сигнал – от генератора (предыдущего каскада) и от цепи ОС. Степень влияния ОС зависит от фазы суммируемых сигналов. Если фаза сигналов такова, что в результате введения ОС сигнал на выходе УУ уменьшается, то ОС называется отрицательной (ООС). ООС широко применяется для снижения искажений и шумов, вносимых усилителями, а также для стабилизации усиления и исходных режимов транзисторов.

Характер действия ООС определяется петлевым коэффициентом передачи $\dot{K}\dot{B}$, где $\dot{K}$ – коэффициент передачи УУ, а $\dot{B}$ – коэффициент передачи цепи ОС (рис. 1).

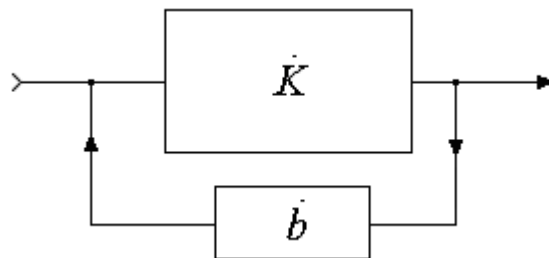


Рис. 1. Структурная схема усилительного каскада, охваченного обратной связью

Возможно параллельное и последовательное включение входа цепи $\dot{B}$ по отношению к сопротивлению нагрузки усилителя $\dot{K}$. При параллельном подключении входа цепи $\dot{B}$ (рис. 2, а) напряжение обратной связи $\dot{U}_{oc}$ оказывается пропорциональным выходному напряжению усилителя $\dot{U}_2$. При последовательном подключении входа цепи $\dot{B}$ (рис. 2, б) напряжение $\dot{U}_{oc}$ пропорционально выходному току $\dot{I}_2$, создающему на её входе напряжение $\dot{U}_{oc} = \dot{I}_2 Z_{вх\dot{B}}$.

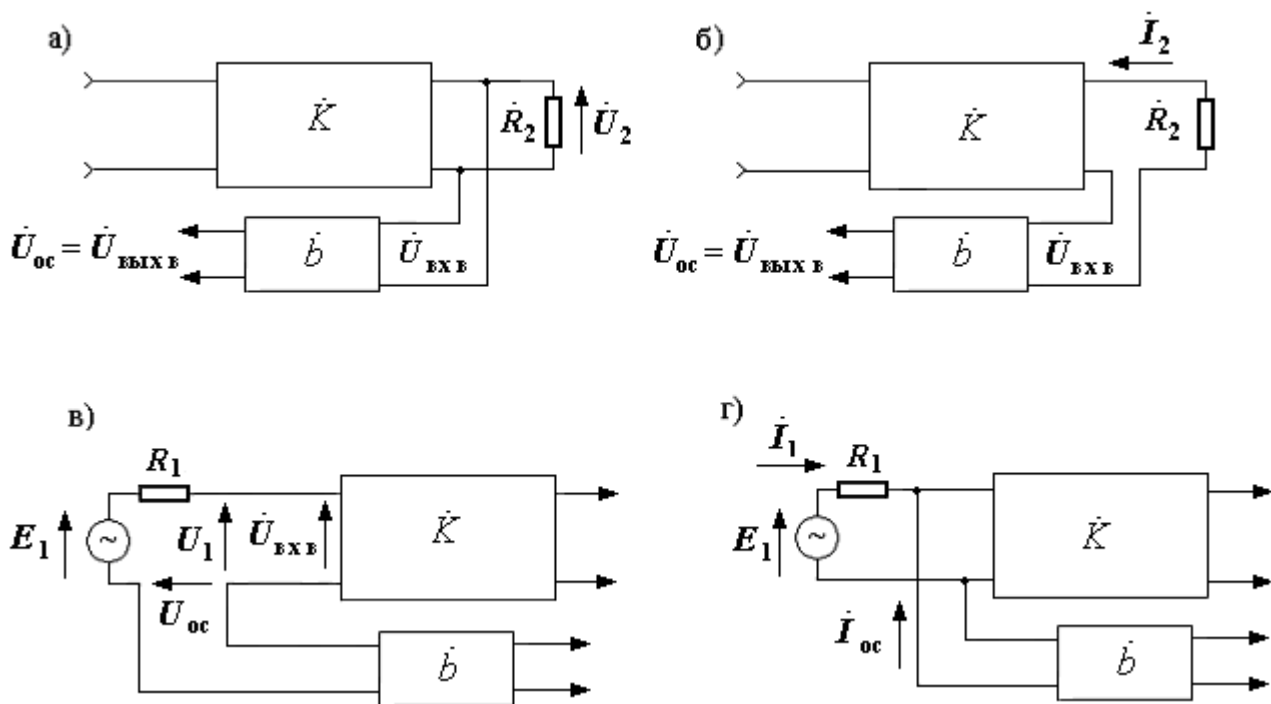


Рис. 2. Структурные схемы обратных связей различных типов:
 а – обратная связь по напряжению; б – обратная связь по току;
 в – последовательная обратная связь; г – параллельная обратная связь

Таким образом, в первом случае обратная связь представляет собой обратную связь по напряжению, а во втором – обратную связь по току.

Напряжение обратной связи $\dot{U}_{\text{ос}}$ может вводиться во входную цепь усилителя $\dot{K}$ последовательно (рис. 2, в) или параллельно (рис. 2, г). Выбор способа получения напряжения обратной связи и подача его на вход усилителя могут осуществляться независимо.

В лабораторной работе исследуются наиболее часто применяемые виды обратной связи: последовательная ООС – по напряжению и току, параллельная ООС по напряжению.

Коэффициент усиления усилителя при чисто ООС

$$K' = K / (1 + KB),$$

где $B = U_{\text{ос}} / U_{\text{вых}}$;

K – собственный коэффициент усиления усилителя без ОС

$$\left(K = U_{\text{вых}k} / U_{\text{вх}k} \right);$$

$1 + KB = A$ – глубина ООС, характеризующая степень снижения усиления.

Если необходимо сохранить выходное напряжение U_2 неизменным, то ЭДС источника сигнала E_1 должна быть увеличена в A раз.

Характер влияния ООС на выходное сопротивление усилителя зависит только от способа снятия сигнала ОС. Так, ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя:

$$R_{\text{вых ООС}_U} = \frac{R_{\text{вых}}}{(1 + K_{\text{xx}} B)},$$

где K_{xx} – коэффициент усиления УУ по напряжению в режиме холостого хода при $R_{\text{н}} = \infty$. Наличие ООС по току увеличивает выходное сопротивление усилителя

$$R_{\text{вых ООС}_I} = R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}} (1 + K_{\text{xx}} B),$$

где $R_{\text{ос}}$ – сопротивление ОС, включённое последовательно с сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}$. В этом случае искажения, вызываемые изменением нагрузки, возрастают.

Характер влияния ОС на входное сопротивление усилителя $R_{\text{вх}k}$ зависит только от способа подключения цепи обратной связи к входной цепи усилителя. Так, при последовательной ООС входное сопротивление усилителя увеличивается

$$R'_{\text{вх посл ООС}} = R_{\text{вх}k} (1 + KB) = R_{\text{вх}k} \cdot A.$$

Если $R_{\text{вх}k}$ усилителя шунтируется делителем напряжения в цепи базы транзистора $R_{\text{дел}}$, то полное входное сопротивление

$$R''_{\text{вх посл ООС}} = \frac{A \cdot R_{\text{вх}k} \cdot R_{\text{дел}}}{AR_{\text{вх}k} + R_{\text{дел}}}.$$

Параллельная ООС уменьшает входное сопротивление усилителя $R_{\text{вх}K}$, так как входной ток I_1 , потребляемый от источника сигнала, возрастает за счёт тока обратной связи $I_{\text{ос}}$.

Входное сопротивление усилителя с параллельной ООС

$$R_{\text{вх парал ООС}} = \frac{R_{\text{вх}k} \cdot \frac{R_A}{1 + K}}{R_{\text{вх}k} + \frac{R_A}{1 + K}},$$

где R_A – сопротивление цепи ООС, включаемое между входной и выходной цепями усилителя.

III. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Исследуемый усилитель (рис. 3) состоит из двух каскадов. Первый каскад на транзисторе VT1 (КТ361) – резистивный, второй каскад на транзисторе VT2 (КТ502) – трансформаторный. Нагрузка усилителя – резисторы $R16 \dots R20$. ОС по напряжению снимают с помощью делителя $R13 \dots R15$, который подключается параллельно нагрузке переключателем B2. ООС по току снимается с резистора $R10$, который включён последовательно с нагрузкой. Напряжение, снимаемое с резистора $R10$ с помощью переключателя B2 в положении 3, подаётся в эмиттерную цепь транзистора VT1. Для измерения входного сопротивления усилителя в макете предусмотрено гнездо Гн3 в цепи базы транзистора VT1.

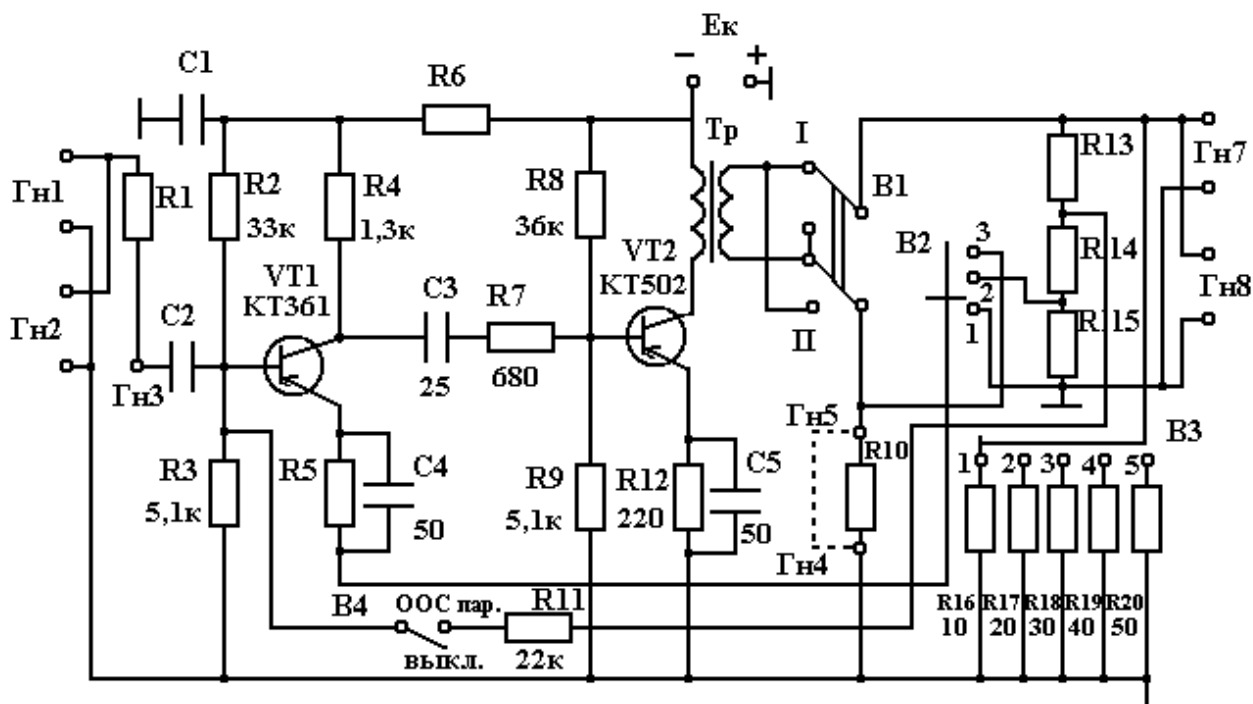


Рис. 3. Принципиальная схема исследуемого усилителя с отрицательной обратной связью различных типов

IV. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Для подготовки лабораторного макета к испытаниям следует:

- ознакомиться с принципиальной схемой каскада и расположением всех деталей и органов управления на панели;
- к входным клеммам панели присоединить генератор и вольтметр;
- к выходным клеммам панели присоединить вольтметр и осциллограф;
- подсоединить источник питания минусом к коллекторным цепям, а плюсом – к общему проводу схемы (поскольку используются транзисторы $p-n-p$);
- после проверки руководителем правильности всех соединений включить выпрямитель и установить напряжение $E_K = 13 \text{ В}$;
- включить напряжение питания генератора, осциллографа и вольтметров.

После указанной подготовки выполнить следующие исследования:

1. Исследовать усилитель без обратной связи, для этого:

а) поставить переключатель В1 в положение II, В2 – в положение 1, В4 – в положение «Выкл.», а резистор R10 замкнуть накоротко перемычкой;

б) снять нагрузочную характеристику $U_2 = F(R_n)$ на частоте $f = 1000$ Гц; при этом на вход усилителя подавать от генератора напряжение $E_1 = 10$ мВ (значение E_1 должно поддерживаться постоянным). Сопротивление нагрузки R_n (резисторы R16... R20) изменяется при помощи переключателя В3.

Результаты измерений напряжения U_2 внести в таблицу по форме 1;

Форма 1

Показатели	Положение переключателя В3				
	1	2	3	4	5
R_n , Ом					
U_2 , мВ					

в) измерить напряжение U_1 (гнездо Гн3) при $R_n = 50$ Ом (переключатель В3 – в положении 5).

2. Исследовать усилитель с ООС по напряжению последовательного типа, для этого:

а) установить переключатель В1 в положение 1; В2 – в положение 2, В4 – в положение «Выкл.»; В3 – в положение 5, резистор R10 замкнуть перемычкой;

б) на частоте $f = 1000$ Гц входным генератором установить то значение выходного напряжения U_2 , которое было получено в п. 1 б для $R_n = 50$ Ом (см. форму 1); измерить напряжение E_1' (гнездо Гн1) и U_1' (гнездо Гн 3);

в) поддерживая полученное в п. 2 б значение $E_1' = \text{const}$, снять нагрузочную характеристику $U_2' = F(R_n)$ на частоте $f = 1000$ Гц; сопротивление нагрузки R_n изменять переключателем В3.

Результаты измерений внести в таблицу по форме 1.

3. Исследовать усилитель с ООС по току последовательного типа, для этого:

а) установить переключатели:

В1 в положение II, В2 – в положение 3, В3 – в положение «Выкл.»; включить резистор R10 (снять перемычку);

б) на частоте $f = 1000$ Гц входным генератором установить на выходе усилителя то напряжение U_2 , которое было получено в п.1 б для $R_H = 50$ оМ; измерить напряжение E_1' (гнездо Гн1) и U_1' (гнездо Гн 3);

в) снять нагрузочную характеристику усилителя $U_2' = F(R_H)$ на частоте $f = 1000$ Гц, поддерживая полученное значение $E_1' = \text{const}$.

Результаты измерений внести в таблицу по форме 1.

4. Исследовать усилитель с ООС по напряжению параллельного типа, для этого:

а) установить переключатель В1 в положение II; В2 – в положение I; В3 – в положение 5, В4 – в положение «Вкл.»; резистор R10 замкнуть перемычкой;

б) входным генератором на частоте $f = 1000$ Гц установить напряжение на выходе усилителя $U_2' = U_2$ (см.п. 1 б при $R_H = 50$ оМ); измерить напряжение E_1' и U_1' (Гн 1 и Гн 3 соответственно);

в) снять нагрузочную характеристику $U_2' = F(R_H)$ на частоте $f = 1000$ Гц, поддерживая постоянное значение E_1' , измеренное в п. 4 б.

Результаты измерений внести в таблицу по форме 1.

Для п.п. 1...4 рассчитать:

а) сквозной коэффициент усиления

$$K_E = \frac{U_{2(R_H = 50)}}{E_1}; \quad (1)$$

б) входное сопротивление усилителя

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_1}{E_1 - U_1} \cdot R_{\Gamma} \text{ при } R_{\Gamma} = 1 \text{ кОм}; \quad (2)$$

в) выходное сопротивление усилителя

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{2(R_H = 50)} - U_{2(R_H = 10)}}{0,1U_{2(R_H = 10)} - 0,02U_{2(R_H = 50)}}. \quad (3)$$

Для пп. 2...4 вместо значений U_2 в выражения (1)...(3) подставить значения U_2' , а вместо E_1 – значение E_1' .

Для пп. 2 и 3 определить глубину ООС:

$$A = \frac{U_1'}{U_1},$$

где U_1 – взять в пп. 1 в; 2 в; 3 в; в п. 4 глубина ООС

$$A = \frac{E_1'}{E_1},$$

где $E_1 = 10 \text{ мВ}$, E_1' взять из п. 4 в.

Результаты расчёта свести в таблицу по форме 2.

Форма 2

Технические показатели	без ООС	Отрицательная обратная связь (ООС)		
		по напряжению последовательного типа	по току последовательного типа	по напряжению параллельного типа
K_E				
A				
$R_{\text{вх}}, \text{ Ом}$				
$R_{\text{вых}}, \text{ Ом}$				

V. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА

1. Принципиальная схема усилителя и список используемых измерительных приборов.
2. Построенные на одном графике в одном и том же масштабе четыре нагрузочные характеристики, относящиеся к пп. 1...4.
3. Сравнение технических показателей усилителя без обратной и с обратными связями различных видов, а также объяснение полученных результатов.

Литература: [2], с. 30...48.

Работа 2

ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗИСТИВНОГО КАСКАДА ОЭ

I. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Исследование влияния частотных свойств транзистора и постоянной времени переходной цепи каскада на величину вносимых им амплитудно-частотных искажений.

II. ОСНОВНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Причиной образования частотных искажений является наличие в усилителе реактивных элементов (ёмкостей и индуктивностей), приводящее к зависимости от частоты напряжений и токов в цепях усилителя.

Частотные искажения определяются на основе частотной характеристики, представляющей собой зависимость коэффициента передачи каскада (или усилителя в целом) от частоты, то есть

$$\dot{K} = Ke^{j\varphi} = F(\omega),$$

где K – коэффициент усиления; φ – угол сдвига фаз, вносимый каскадом (усилителем).

Поскольку режим работы устройств, являющихся нагрузкой усилителя, определяется обычно напряжением, а не током, исследуют, как правило, частотную характеристику коэффициента передачи по напряжению K_U . Для удобства частотную характеристику этого коэффициента передачи разделяют на две составляющие: амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики (АЧХ и ФЧХ).

Диапазон усиливаемых частот широкополосного каскада может быть условно разбит на следующие части:

а) полоса средних частот (от сотен герц до десятков килогерц), в пределах которой каскад практически не вносит ни амплитудно-, ни фазочастотных искажений;

б) полоса низших частот (от сотен до десятков герц), в пределах которой образуются амплитудно- и фазочастотные искажения, вызываемые частотной зависимостью сопротивлений внешних цепей каскада;

в) полоса пропускания частот (от десятков килогерц до единиц или десятков мегагерц), в пределах которой образуются амплитудно- и фазочастотные искажения, вызываемые в основном частотной зависимостью параметров транзистора.

Принципиальная схема некорректированного резистивного каскада ОЭ представлена на рис. 4.

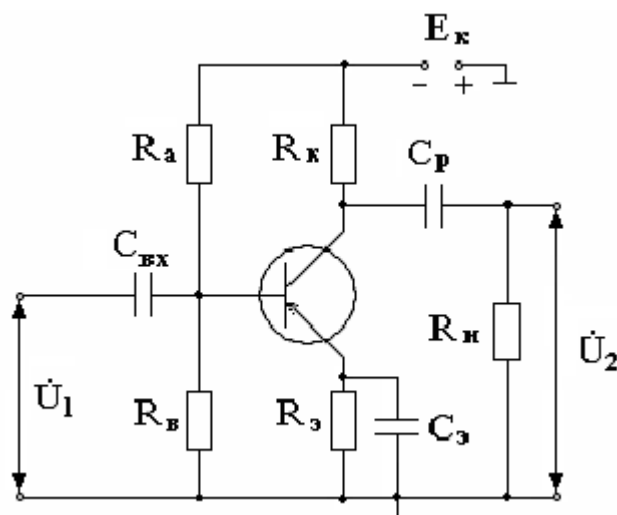


Рис. 4. Принципиальная схема некорректированного резисторного каскада ОЭ

Приближённые схемы замещения каскада для области средних, низших и высших частот приведены на рис. 5, а, б, в.

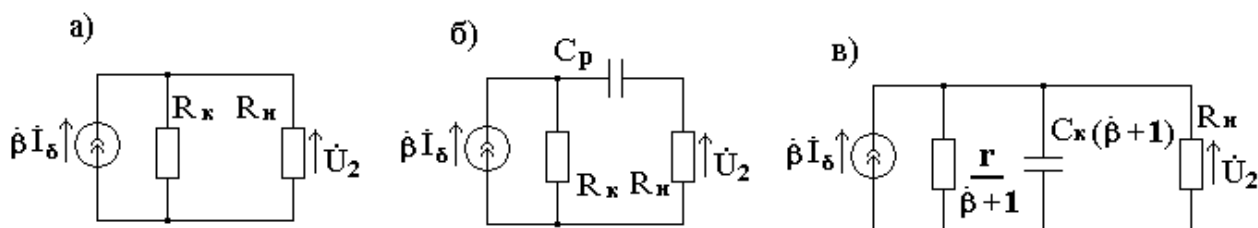


Рис. 5. Схемы замещения некорректированного каскада:

а – в области средних частот; б – в области низших частот; в – в области высших частот.

Схема замещения в области низших частот (рис. 5 б) приведена без учёта влияния цепи $C_э R_э$, так как ёмкостное сопротивление конденсатора $C_э$ (см. рис. 4) на всех частотах, вплоть до самой низкой, во много раз меньше сопротивления $R_э$. В то же время, влиянием ёмкости $C_п$ пренебречь нельзя, так как в области низших частот её сопротивление становится сравнимым по величине с сопротивлением резистора $R_н$. Это приводит к спаду частотной характеристики на низших частотах (при неизменном уровне сигнала на входе), обусловленному перераспределением напряжения между неизменным сопротивлением $R_к$ и сопротивлением $\frac{1}{\omega C_п}$, которое увеличивается с понижением частоты. Другими словами, в рассматриваемой полосе частот образуются частотные искажения.

Амплитудно-частотная характеристика по отношению к ЭДС сигнала может быть определена из выражения

$$Y = \lg 20 y, \text{ дБ},$$

где $y = \frac{K_E}{K_{E0}}$ – сквозные коэффициенты усиления для рассматриваемой и средней частот соответственно.

Частота, на которой усиление уменьшается в $\sqrt{2}$ раз или на 3 дБ по сравнению с его значением на средних частотах, называется граничной частотой $f_{гр}$; угол сдвига фаз, вносимый на этой частоте, равен 45° .

На схеме замещения в области высших частот (рис.5 в) конденсатор C_p отсутствует, так как его сопротивлением в рассматриваемой полосе частот можно пренебречь, сопротивление $R_2 = \frac{R_k R_n}{R_k + R_n}$. По мере роста частоты ω уменьшается статический коэффициент усиления по току:

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_\beta} \right)^2}}$$

(β_0 – коэффициент усиления в режиме короткого замыкания), что приводит к снижению задающего тока генератора $\beta \dot{I}_6$. Кроме того, возрастает шунтирующее действие эквивалентной ёмкости коллекторного перехода $C_k(\beta + 1)$, сопротивление которой $Z_k = \frac{1}{j\omega C_k} \cdot \frac{1}{\beta + 1}$ уменьшается с ростом частоты (актив-

ная составляющая внутреннего сопротивления генератора $\frac{Z_k}{\beta + 1}$ и её изменения, ввиду больших абсолютных значений практически не влияют на вносимое каскадом усиление).

Таким образом, с ростом частоты снижается величина тока $\beta \dot{I}_6$, проходящего через сопротивление

$$Z_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_k (\beta + 1)}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_k (\beta + 1)}},$$

и уменьшается величина указанного сопротивления. Это приводит к спаданию выходного напряжения $U_2 = \beta \dot{I}_6 \dot{Z}_2$ при неизменном входном напряжении, что равносильно частотным искажениям в рассматриваемой области высших частот.

Так как от широкополосного усилителя желательно получить возможно большее усиление при достаточно широкой полосе равномерно усиливаемых частот, эффективность работы этого усилителя определяется коэффициентом добротности:

$$D = K_{E0} \cdot f_{гв},$$

где K_{E0} – сквозной коэффициент усиления на средней частоте, а $f_{гв}$ – верхняя граничная частота.

III. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Принципиальная схема исследуемого резистивного каскада ОЭ представлена на рис. 6.

В качестве усилительных элементов в схеме поочерёдно используются два транзистора VT1 и VT2, один из которых VT2 является широкополосным.

Напряжение питания на коллекторы транзисторов подаётся от одного источника, требуемое смещение на базы транзисторов осуществляется посредством делителей в цепях базы $R2, R3$ и $R4, R5$. Сопротивление в цепи коллектора транзисторов VT1 и VT2, обеспечивающее требуемое усиление по напряжению, $R_{K1} = 1 \text{ кОм}$. Сопротивления в цепи эмиттера $R6$ и $R7$ шунтируются электролитическими конденсаторами большой ёмкости $C3$ и $C4$, что исключает влияние ёмкостей этих конденсаторов на АЧХ в области низших частот.

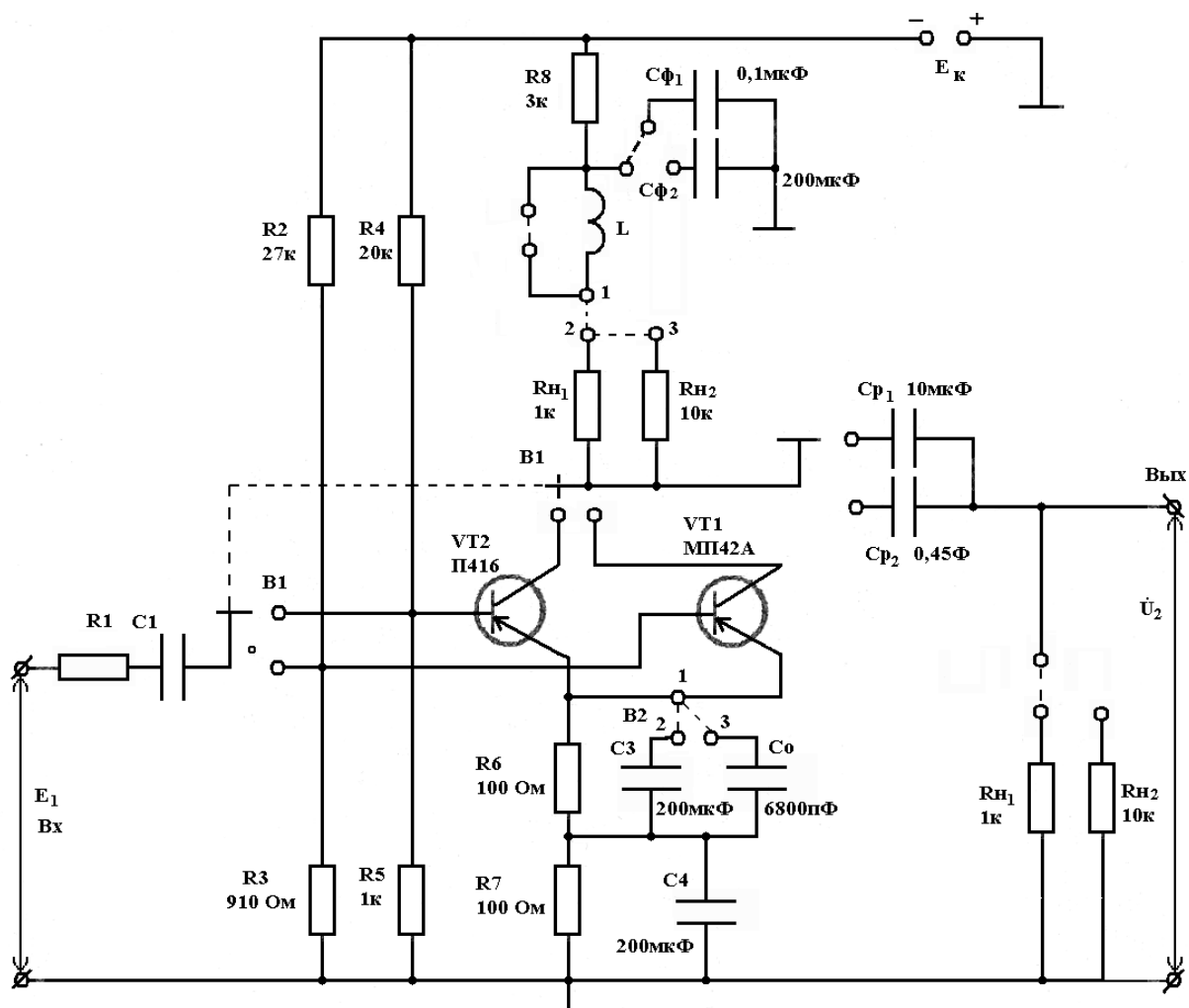


Рис. 6. Принципиальная схема исследуемого каскада ОЭ

Ёмкости C_{p1} и C_{p2} отличаются почти в 100 раз. Это позволит при исследовании более наглядно выявить влияние ёмкости разделительного конденсатора на частотную характеристику в области низких частот. Резистор $R8$ совместно с конденсатором C_{p2} является развязывающим фильтром. На выходе подключены сопротивления нагрузки R_{H1} и R_{H2} . Входная цепь представлена $R1$ и $C1$. Все остальные элементы схемы являются корректирующими, и о них подробно будет сказано в работе 3.

IV. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Подготовить лабораторный макет к испытаниям, для этого:

- ознакомиться с принципиальной схемой каскада и расположением всех деталей и органов управления на панели (рис. 6);
- к входным клеммам панели присоединить генератор и вольтметр;
- к выходным клеммам панели присоединить вольтметр и осциллограф;
- подключить источник питания минусом к коллекторной цепи, а плюсом
- к общему проводу схемы (поскольку используются транзисторы $p-n-p$);

– после проверки руководителем правильности всех соединений включить выпрямитель и установить $E_k = 12 \text{ В}$;

– включить напряжение питания генератора, осциллографа и вольтметров.

После указанной подготовки произвести следующие измерения:

1. Снять амплитудно-частотные характеристики в области низших частот транзистора VT2 (416) при двух значениях постоянной времени разделительной цепи $\tau_1 = C_{p1}R_{н1}$ и $\tau_2 = C_{p2}R_{н1}$, для этого:

а) переключателями включить; для постоянной времени $\tau_1 - C_{p1}R_{н1}$; для $\tau_2 - C_{p2}R_{н1}$;

б) дроссель L переключкой замкнуть накоротко, сопротивление резистора $R_{k1} = 1 \text{ кОм}$, конденсаторы C_{p2} и $C_3 = C3$ включить с помощью соответствующих переключков;

в) входную ЭДС E_1 поддерживать постоянной и равной 10 мВ ;

г) частоту изменять в пределах $1\ 000 \dots 25 \text{ Гц}$.

Результаты измерений и вычислений внести в таблицу по форме 3, которая повторяется для постоянной времени τ_2 .

Сквозной коэффициент усиления, определённый на частоте $1\ 000 \text{ Гц}$, соответствует значению K_{E0} .

2. Снять амплитудно-частотные характеристики $U_2 = F(f)$ в области высших частот для двух типов транзисторов, для этого:

а) тумблер В1 – в положениях VT1 (низкочастотный транзистор МП42А) и VT2 (высокочастотный транзистор П416);

б) дроссель L переключкой замкнуть накоротко, при этом необходимо включить резисторы R_{k1} и $R_{н1}$ и конденсаторы C_{p2} , C_{p1} , $C3$; амплитудно-частотные характеристики следует снимать при постоянной входной ЭДС $E_1 = 10 \text{ мВ}$; для транзистора МП42А частоту изменять в пределах $10 \dots 200 \text{ кГц}$, а для транзистора П416 – в пределах $0,1 \dots 3,0 \text{ МГц}$.

Форма 3

Постоянная времени	Показатели	, Гц					
		1000	500	200	100	60	25
$\tau_1 = C_{p1}R_{н1}$	$U_2, \text{ мВ}$						
	$K_E = U_2 / E_1$						
	$Y = K_E / K_{E0}$						
	$Y = \lg 20 y, \text{ дБ}$						

Результаты измерений напряжения U_2 , а также расчётов внести в таблицу по форме 4. Для транзистора VT1 необходимо учесть, что сквозной коэффициент передачи K_{E0} соответствует усилению на частоте 10 кГц , а для транзистора VT2 – на частоте $0,1 \text{ МГц}$.

Показатели	f , кГц или МГц									
U_2 , мВ										
$K_E = U_2 / E_1$										
$Y = K_E / K_{E0}$										
$Y = \lg 20 y$, дБ										

V. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА

1. Принципиальная схема исследуемого каскада и список используемых приборов.
2. Амплитудно-частотные характеристики $Y = F(f)$, построенные по данным таблиц (формы 3 и 4); на основании полученных кривых должны быть определены граничные частоты $f_{грн}$ и $f_{грв}$.
3. Расчёт коэффициента добротности каскада Д.

Литература: [2], с. 11...14; 96...102.

Работа 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

I. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Ознакомление с основными свойствами операционных усилителей и получение практических навыков исследования наиболее важных параметров таких усилителей.

II. ОСНОВНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Первоначально операционные усилители (ОУ) предназначались для выполнения математических операций в аналоговых вычислительных машинах, отсюда и происходит их название.

Операционный усилитель – это усилитель постоянного тока в микросхемном исполнении, имеющий два входа, образующих дифференциальный вход и один несимметричный выход. Входное сопротивление ОУ велико, выходное – мало. Коэффициент усиления велик. Полоса пропускания широкая. Условное обозначение операционного усилителя и схема подключения источников питания показаны на рис. 7.

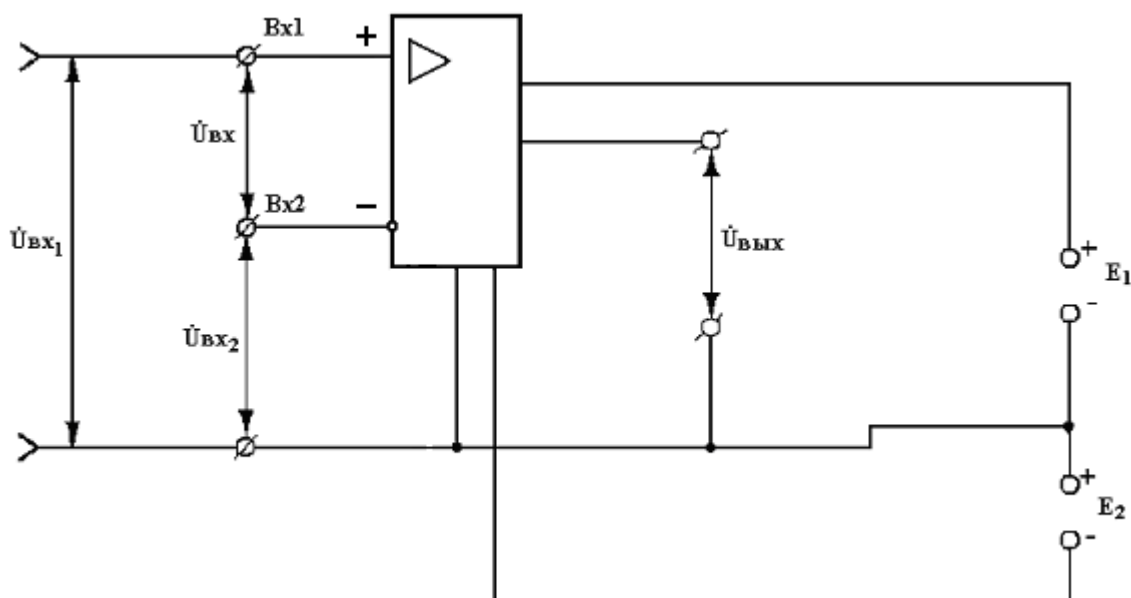


Рис. 7. Операционный усилитель с подключёнными к нему источниками питания

Вход 1, обозначенный знаком «+», называется неинвертирующим. Это означает, что напряжение $U_{\text{вх}1}$ совпадает по фазе с выходным напряжением $U_{\text{вых}1}$. Вход 2, обозначенный знаком «-», называется инвертирующим. Это означает, что напряжение $U_{\text{вх}2}$ и выходное напряжение $U_{\text{вых}1}$ противофазны.

Дифференциальный вход образуется между входами 1 и 2. К нему приложено напряжение $\dot{U}_{\text{вх}}$, равное разности $\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх}1} - \dot{U}_{\text{вх}2}$. ОУ питается от двух одинаковых источников (E_1 и E_2) или от одного источника со средней точкой, которая соединяется с общим для входа и выхода проводом. Схема ОУ выполняется с таким расчётом, чтобы при отсутствии сигнала на его входах $\dot{U}_{\text{вх}1} = \dot{U}_{\text{вх}2} = 0$ и выходное напряжение $\dot{U}_{\text{вых}} = 0$. При наличии сигнала на любом из входов ОУ появляется сигнал и на выходе $\dot{U}_{\text{вых}} \neq 0$, причём относительно общего провода выходное напряжение может иметь как положительную, так и отрицательную полярность в зависимости от полярности напряжения на дифференциальном входе.

Подача напряжения сигнала на входы ОУ осуществляется по-разному. В схеме на рис. 7 напряжение сигнала подаётся от двух источников, один из которых подключается к неинвертирующему, а другой – к инвертирующему входам. В частных случаях напряжение одного из источников может быть равно нулю. На рис. 8 показана схема подачи напряжения сигнала от одного источника на дифференциальный вход.

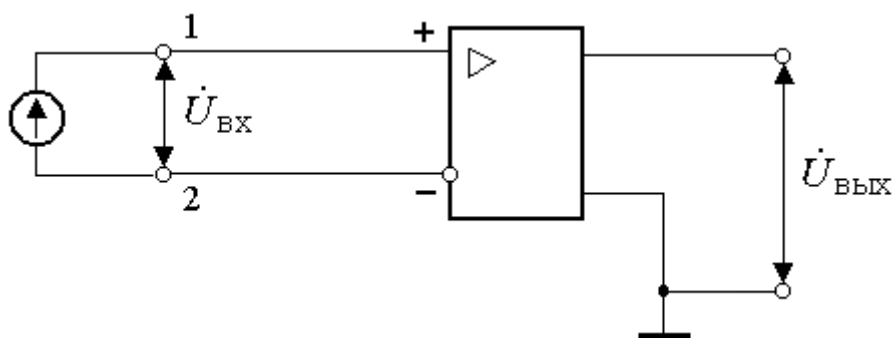


Рис. 8. Схема подачи напряжения сигнала на вход операционного усилителя от одного источника

Инвертирующий усилитель. Схема инвертирующего усилителя приведена на рис. 9. ОУ охвачен параллельной отрицательной обратной связью (ООС) по напряжению. Резистор $Z2$ играет роль сопротивления ОС, а $Z1$ – сопротивления источника сигнала.

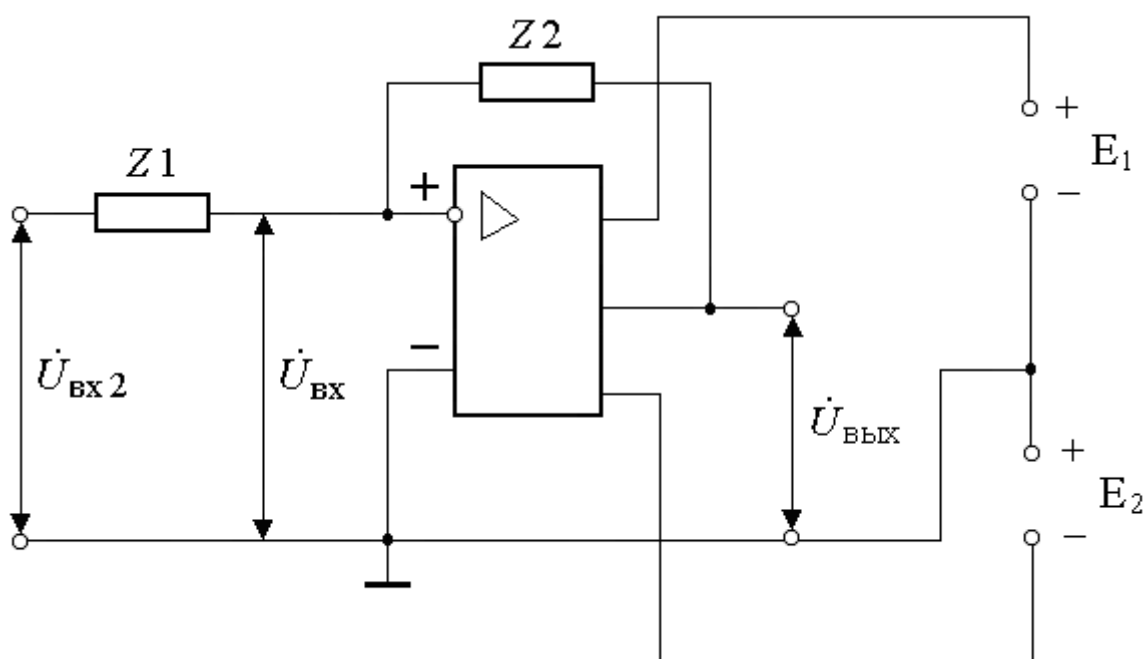


Рис. 9. Принципиальная схема инвертирующего усилителя

Параметры инвертирующего усилителя, коэффициент передачи и входное сопротивление определяются по соотношению

$$\dot{K}_{\text{OC}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -\frac{Z2}{Z1}, \quad Z_{\text{ВХ}}^{\text{OC}} = Z1. \quad (1)$$

Выражение для выходного сопротивления не приводится, так как оно очень мало, и его можно считать практически равным нулю.

У реальных ОУ входное сопротивление не равно бесконечности и входной ток не равен нулю. В результате точность предыдущей формулы снижается. Для компенсации погрешности, вызванной неидеальностью ОУ, используют схему инвертирующего усилителя, приведённую на рис. 10.

Неинвертирующий усилитель. Схема усилителя показана на рис. 7.5. ОУ охвачен последовательной ООС по напряжению. Резисторы $Z1$ и $Z2$ играют роль делителя ООС.

Формула для коэффициента усиления неинвертирующего усилителя в предположении, что ОУ является идеальным, имеет вид

$$\dot{K}_{OC} = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = \frac{Z1 + Z2}{Z1}. \quad (2)$$

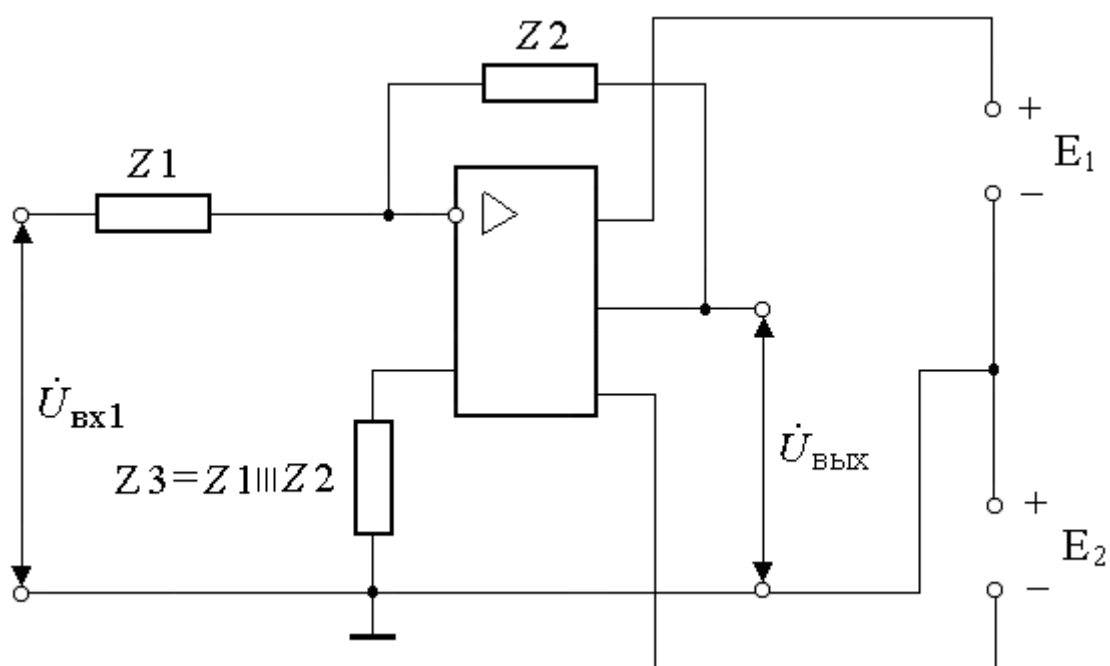


Рис. 10. Схема инвертирующего усилителя, применяемая на практике

Обычно $Z_1 \ll Z_2$, тогда $Z3 \approx Z1$.

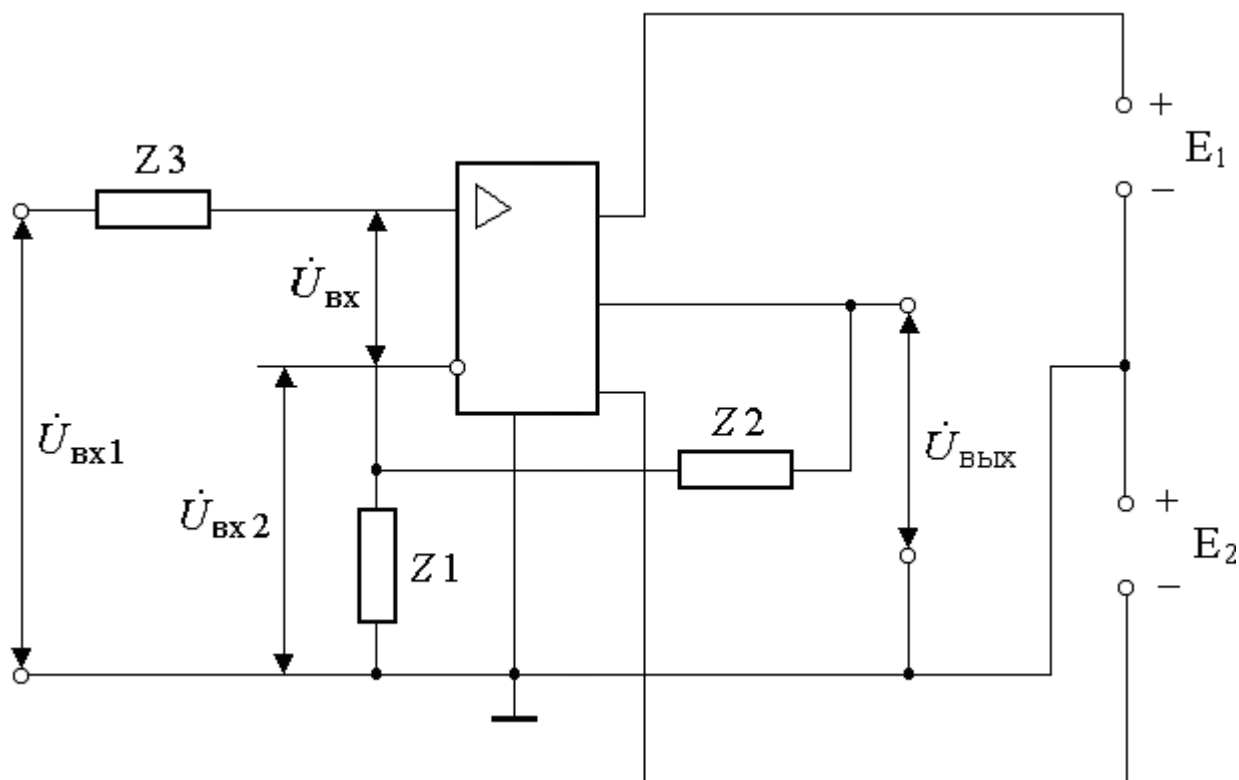


Рис. 11. Схема неинвертирующего усилителя

Повторитель (единичный усилитель). Если в схеме рис. 11 положить $Z2 = 0$, а $Z1 = \infty$, то получим схему единичного усилителя.

Действительно, из выражения (2) для коэффициента усиления неинвертирующего усилителя нетрудно получить

$$\dot{K}_{oc} = \frac{Z1 + Z2}{Z1} = 1 + \frac{Z2}{Z1} = 1 + \frac{0}{\infty} = 1. \quad (3)$$

Очевидно, что входное сопротивление единичного усилителя, являющегося частным случаем неинвертирующего усилителя, очень велико, а выходное сопротивление крайне мало.

Схема единичного усилителя приведена на рис. 12. Единичный усилитель из-за большого входного и малого выходного сопротивления является идеальным согласующим устройством между источником сигнала с большим выходным сопротивлением и низкоомной нагрузкой.

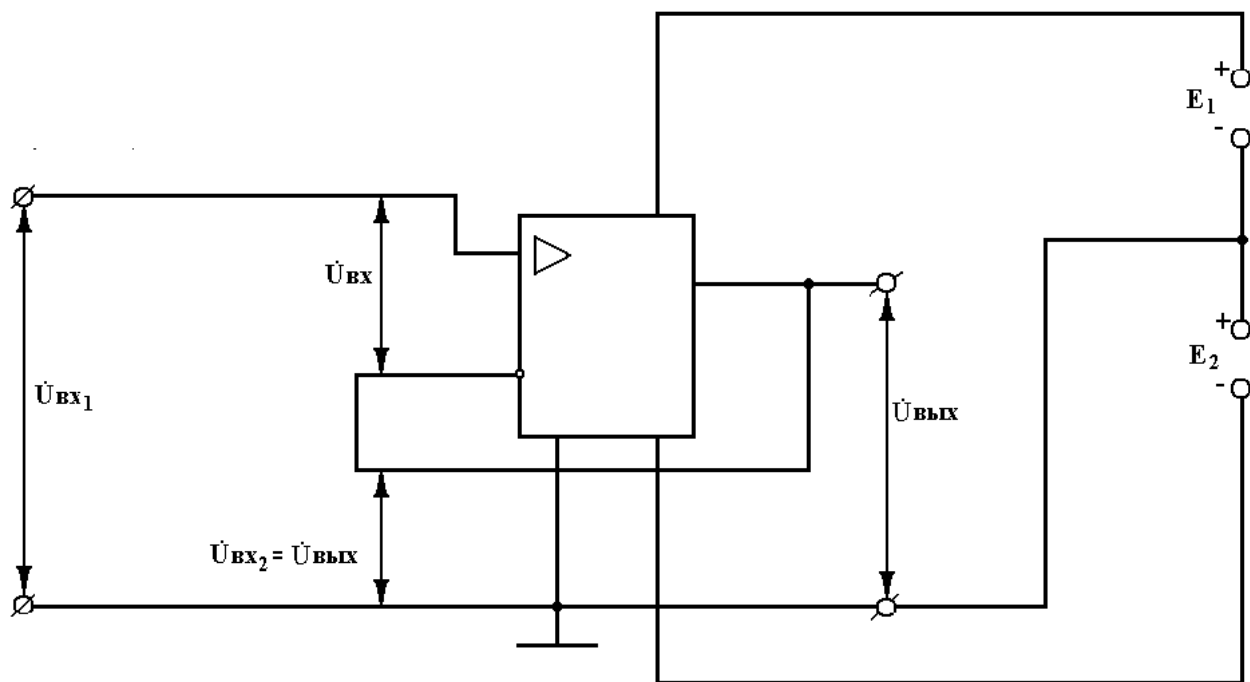


Рис. 12. Схема единичного усилителя

Операционные усилители являются одним из широко используемых элементов схемотехнических построений электронных цепей усиления сигналов, их суммирования, частотной фильтрации, создания устройств согласования трактов с различающимися входными и выходными сопротивлениями и ряда других функциональных звеньев для линейного и нелинейного преобразования аналоговых сигналов.

III. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Лабораторный макет исследуемого операционного усилителя выполнен на микросхеме типа К14ОУД1.

Принципиальная схема макета приведена на рис. 13.

Питание ОУ производится через вспомогательную цепь $R6, R7, VD1, VD2, C2, C3$, служащую для создания так называемой искусственной средней точки в цепи питания с тем, чтобы можно было использовать стандартный источник питания лабораторного стенда. Цепь $R4, C1$ является корректирующей. Она повышает устойчивость схемы против самовозбуждения.

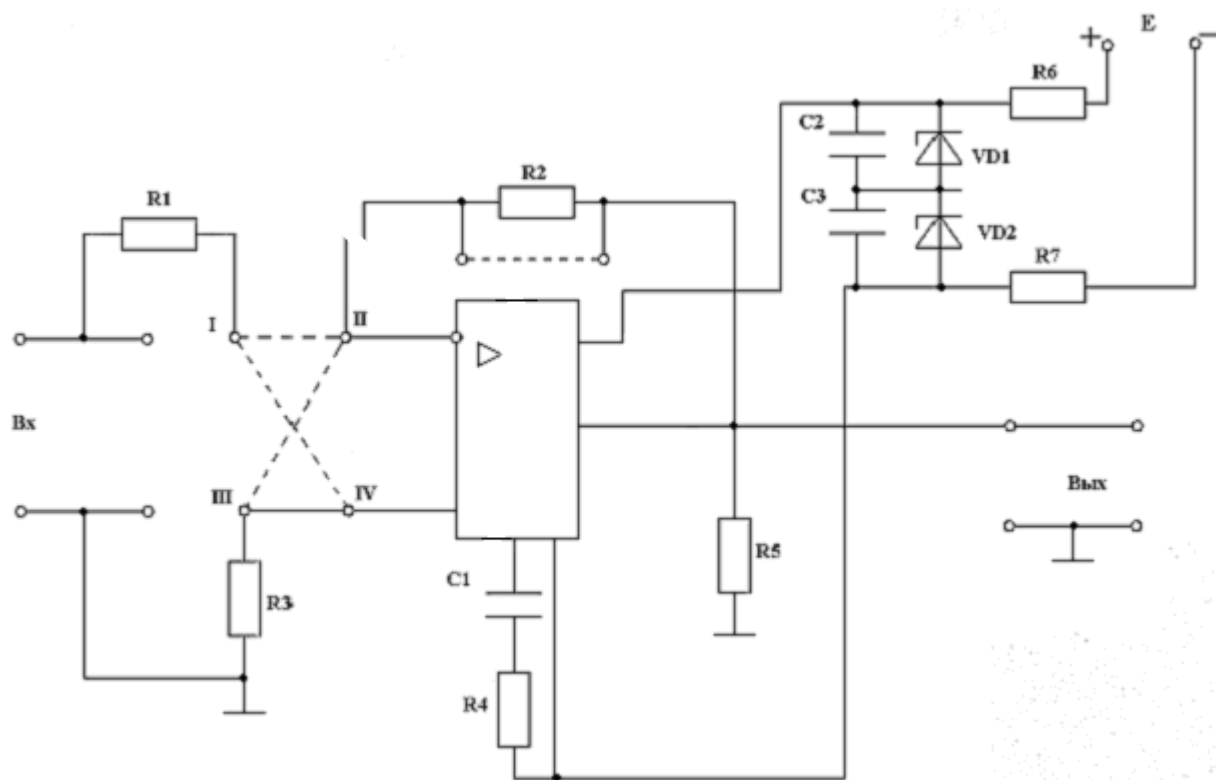


Рис. 13. Схема лабораторного макета исследуемого ОУ

IV. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Подготовить макет к следующим измерениям, для этого:

- ознакомиться с принципиальной схемой макета и расположением всех деталей на панели (рис. 13);
- к входным клеммам панели присоединить генератор и вольтметр;
- к выходным клеммам подключить вольтметр и осциллограф;
- подключить источник питания в соответствии с полярностью напряжения, указанной на лицевой панели макета;
- после проверки руководителем правильности всех соединений включить выпрямитель и установить напряжение питания $E = 12 \text{ В}$;
- включить напряжения питания генератора, осциллографа и вольтметров.

После указанной подготовки произвести следующие исследования.

1. Исследовать инвертирующий усилитель, для этого:

- а) разомкнуть резистор R_2 , а гнезда I ... II и III ... IV замкнуть перемычками;
- б) измерить максимальное неискажённое напряжение $U_{\text{вых max}}$ на выходе инвертирующего усилителя на частоте $f = 1000 \text{ Гц}$. При этом величину максимального неискажённого напряжения определить по осциллографу и измерить выходным вольтметром;

в) измерить напряжение помех $U_{п\text{ вых}}$ на выходе усилителя при сопротивлении источника сигнала, равном нулю, для этого вход схемы замкнуть накоротко перемычкой; рассчитать уровень помех N относительно максимального выходного напряжения:

$$N_{\text{помех}} = 20 \lg \frac{U_{п\text{ вых}}}{U_{\text{вых max}}};$$

г) разомкнуть вход и определить динамический диапазон D на частоте $f = 1000$ Гц, как $D = 20 \lg \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вых min}}}$, имея в виду, что минимальный выходной сигнал $U_{\text{вых min}}$ должен примерно в 3 раза превышать напряжение помех $U_{п\text{ вых}}$;

д) измерить сквозной коэффициент передачи по напряжению K_E в области средних частот, при этом ЭДС источника сигнала E_1 установить в пределах 20 ... 40 мВ, $K_E = \frac{U_{\text{вых}}}{E_1}$;

е) снять амплитудно-частотную характеристику усилителя в диапазоне 20 Гц ... 20 кГц; ЭДС $E_1 = 20$ мВ;

ж) выключить источник питания.

Результаты измерений и вычислений занести в таблицу по форме 5.

Форма 5

Показатели	$f, \text{ Гц}$									
	20	60	100	500	1 000	3 000	5 000	7 000	10 000	12 000
$U_{\text{вых}}, \text{ В}$										
$K_E = \frac{U_{\text{вых}}}{E_1}$										
$y = \frac{K_E}{K_{E0}}$										
$Y = 20 \lg y, \text{ дБ}$										

Примечание: K_{E0} определяется на частоте $f = 1000$ Гц.

2. Исследовать неинвертирующий усилитель, для этого:

а) преобразовать схему инвертирующего усилителя в неинвертирующий согласно рис. 11, на макете исследуемого усилителя в соответствии с рис. 13 замкнуть перемычками гнезда I...IV и II, III;

б) сопротивление $R2$ разомкнуть;

в) включить источник питания = 12 В;

- г) повторить для неинвертирующего усилителя измерения по пп. 1б...1е;
 - д) выключить источник питания.
3. Исследовать единичный усилитель, для этого:
- а) преобразовать схему неинвертирующего усилителя в единичный усилитель (повторитель) согласно рис. 12;
 - б) резистор R_2 (рис. 13) замкнуть перемычкой накоротко, гнезда I...IV и II, III замкнуты;
 - в) включить источник питания;
 - г) проделать для повторителя измерения по пп. 1 б...1 е;

V. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА

1. Схемы исследованных усилителей с цепями питания и коррекции, а также список использованных приборов.
2. Результаты измерений и вычислений максимального неискажённого выходного напряжения, напряжения помех, динамического диапазона, коэффициента передачи. Причём, экспериментальный коэффициент передачи для всех типов усилителей необходимо сравнить с расчётным, определённым по выражениям (1) ... (3).
3. АЧХ для всех типов ОУ, построенные в соответствии с таблицей (форма 5).

Литература: [1], с. 197...241.

Работа 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА ПРИ РАБОТЕ ТРАНЗИСТОРОВ В РЕЖИМЕ «А»

I. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Изучение энергетических свойств оконечного каскада ОЭ и вносимых им нелинейных искажений при работе транзистора в режиме «А».

II. ОСНОВНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В режиме «А» исходная точка покоя находится на середине линейного участка сквозной динамической характеристики (рис. 14).

Угол отсечки $\theta = \pi$. Этот режим работы используется как в однотактных, так и в двухтактных оконечных каскадах.

Достоинством режима «А» является малая величина нелинейных искажений и постоянство исходного режима; недостатком – малая величина КПД η_A .

Диаграмма работы транзистора для одноконтурного каскада ОЭ в режиме «А» приведена на рис. 15.

Здесь точка покоя C определяется исходными токами: коллекторным $I_{к0}$, базой $I_{б0}$ и постоянным напряжением $U_{кэ0}$ между коллектором и эмиттером. Нагрузочная прямая AB является выходной динамической характеристикой каскада и проходит через рабочую точку C .

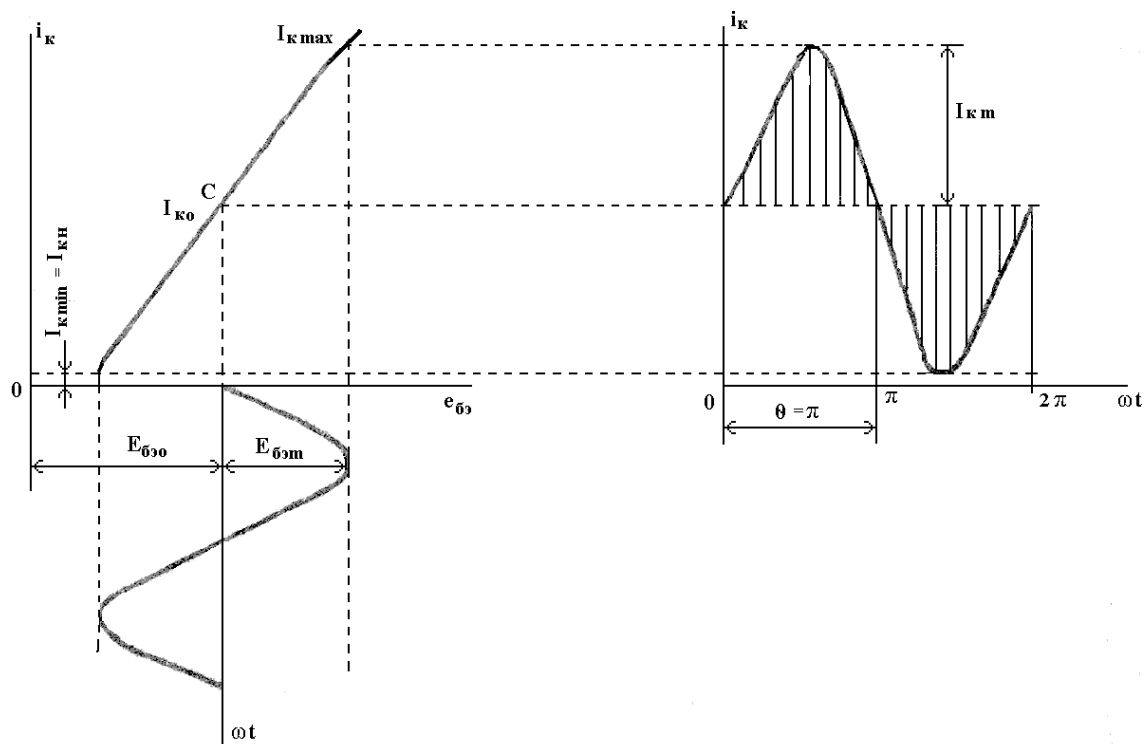


Рис. 14. Сквозная динамическая характеристика

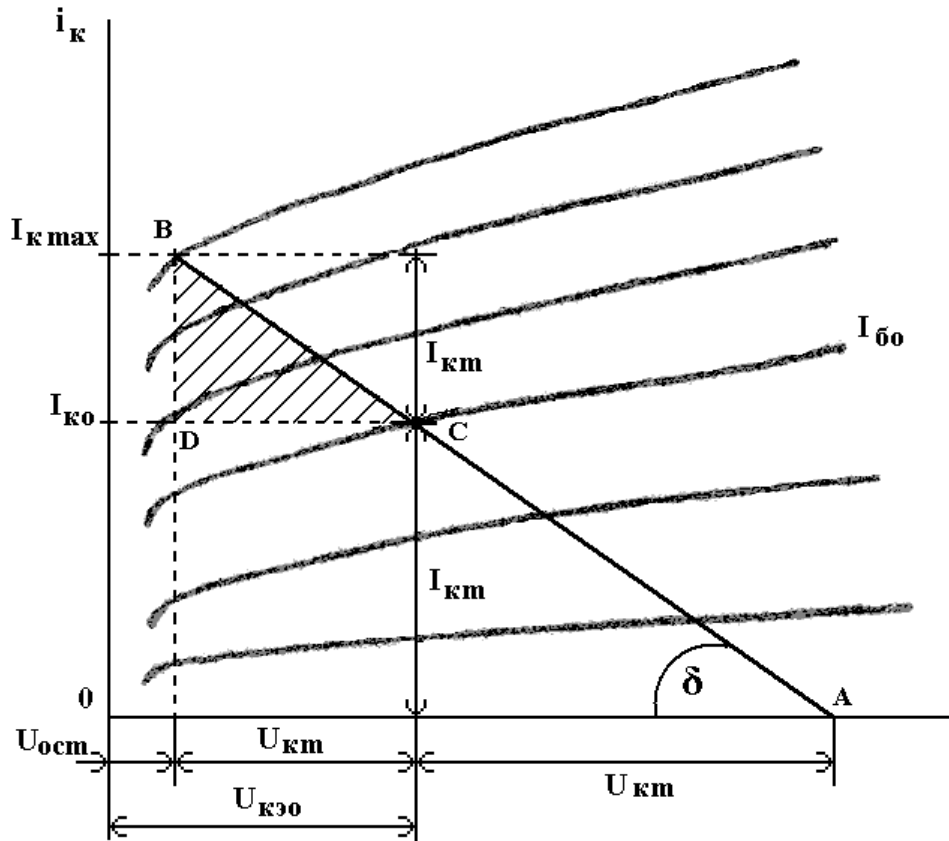


Рис. 15. Диаграмма работы транзистора для однотактного каскада в режиме класса «А»

Криволинейные части статических характеристик отсекаются остаточным напряжением $U_{ост}$; I_{km} и U_{km} – амплитуды тока и напряжения в коллекторной цепи. Для режима «А» $I_{km} < I_{k0}$; $U_{km} < U_{k0}$. Мощность, выделяемая в нагрузке R_k , $P_{\sim} = 0,5U_{km}I_{km}$ определяется площадью треугольника BDC . Мощность, потребляемая каскадом от источника питания, $P_0 = U_{k0}I_{k0}$. Коэффициент

полезного действия $\eta_A = \frac{P_{\sim}}{P_0}$. Мощность рассеяния на коллекторном $p-n$ -переходе $P_k = P_0 - P_{\sim}$. Так как в режиме «А» ток I_{k0} и мощность P_0 не зависят от напряжения сигнала, наибольшее значение мощности рассеяния $P_{k\max}$ получается при отсутствии сигнала $P_{\sim} = 0$; тогда $P_{k\max} = P_0$.

Величина нелинейных искажений выходного сигнала оценивается коэффициентом гармоник

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{(I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + \dots)}}{I_{4m}} \cdot 100\%,$$

где I_{2m} , I_{3m} – амплитуды гармоник выходного тока.

На рис. 16 изображена двухтактная схема с выходным трансформатором и параллельным питанием транзисторов, основными особенностями которой являются:

- а) симметричное противофазное возбуждение транзисторов, то есть подача на их выходные электроды переменных напряжений, одинаковых по величине, но сдвинутых одно относительно другого по фазе на угол π ;
- б) подключение выходных электродов к противоположным концам первичной обмотки выходного трансформатора.

Указанные особенности определяют следующие преимущества двухтактной схемы:

- а) взаимная компенсация ампервитков чётных гармоник в половинах первичной обмотки выходного трансформатора. Это приводит к снижению нелинейных искажений на выходе каскада (коэффициент гармоник K_{Γ} уменьшается);
- б) взаимная компенсация постоянных составляющих ампервитков в половинах первичной обмотки выходного трансформатора, приводящая к отсутствию в его сердечнике постоянного подмагничивающего потока. Это повышает динамическую проницаемость материала сердечника и позволяет уменьшить размеры, массу и стоимость выходного трансформатора;
- в) нечувствительность схемы к синфазным симметричным изменениям напряжений в её плечах и, в частности, к пульсациям питающих напряжений. Это позволяет уменьшить размеры и стоимость фильтров питающих устройств.
- г) взаимная компенсация нечётных гармоник токов плеч в цепях питания, в том числе и первых гармоник, то есть составляющих основной частоты. Это приводит к значительному ослаблению паразитных обратных связей в усилителе через общий источник питания.

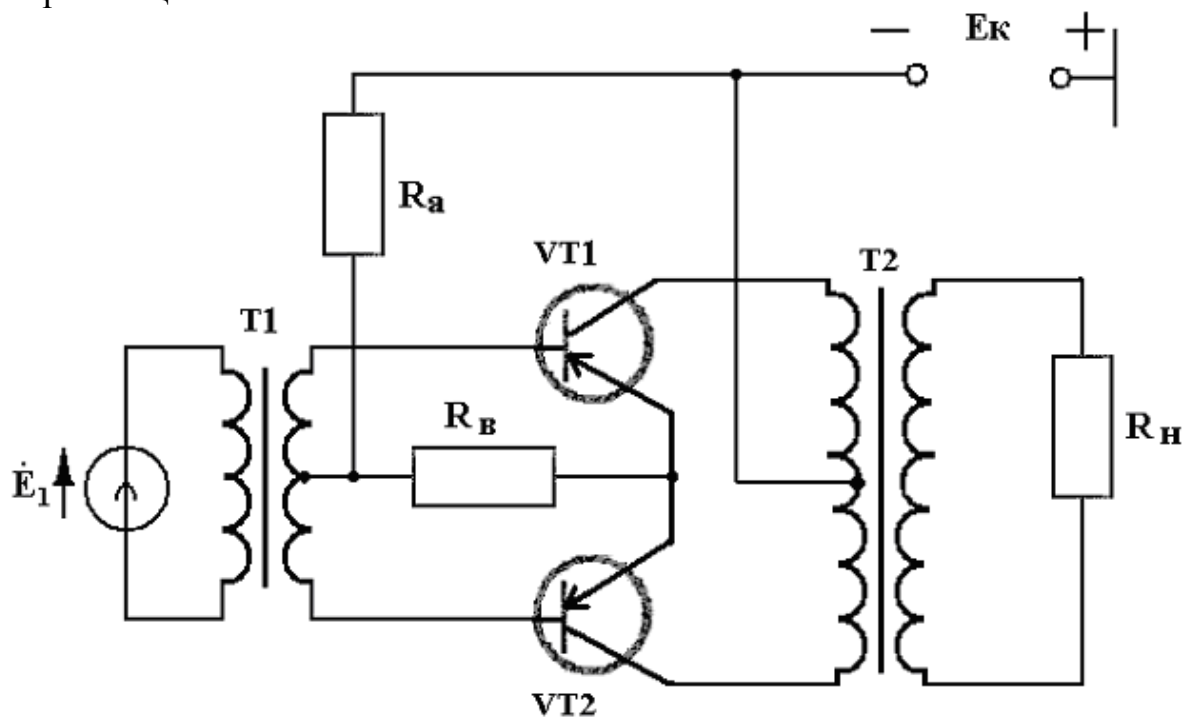


Рис. 16. Схема двухтактного оконечного каскада

Сказанное относится к двухтактной схеме с идеальной симметрией плеч. Ввиду неизбежной асимметрии плеч (в основном вследствие разброса параметров транзисторов), вместо полной компенсации чётных гармоник, а также постоянных составляющих ампервитков практически получается их значительное ослабление.

Можно показать, что в двухтактной схеме (режим «А») транзисторы работают параллельно и согласованно на общее сопротивление нагрузки $0,5 R_k$.

При использовании транзисторов в двухтактной схеме в режиме «А» каждый из них работает при тех же условиях, что и в одноконтном каскаде. Поэтому общая мощность, отдаваемая двухтактным каскадом,

$$P_{\sim\text{двухт}} = \frac{1}{2}(2I_{1m})^2 \cdot \frac{1}{2}R_{k\sim} = I_{1m}^2 R_{k\sim} = 2P_{\sim\text{однот}},$$

Следовательно, при переходе к двухтактной схеме выходная мощность, выделяемая в сопротивлении нагрузки $\frac{1}{R_{k\sim}}$, удваивается. При этом режим работы каждого из транзисторов остаётся неизменным. Удваивается также и потребляемая мощность $P_{0\text{ двухт}} = E_k 2I_{k0} = 2P_{0\text{ однот}}$, вследствие чего КПД η_A остаётся неизменным.

III. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Исследуемый оконечный каскад (рис. 17) состоит из выходного и входного трансформаторов Т1 и Т2, транзисторов VT1 и VT2, включённых по схеме ОЭ, и сопротивлений нагрузки $R_6 \dots R_{11}$, подключаемых переключателем В.

С помощью гнёзд Гн5 ... Гн12 устанавливаются одноконтная или двухтактная схемы каскада. Потенциометром R4 регулируется исходный коллекторный ток.

IV. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Подготовить макет к лабораторным испытаниям, для этого:

- ознакомиться с принципиальной схемой каскада и расположением всех деталей и органов управления на панели (рис. 17);
- к входным гнёздам панели Гн1 и Гн3 присоединить генератор звуковой частоты и вольтметр;
- к выходным гнёздам панели присоединить вольтметр и осциллограф и измеритель нелинейных искажений (Гн14, Гн15, Гн16);
- подключить источник питания минусом к средней точке трансформатора, а плюсом – к общему проводу схемы, поскольку используется транзистор $p-n-p$.

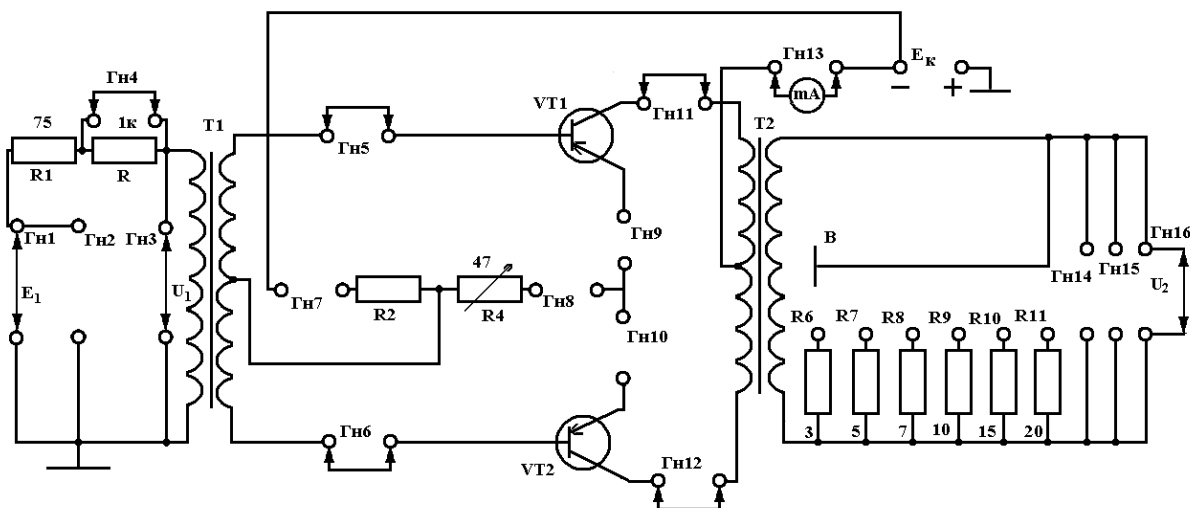


Рис. 17. Принципиальная схема исследуемого оконечного каскада

После указанной подготовки выполнить следующие исследования:

1. Исследовать однотактный каскад в режиме «А», для этого:

а) включить в коллекторную цепь Гн13 миллиамперметр mA типа М-106 (соблюдать полярность!);

б) замкнуть гнезда Гн4, Гн5, Гн7, Гн9, Гн11, а потенциометр $R4$ установить в крайнее левое положение;

в) после проверки руководителем правильности всех соединений включить выпрямитель и установить $E_K = 6 В$;

г) с помощью потенциометра $R4$ установить ток в цепи коллектора $I_{k0} = 20 мА$;

д) определить зависимость U_2 и $K_T = F(U_1)$ при различных R_H и данные измерений занести в таблицу по форме 6;

е) зарисовать искажённую форму выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки;

ж) установить $R_H = 15 Ом$, разомкнуть гнездо Гн4 (при этом включается резистор $R = 1 КОм$), установить $E_1 = 300 мВ$ при токе покоя $I_{k0} = 20 мА$ и измерить U_2 и U_1 (гнездо Гн3).

На основании полученных данных определить:

мощность переменного сигнала, выделяемую в коллекторной цепи,

$$P_{\sim} = \frac{P_2}{\eta_T} = \frac{U_2^2}{\eta_T R_H}, \quad (1)$$

где КПД трансформатора $\eta_T = 0,8$;

мощность, потребляемую от источника питания,

$$P_0 = E_K I_{k0}. \quad (2)$$

Мощность рассеяния

$$P_k = P_0 - P_{\sim} . \quad (3)$$

Входной ток

$$I_{\text{вх}} = \frac{(E_1 - U_1)}{R} \cdot n \eta_T , \quad (4)$$

где коэффициент трансформации $n = 0,22$;

входное напряжение

$$U_{\text{вх}} = U_1 n \eta_T , \quad (5)$$

мощность входного сигнала

$$P_{\text{вх}} = 0,5 U_{\text{вх}} I_{\text{вх}} , \quad (6)$$

коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_2}{P_{\text{вх}}} , \quad (7)$$

$$\text{где } P_2 = \frac{U_2^2}{R_n} , \quad (8)$$

величина U_2 определена по п. ж).

Полученные данные занести в таблицу по форме 6.

Форма 6

Величины	E_1 , мВ	100	200	300	400	500	600	Сопротивление нагрузки R_n , Ом
Измеренные	U_2 , мВ							10
								15
	K_Γ , %							10
								15
Расчётные	$P_{\sim}$, мВт							10
								15
	P_k , мВт							10
								15
	η_A							15
	P_0 , мВт							15
	$P_{\text{вх}}$, мВт							

2. Исследовать двухтактный каскад в режиме «А», для этого:

а) дополнительно к переключениям, описанным в п. 1, замкнуть гнезда Гн6, Гн10, Гн12 и Гн4;

б) проверить ток в цепи коллектора I_{k0} , который должен быть примерно вдвое больше тока покоя для одноконтурного каскада, то есть $2I_{k0} \approx 40 \text{ мА}$;

в) подать на вход макета от генератора напряжение = 300 мВ с частотой $f = 1000 \text{ Гц}$; добиться симметричности и неискажённости выходного напряжения, контролируя его форму по осциллографу;

г) установить $R_H = 7 \text{ Ом}$; $E_1 = 200 \text{ мВ}$; измерить выходное напряжение U_2 и K_Γ . Сравнить полученные результаты со значением U_2 и K_Γ для одноконтурного каскада при $R_H = 15 \text{ Ом}$ и $U_1 = 200 \text{ мВ}$; определить выходную мощность $P_2 = \frac{U_2^2}{R_H}$;

д) разомкнуть гнездо Гн4 ($R = 1 \text{ Ком}$) и измерить величины E_1 , U_1 и коэффициент гармоник K_Γ .

е) определить коэффициент усиления по мощности $K_p = \frac{P_2 R}{0,03 U_1 (E_1 - U_1)}$.

В. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА

1. Принципиальная схема усилителя и список используемых измерительных приборов.

2. Графики: $P_k = F(E_1)$; $P_0 = F(E_1)$; $\eta_A = F(E_1)$.

3. Осциллограммы выходного напряжения.

4. Краткие выводы, поясняющие полученные результаты.

Литература: [2], с. 83...87; 110...119.

Работа 5

ИССЛЕДОВАНИЕ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА ПРИ РАБОТЕ ТРАНЗИСТОРОВ В РЕЖИМЕ «В»

1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Изучение энергетических свойств оконечного каскада ОЭ и вносимых им нелинейных искажений при работе транзисторов в режиме «В».

II. ОСНОВНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Для повышения КПД каскада и лучшего использования транзистора по мощности применяется режим «В», при котором исходная рабочая точка выбирается в начале сквозной динамической характеристики (рис. 18).

При этом если пренебречь малым начальным током I_{KH} , то можно считать, что коллекторный ток проходит через транзистор только в течение одного полупериода (угол отсечки $\theta = \frac{\pi}{2}$). Поэтому неискажённое воспроизведение симметричного сигнала при апериодическом характере нагрузки (отсутствие резонансного контура в выходной цепи) возможно только при использовании двухтактной схемы каскада, в которой коллекторные токи транзисторов i'_K и i''_K взаимно дополняют друг друга. Это может быть также объяснено происходящей в нагрузке компенсацией чётных гармоник искажений.

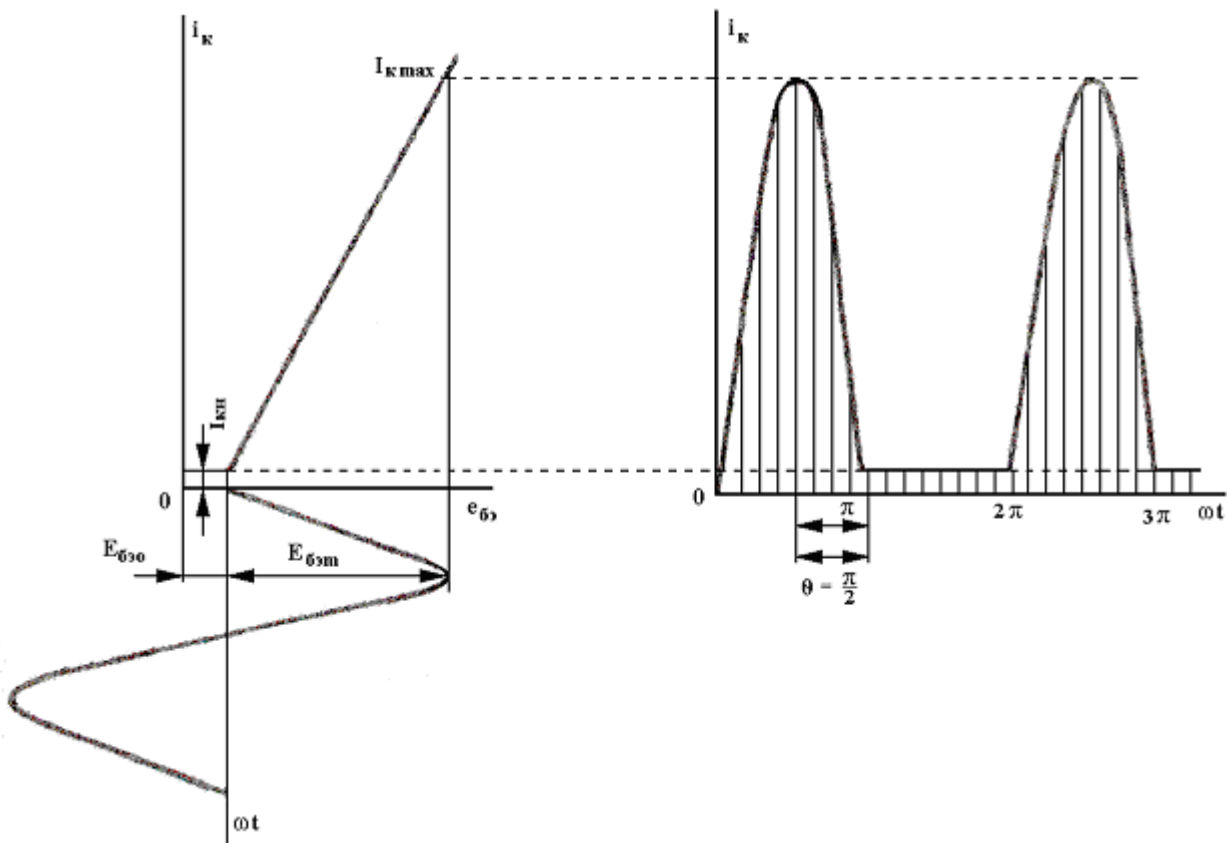


Рис. 18. Выбор исходного режима при работе оконечного транзистора в режиме «В»

Диаграмма работы транзистора в режиме «В» приведена на рис. 19 для полупериода, соответствующего его отпиранию.

Угол наклона δ выходной динамической характеристики АВ определяется здесь сопротивлением плеча $R_{K\sim\Pi}$, поскольку транзисторы работают пооче-

рёдно, $R_{K\sim\Pi} = \frac{U_{Km}}{I_{Kmax}}$.

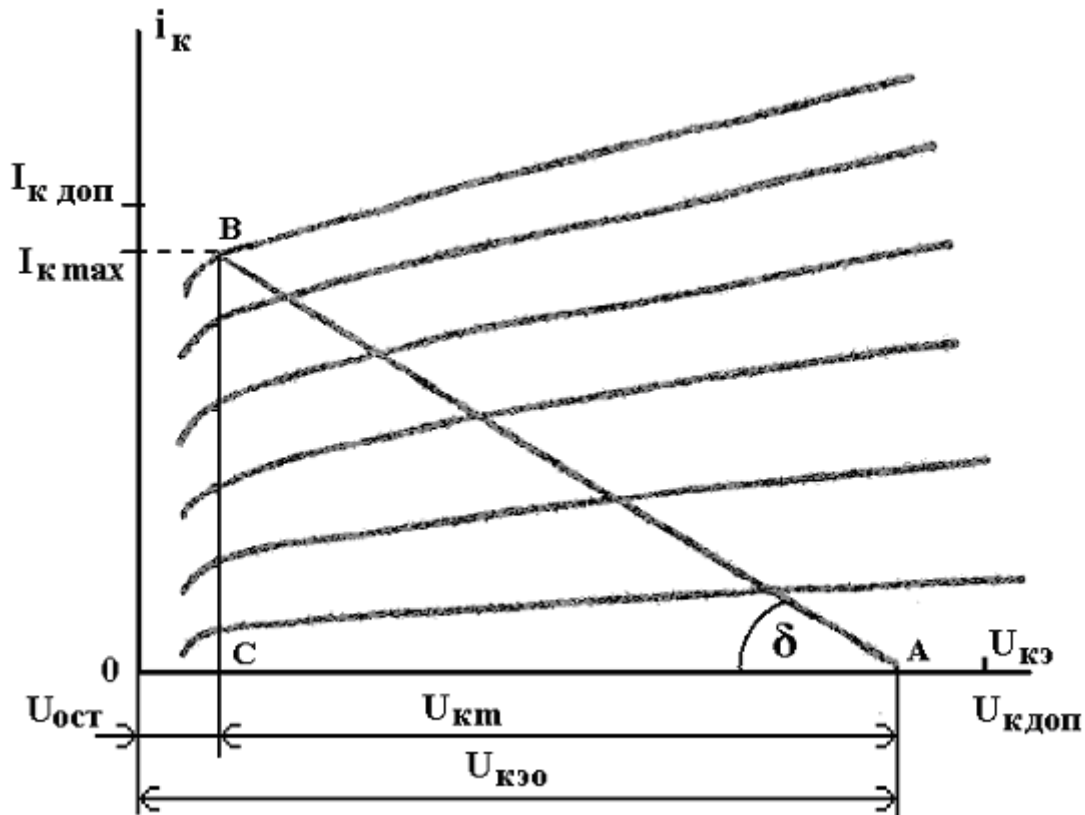


Рис. 19. Диаграмма работы транзистора в режиме класса «В»

Мощность, выделяемая обоими транзисторами каскада в сопротивлении нагрузки коллекторной цепи,

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} I_{kmax} U_{km} = \frac{1}{2} I_{kmax}^2 R_{K\sim\Pi}.$$

Мощность, потребляемая каскадом от источника питания, $P_0 = U_{KЭ0} \cdot 2I_{kcp}$, где I_{kcp} – среднее за период значение коллекторного тока транзистора.

При угле отсечки $\theta = \frac{\pi}{2}$ (режим «В») амплитуда первой гармоники коллекторного тока $I_{km1} = \frac{1}{2} I_{kmax}$, а среднее значение коллекторного тока $I_{kcp} \approx \frac{1}{2} I_{kmax}$.

$$\text{КПД каскада } \eta_B = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{km}}{U_{KЭ0}},$$

где $\frac{U_{km}}{U_{кэ0}} = \xi$ – коэффициент использования коллекторного напряжения. При $\xi = 0,8 \dots 0,95$; $\eta_B = 0,62 \dots 0,74$.

Мощность рассеяния на коллекторном p - n -переходе транзистора P_k так же, как и в режиме «А», равна разности мощностей P'_0 и $P'_\sim$, относящихся к одному транзистору. Однако в рассматриваемом случае обе эти мощности являются функциями напряжения сигнала, поскольку от него зависят токи $I_{k \max}$ и $I_{k \text{ ср}}$.

Учитывая характер этих зависимостей, получаем

$$P'_k = P'_0 - P'_\sim = I_{k \max} \left(\frac{U_{кэ0}}{\pi} - \frac{U_{km}}{2} \right).$$

Из рис. 20, на котором по оси абсцисс отложены величины $\xi = \frac{U_{km}}{U_{кэ0}}$, пропорциональные напряжению сигнала, видно, что величина P_k проходит через максимум. Исследование выражения $\frac{dP_k}{d\xi} = 0$ показывает, что максимум мощности P_k получается при $\xi_k = \frac{2}{\pi} = 0,637$ (сопротивление нагрузки предполагается чисто активным).

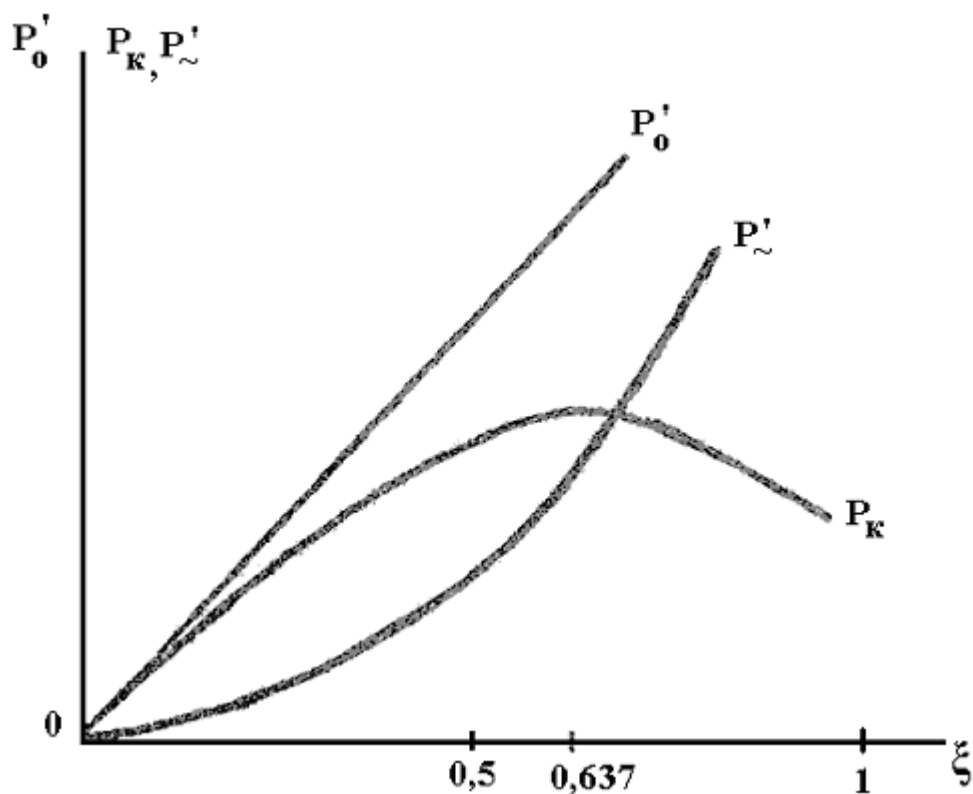


Рис. 20. Зависимости выходной P'_o и потребляемой P'_o мощностей, а также мощности, рассеиваемой на коллекторе P_k от коэффициента использования коллекторного напряжения ξ

В режиме покоя, когда входной сигнал отсутствует ($U_1 = 0$), мощность рассеяния $P'_k \approx 0$ и каскад практически не потребляет энергию от источника питания. Однако применение режима «В» в его чистом виде оказывается обычно невозможным из-за нелинейности сквозных динамических характеристик транзисторов, в результате чего получаются нелинейные искажения типа центральной отсечки (см. рис. 21, а, б).

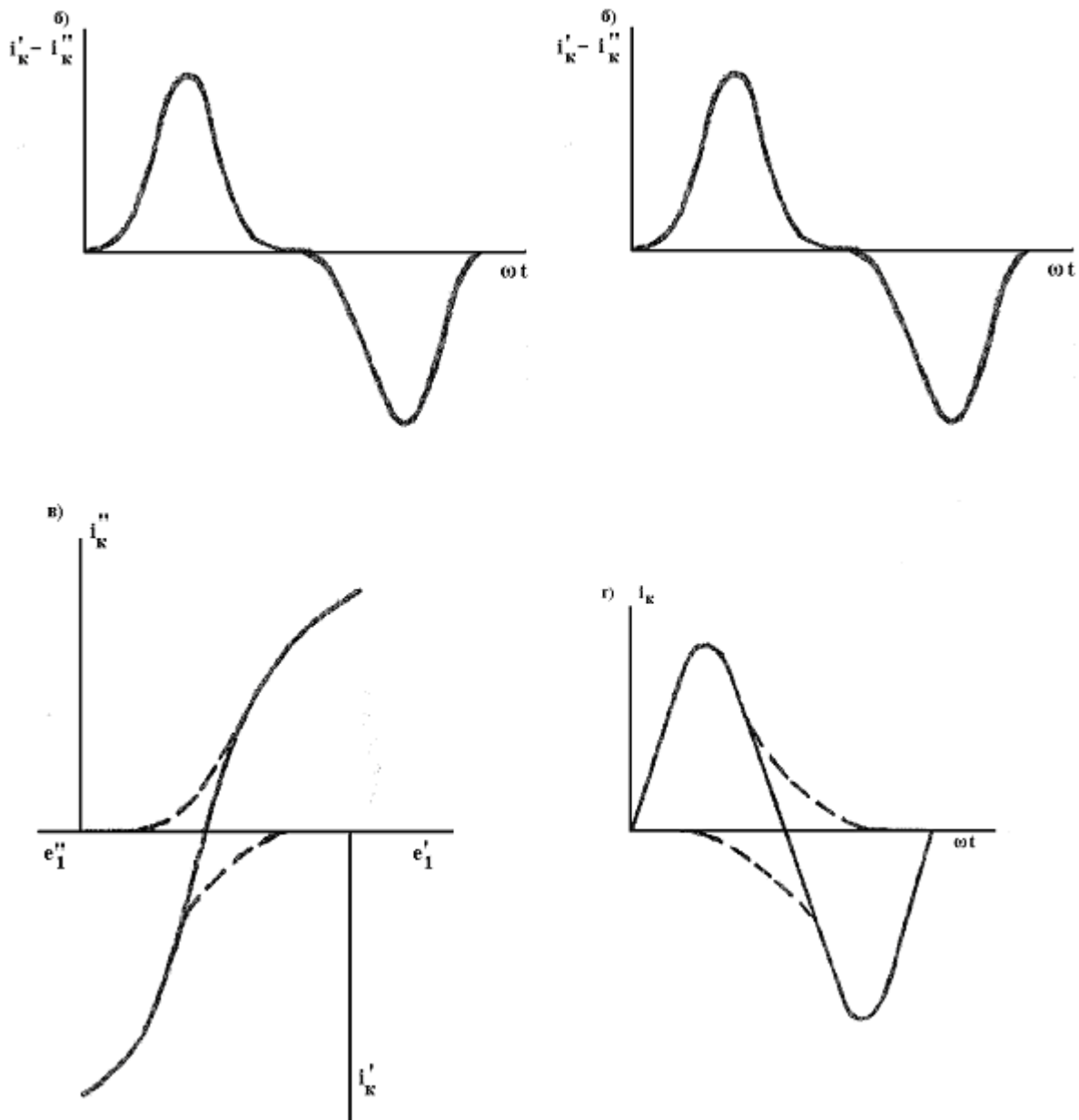


Рис. 21. Диаграммы искажений, возникающих в режимах «В» и «АВ»

Кроме того, при наличии реактивностей в цепях каскада полные запира- ния и отпирания транзисторов, происходящие на протяжении каждого из пери- одов, приводят к дополнительным нелинейным искажениям, вызываемым соот- ветствующими переходными процессами. Поэтому на практике применяют ре- жим «АВ», при котором угол отсечки несколько превышает 90° , а исходный коллекторный ток $I_{k0} \neq 0$, вследствие чего результирующая динамическая ха- рактеристика каскада спрямляется, а форма кривой результирующего (разност- ного) тока приближается к синусоидальной (рис. 27, в, г).

Поэтому $\eta_{AB} = 0,64 \dots 0,67$.

III. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Подготовить макет, описание которого приведено в работе 4 к следую- щим измерениям, для этого:

- ознакомиться с принципиальной схемой каскада и расположением всех деталей и органов управления на панели (рис. 17);
- к входным гнёздам панели (Гн1, Гн3) присоединить генератор звуковой частоты и вольтметр;
- к выходным гнёздам панели присоединить вольтметр, осциллограф и измеритель нелинейных искажений (Гн14, Гн15, Гн16);
- подключить источник питания минусом к средней точке выходного трансформатора, а плюсом – к общему проводу схемы, поскольку используется транзистор с проводимостью $p-n-p$;
- включить в коллекторную цепь (Гн13) миллиамперметр типа М-106 (соблюдать полярность!);
- замкнуть гнёзда Гн4, Гн5, Гн6, Гн9, Гн10, Гн11, Гн12, а гнёзда Гн7 и Гн8 разомкнуть. Потенциометр $R4$ поставить в крайнее левое положение;
- после проверки руководителем правильности всех соединений включить выпрямитель и установить $E_k = 12 \text{ В}$;
- с помощью потенциометра $R4$ установить ток в цепи коллектора $2I_{k0} \leq 14 \text{ мА}$;
- подать на вход макета от генератора напряжение $E_1 = 500 \text{ мВ}$ с частотой $f = 1000 \text{ Гц}$;
- изменяя выходное напряжение генератора, проверить, работает ли кас- кад в режиме «В» (при увеличении напряжения на входе E_1 средний ток $2I_{k \text{ ср}}$, измеряемый миллиамперметром, должен расти).

Если каскад работает в режиме «А» (ток $2I_{k \text{ ср}}$ не изменяется) или напря- жение на выходе имеет искажения типа центральной отсечки, необходимо, изменяя $R4$ и наблюдая осциллограмму, добиться неискажённого выходного напряжения. Следует помнить, что ток $2I_{k \text{ ср}}$ не должен превышать 60 мА .

После указанной подготовки произвести следующие измерения и рас- чёты.

1. Измерить зависимости U_2 , $2I_{k\text{ ср}}$, $K_\Gamma = F(E_1)$ при различных сопротивлениях нагрузки R_H . Данные измерений занести в таблицу по форме 7.

Форма 7

Величины	E_1 , мВ	400	500	700	800	1 000	1 500	Сопротивление нагрузки R_H , Ом
Измеренные	U_2 , мВ							5
								7
	$2I_{k\text{ ср}}$, мА							5
								7
	K_Γ , %							5
								7
Расчётные	P_2 , мВт							5
								7
	P_0 , мВт							5
								7
	P_k , мВт							5
								7
	η_B							5
								7

На основании полученных данных по выражениям (1) ... (3), (8), приведённым в работе 5, сделать расчёты; КПД трансформатора $\eta_T = 0,8$. Результаты расчёта занести в таблицу по форме 9.

2. Установить сопротивление нагрузки 7 Ом, подать на вход $E_1 = 500$ мВ на частоте $f = 1000$ Гц, разомкнуть перемычку (Гн4) и измерить выходное U_2 и входное U_1 напряжения (гнездо Гн3).

3. Рассчитать

$$I_{\text{вх}} = \frac{E_1 - U_1}{R},$$

где $R = 1 \text{ кОм}$;

$$U_{\text{вх}} = U_1 n \eta_T,$$

где $n = 0,22$; $\eta_T = 0,8$;

$$P_{\text{вх}} = U_{\text{бэ}} I_{\text{вх}}; \quad K_p = \frac{P_2}{P_{\text{вх}}},$$

где K_p – коэффициент усиления по мощности.

4. В присутствии преподавателя получить следующие осциллограммы искажённого выходного напряжения:

- а) искажения типа центральной отсечки при изменении напряжения смещения на базе;
- б) искажения типа ограничения при изменении сопротивления нагрузки;
- в) форму полупериода выходного напряжения при отключении одного из плеч для номинального напряжения смещения.

IV. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА

- 1. Построенные зависимости: $P_k = F(E_1)$; $P_0 = F(E_1)$; $\eta_B = F(E_1)$.
- 2. Осциллограммы выходного напряжения.
- 3. Краткие выводы по каждому пункту отчёта, поясняющие полученные результаты.

Литература: [2], с. 83...87; 119...122.

3.5. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ПРОВЕДЕНИЮ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАНЯТИЙ

Для студентов очно-заочной формы обучения проводится три практических занятия общим объёмом 10 часов, а для студентов заочной формы обучения два практических занятия в объёме 4-х часов.

Первое практическое занятие для студентов очно-заочной формы обучения составляет 4 часа и объединяет две темы: расчёт каскада при включении транзистора по схеме с общим эмиттером (Раздел 3. – Транзисторный усилительный каскад); расчёт делителя в цепи базы транзистора (Раздел 4. Обеспечение и стабилизация режима работы транзисторов по постоянному току).

Цель этого практического занятия: ознакомить студентов с методикой расчёта наиболее часто встречающегося каскада при включении транзистора по схеме с общим эмиттером, благодаря чему студенты смогут определить основные схемные параметры каскада ОЭ и рассчитать его входное сопротивление, коэффициент усиления по напряжению и делитель в цепи базы, обеспечивающей стабилизацию исходного режима работы для выбранного коэффициента неустойчивости S .

Второе практическое занятие (объём 2 часа) – расчёт элементов Н.Ч. и В.Ч. коррекции частотных характеристик каскада соответствует разделу 5. Каскады предварительного усиления.

Целью практического занятия является овладение методикой расчёта корректирующих цепей в области низких и высоких частот, благодаря которым расширяется частотный диапазон.

Третье практическое занятие – расчёт транзисторов оконечного каскада по выходной и входной цепям (объём 4 часа) соответствует разделу 6. Оконечные усилительные каскады.

На этом практическом занятии студенты овладевают графо-аналитическим методом расчёта транзисторного каскада при его работе в режиме большого сигнала, то есть в нелинейном режиме.

Студенты, обучающиеся с элементами ДОТ, выполняют два практических задания, методические указания к которым и исходные данные для расчёта, приводятся в методических указаниях к практическому занятию № 2 и практическому занятию № 3.

Практическое занятие № 1

Расчёт каскада при включении транзистора по схеме с общим эмиттером

Расчёт делителя в цепи базы транзистора

Каскады предварительного усиления представляют собой обычно резистивный каскад ОЭ или ОК с эмиттерной стабилизацией исходного режима работы транзистора.

Если заданное внутреннее сопротивление источника сигналов $R_{ист}$ не превышает 1 кОм, то в первом каскаде усилителя может быть применено включение ОЭ с шунтированием сопротивления R_3 ёмкостью C_3 как вариант, обеспечивающий наибольшее усиление. В противном случае для обеспечения повышенного входного сопротивления каскада необходимо выполнять его как каскад ОЭ с не шунтированным ёмкостью сопротивлением R_3 . Возможен промежуточный вариант шунтирования ёмкостью части сопротивления R_3 , при котором входное сопротивление каскада возрастает в меньшей степени, но зато получается и меньшее падение коэффициента усиления. Схема каскада ОЭ с шунтированным ёмкостью C_3 сопротивлением R_3 приведена на рис. 1.

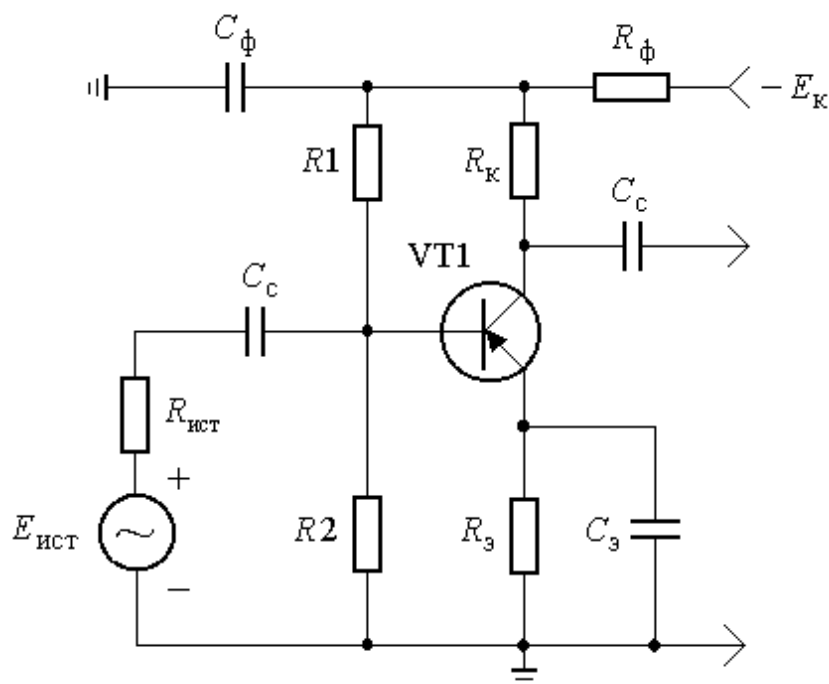


Рис. 1. Каскад с общим эмиттером

Следует выбирать транзисторы с возможно бóльшими значениями коэффициента усиления β и граничной частоты f_b .

Увеличение β повышает чувствительность усилителя и его входное сопротивление, а также снижает приведённое ко входу напряжение шумов.

Увеличение f_b создаёт благоприятную предпосылку для реализации глубокой устойчивой ООС.

Рассчитаем сопротивление в цепи коллектора и эмиттера

$$R_k = \frac{(0,3 \dots 0,5)}{I_{k0}} \cdot E_{k0 \text{ пр}}; \quad (1)$$

$$R_э = \frac{(0,1 \dots 0,3)}{I_{k0}} \cdot E_{k0 \text{ пр}}. \quad (2)$$

Для каскада ОК, схема которого изображена на рис. 2:

$$R_э = \frac{(0,4 \dots 0,5)}{I_{k0}} \cdot E_{k0 \text{ пр}}. \quad (3)$$

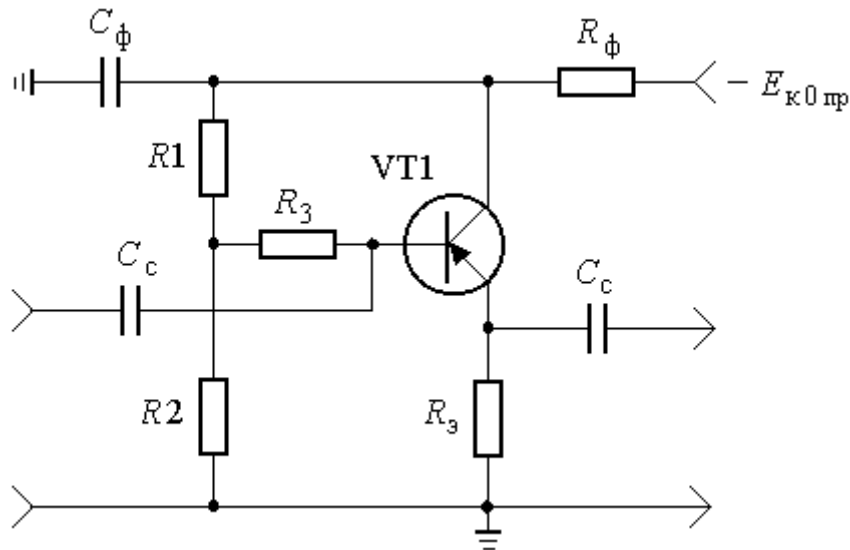


Рис. 2. Эмиттерный повторитель

Входящий в выражения 1 и 2 ток покоя каскада предварительного усиления $I_{к0} = 1 \text{ мА}$. Требуемое напряжение питания каскада $E_{к0 \text{ пр}}$ с учётом падения напряжения $U_{R\phi}$ на сопротивлении развязывающего фильтра R_{ϕ} должно лежать в пределах (8...12) В.

Напряжение в исходном режиме $U_{к0}$ рассчитывается как:

$$U_{к0} = E_{к0 \text{ пр}} - I_{к0} (R_{\phi} + R_3).$$

Коэффициент усиления по напряжению и входное сопротивление транзистора рассчитываются следующим образом:

Для каскада с ОЭ:

$$R_{\text{вх тр пр}} = r_{\text{б}} + r_{\text{э}} (\beta + 1), \quad (3)$$

параметры $r_{\text{б}}$ и $r_{\text{э}}$ определяются как:

$$r_{\text{б}} = \frac{a}{1 - a^2} \cdot \frac{(12 \dots 15) 10^{-3}}{I_{\text{к0 пок}}} \text{ — для германиевых транзисторов;}$$

$$r_{\text{б}} = \frac{a}{1 - a^2} \cdot \frac{(25 \dots 30) 10^{-3}}{I_{\text{к0 пок}}} \text{ — для кремниевых транзисторов,}$$

где $a = h_{21_6}$ – коэффициент усиления по току при включении транзистора с общей базой. Этот параметр приводится в справочниках, если в справочниках отсутствует a , то $\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$.

Сопротивление эмиттера $r_э$ рассчитывается как:

$$r_э \approx \frac{0,026}{I_{к0 \text{ пок}}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{u \text{ пр}} = \frac{\beta \cdot R_{к \sim}}{R_{вх \text{ пр}}}; \quad (4)$$

$$R_{к \sim} = \frac{R_{к} \cdot R_{вх \text{ пок}}}{R_{к} + R_{вх \text{ пок}}}; \quad (5)$$

$$R_{вх \text{ пр}} = \frac{R_{дел \text{ пр}} \cdot R_{вх \text{ тр пр}}}{R_{дел \text{ пр}} + R_{вх \text{ тр пр}}}. \quad (6)$$

Сопротивление делителя ($R_{дел \text{ пр}}$) в цепи базы транзистора (см. рис. 1) рассчитывается следующим образом. Задаваясь коэффициентом неустойчивости $S = 4 \dots 7$, находят необходимое значение

$$R_{дел \text{ пр}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{S - 1}{1 - \frac{S}{\beta + 1}} \cdot R_э - r_6, \quad (7)$$

а также сопротивление плеч делителя:

$$R_1 = \frac{E_{к}}{U_{бэ0} + I_{к0} R_э} \cdot R_{дел}; \quad (8)$$

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{дел \text{ пр}}}{R_1 - R_{дел \text{ пр}}}. \quad (9)$$

Входящее в выражение (8) напряжение между базой и эмиттером транзистора в исходном режиме $U_{бэ0}$ лежит в пределах (0,4...0,85) В и может быть уточнено по справочнику для выбранного типа транзистора.

Реактивные элементы блока предварительного усиления – ёмкости переходного конденсатора C_c мкФ – необходимо определять по выражениям

$$C_c = \frac{10^6}{2\pi f_H \left(R_{\text{вых пр}} + R_{\text{вх сл}} \sqrt{\frac{1}{y_c^2} - 1} \right)}, \quad (10)$$

где $R_{\text{вых пр}}$ – выходное сопротивление предшествующего ёмкости C_c каскада;

$R_{\text{вх сл}}$ – входное сопротивление каскада, следующего за ёмкостью C_c .

$$C_c = \frac{10^6}{2\pi f_3 R_3}, \quad (11)$$

где

$$f_3 = f_H \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{y_H}{y_c}\right)^2}{\gamma^2 \left(\frac{y_H}{y_c}\right)^2 - 1}}; \quad (12)$$

y_c – определяет допустимый спад частотной характеристики за счёт влияния ёмкости C_c ($y_c = 0,95...0,97$); y_H – определяет допустимый спад за счёт совместного влияния ёмкостей C_c и C_3 ($y_c = 0,85...0,9$); γ – глубина обратной связи, образуемой резистором R_3

$$\gamma = 1 + \frac{R_3 (\beta + 1)}{r_6 + r_3 (\beta + 1)}. \quad (13)$$

Практическое занятие № 2

Расчёт элементов низкочастотной и высокочастотной коррекции частотных характеристик каскада

Коррекция в области низших частот

Коррекция частотной характеристики в области низших частот осуществляется с помощью звена $R_\phi C_\phi$ (рис. 3).

Действие этой коррекции основано на возрастании сопротивления нагрузки каскада, происходящем по мере уменьшения частоты. Это объясняется тем,

что сопротивление коллекторной цепи, равное на средних частотах только R_K (вследствие того, что ёмкостное сопротивление $X_{сф}$ шунтирует сопротивление R_ϕ), при уменьшении частоты приближается к величине $R_K + R_\phi$, поскольку при $\omega \rightarrow 0$ ёмкостное сопротивление $X_{сф} = 1/\omega C_\phi \rightarrow \infty$ и перестаёт шунтировать R_ϕ .

Для получения эффективного действия коррекции необходимо, чтобы R_ϕ было значительно больше сопротивления R_K , а сопротивление цепи $C_p R_H$ достаточно велико и практически не шунтировало коллекторную цепь R_K , R_ϕ , C_ϕ , если при этом ёмкость конденсатора C_ϕ настолько велика, что можно считаться только с искажениями, создаваемыми переходной ёмкостью C_p .

Параметрами коррекции являются безразмерные величины $\nu = R_K/R_\phi$ и $m' = C_\phi R_K/C_p R_H$.

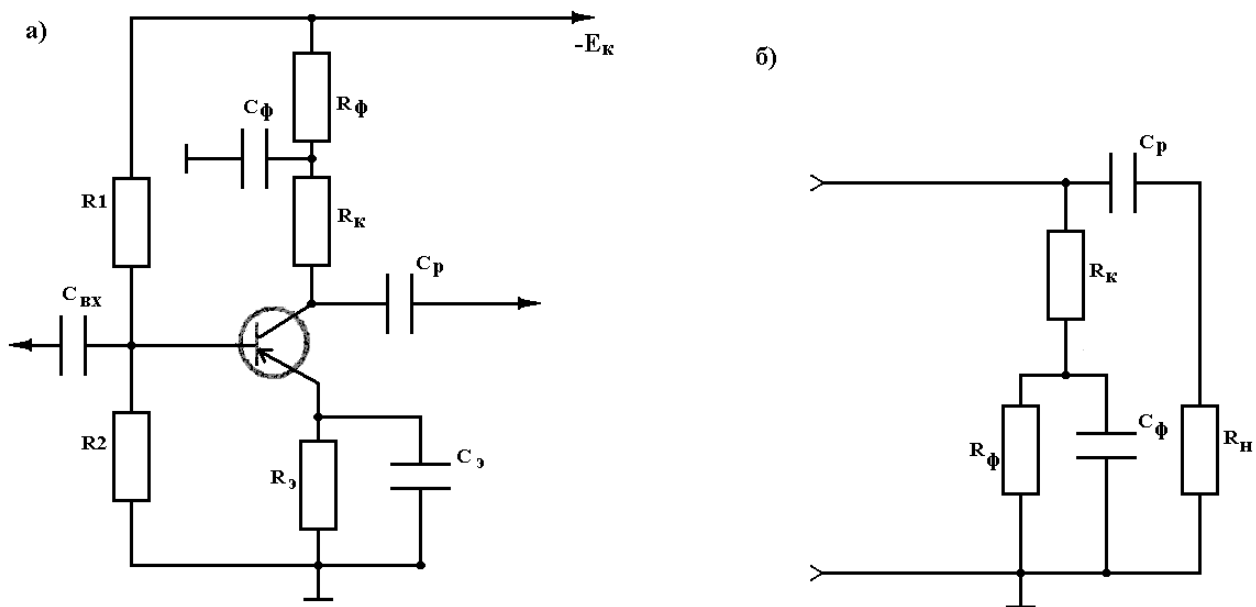


Рис. 3. Коррекция частотной характеристики в области низших частот

На рис. 4 в качестве примера приведены нормированные частотные характеристики $y = K_E/K_{E0} = F(X)$ для $\nu = 0,5$ и $m' = 1,4 \dots 0,6$.

Здесь $X = f/f_c$ – нормированная частота, а $f_c = 1/2\pi C_p (R_H + R_K)$ – граничная частота переходной цепи.

Спад характеристик в области самых низких частот и наличие максимумов кривых $y = F(X)$ (рис. 4) объясняется резким увеличением потерь выходного напряжения на конденсаторе C_p при $\omega \rightarrow \infty$.

Рассмотренный метод корректирует также фазочастотную характеристику каскада.

Студент должен, задавшись нормированной частотой X (рис. 4), рассчитать нижнюю частоту диапазона f для следующих исходных данных:

$$m = 0,6 \dots 1,0; \nu = 0,5; R_k = 3 \text{ кОм}; R_n = 1 \text{ кОм}; C_p = (0,5 \dots 1) \text{ мкФ}.$$

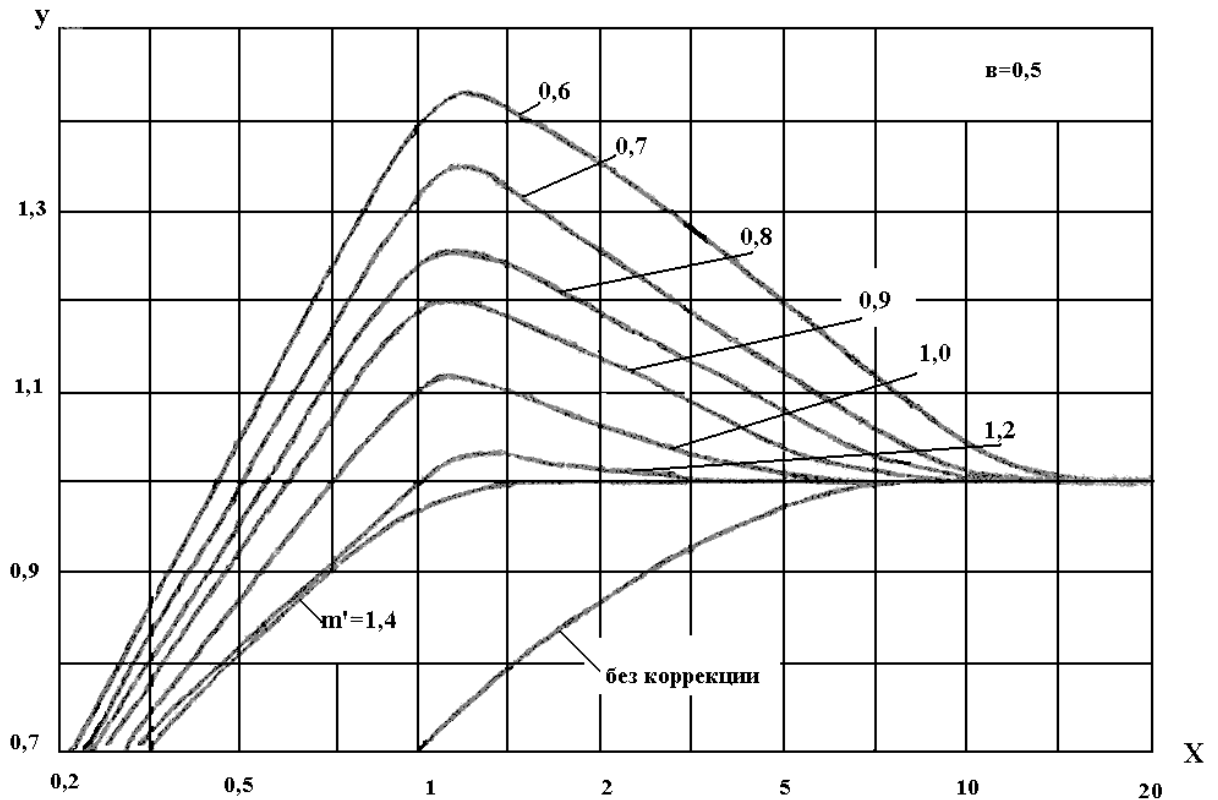


Рис. 4. Нормированные частотные характеристики скорректированного каскада

В некоторых случаях применяется индуктивная коррекция. Из схемы резистивного каскада ОЭ с индуктивной коррекцией (рис. 5) видно, что в данном случае корректирующим элементом является дроссель L , включённый в коллекторную цепь каскада.

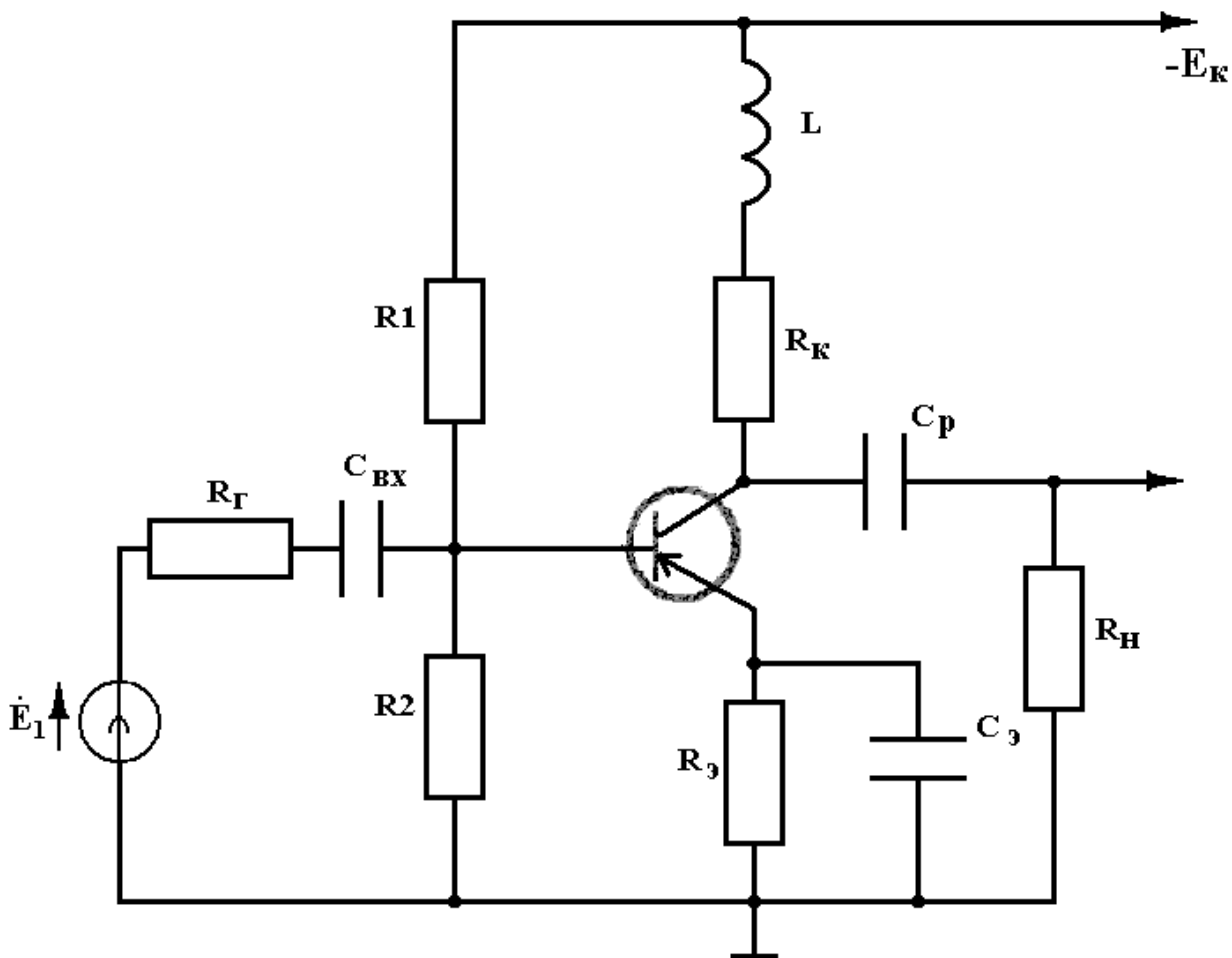


Рис. 5. Схема резистивного каскада ОЭ с индуктивной коррекцией

Схема замещения скорректированного каскада ОЭ в интересующем нас диапазоне высоких частот может быть представлена в виде, показанном на рис. 6. Здесь $C' = C_K(\beta + 1) + C_m$ – эквивалентная ёмкость; C_m – монтажная ёмкость.

Физическая сущность коррекции рассматриваемого вида состоит в следующем.

Параллельный резонансный контур, образуемый элементами C' , L , R_K , настраивается на частоту усиливаемого диапазона и имеет на ней весьма большое активное сопротивление, равное $L/C'R_K$.

При этом общее сопротивление коллекторной нагрузки транзистора возрастает, что приводит к росту коэффициента усиления каскада на рассматриваемой частоте.

При отсутствии корректирующей индуктивности L ёмкостное сопротивление $1/j\omega C'$ на высоких частотах диапазона существенно шунтировало бы сопротивление нагрузки R_H , что привело бы к значительному снижению уси-

ления на этих частотах. В качестве коэффициента коррекции при заданном значении R_H может быть принята безразмерная величина $a = L / C' R_K^2$.

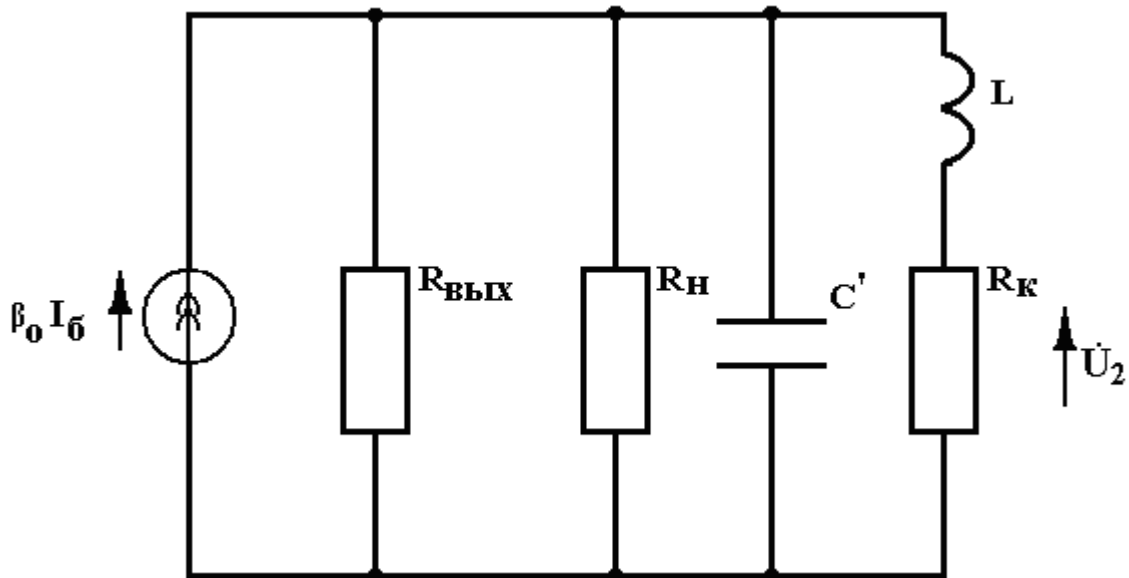


Рис. 6. Схема замещения каскада ОЭ с индуктивной коррекцией в области высоких частот

Коэффициент добротности каскада при использовании индуктивной коррекции

$$D'_{ки} = K_{E0} f_{грки},$$

где $f_{грки}$ – граничная частота при индуктивной коррекции.

Практическое занятие № 3

Расчёт транзисторов оконечного каскада по выходной и входной цепям

Содержание практического занятия № 3 совпадает с методическими указаниями к контрольной работе, приведёнными в разделе 4.1 (пункты 1...6). Исходные данные для расчёта и требуемые транзисторы приведены в таблице 1 и приложениях 1 и 2.

4. БЛОК КОНТРОЛЯ ОСВОЕНИЯ ДИСЦИПЛИНЫ

Общие указания

Блок контроля освоения дисциплины включает:

1. Текущий контроль успеваемости;
2. Методические указания к выполнению контрольной работы;
3. Методические указания по курсовому проектированию;
4. Итоговый контроль.

Текущий контроль предполагает использование тренировочных и контрольных тестов по тематике разделов, соответствующих первой и второй частям дисциплины САЭУ.

Методические указания к выполнению контрольной работы также входят в блок контроля освоения дисциплины, так как в первом семестре студенты очно-заочной и заочной форм обучения спец 210302.65 выполняют одну контрольную работу, задание на которую и методические указания к её выполнению приводятся в разделе 4.1.

Промежуточная аттестация за первый семестр завершается сдачей зачёта.

Студенты с элементами ДОТ получают зачёт, набрав не менее 45 баллов.

Во втором семестре студенты выполняют лабораторные работы, курсовой проект, решают два контрольных теста (№ 7 и № 8) и сдают экзамен.

В разделе 2.6 «Балльно-рейтинговая система оценки знаний», стр.15, поясняется, каким образом студенты набирают необходимое количество баллов в первом и втором семестрах.

Итоговый контроль сводится к сдаче экзамена. Вопросы к экзамену приведены в разделе 4.4 – Итоговый контроль.

4.1. ЗАДАНИЕ НА КОНТРОЛЬНУЮ РАБОТУ И МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ЕЁ ВЫПОЛНЕНИЮ.

Студенты выполняют одну контрольную работу, в которой необходимо рассчитать бестрансформаторный двухтактный оконечный каскад на составных транзисторах. Схема рассчитываемого каскада приведена на рисунке 1.

Вариант исходных данных выбирается из таблицы 1 в соответствии с двумя последними цифрами шифра студента.

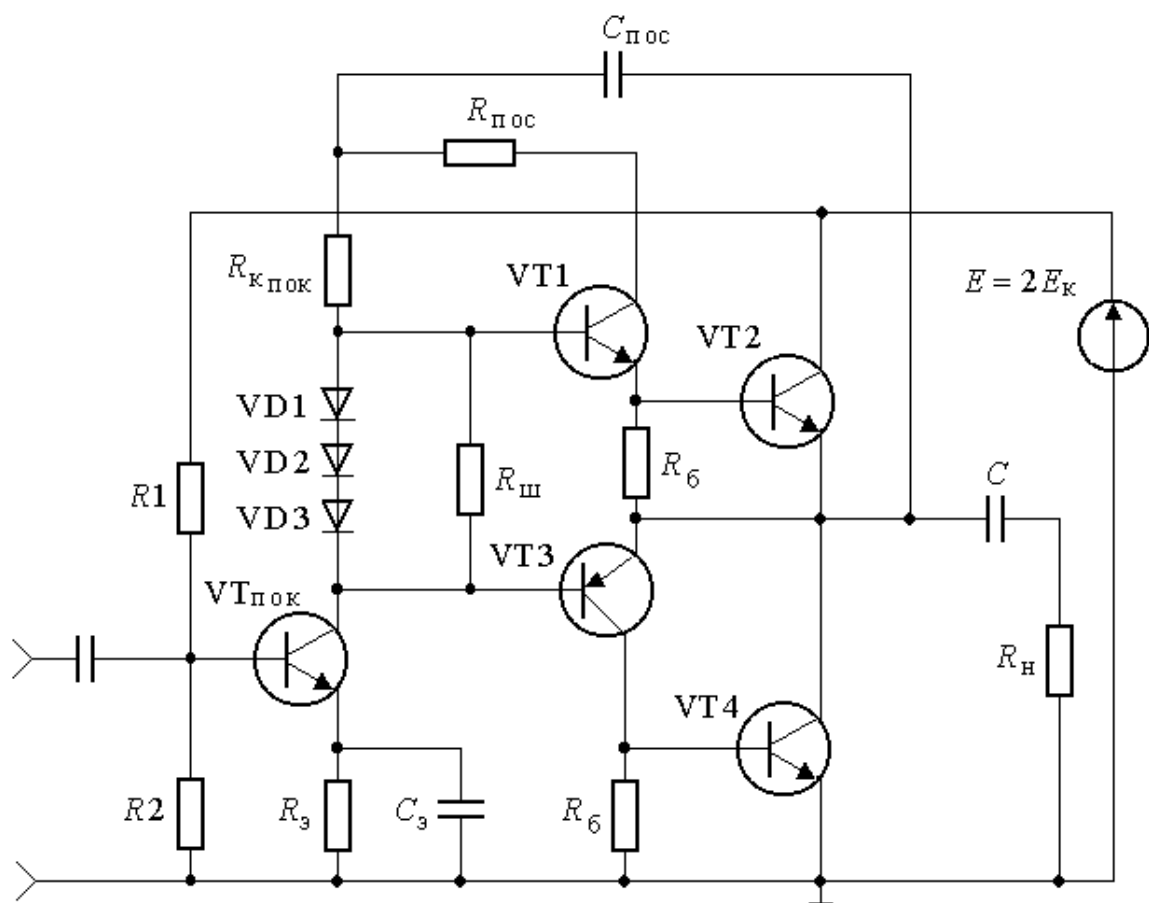


Рис. 1. Бестрансформаторный оконечный каскад на составных транзисторах

Таблица 1.

Вар.	P_2 , Вт	R_n , Ом	f_n , Гц	Тип транзистора VT 2 (VT 4)	Номера характерис- тик	Тип транзистора VT1, (VT 4)	Номера характерис- тик
00	5,5	7,0	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
01	6,0	8,0	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
02	7,0	12	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
03	0,8	10	80	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
04	6,6	8,0	60	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
05	1,5	12	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	14, 15
06	2,5	10	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	12, 13
07	1,0	14	65	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
08	0,4	17	80	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	14, 15
09	4,2	5,0	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
10	1,2	9,0	100	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	14, 15
11	1,3	11	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	14, 15
12	8,4	4,0	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
13	1,3	6,0	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	14, 15
14	0,95	5,0	60	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
15	2,5	12	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	12, 13
16	4,5	6,0	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
17	5,4	7,0	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
18	4,0	10	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
19	3,0	8,0	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	12, 13
20	3,0	10	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	12, 13
21	5,0	10	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
22	4,0	12	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
23	1,6	20	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	14, 15
24	0,9	15	60	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
25	5,5	10	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
26	40	6,0	80	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
27	5,0	8,0	60	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10,11
28	6,0	8,0	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
29	0,5	6,0	70	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	14, 15
30	1,0	14	60	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
31	0,9	10	80	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
32	1,0	10	70	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
33	0,35	10	80	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	14, 15
34	9,4	15	50	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	12, 13

Продолжение таблицы 1

Вар.	P_2 , Вт	R_n , Ом	f_n , Гц	Тип транзистора VT 2 (VT 4)	Номера характерис- тик	Тип транзистора VT1, (VT 4)	Номера характерис- тик
35	1,45	6,0	40	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	12, 13
36	0,65	12	60	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	14, 15
37	0,15	10	50	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	14, 15
38	5,6	15	70	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
39	6,3	8,0	60	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	12, 13
40	0,8	5,0	80	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
41	1,5	10	60	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	12, 13
42	7,5	12	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
43	1,1	12	70	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
44	8,2	15	60	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
45	28	16	70	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
46	33	18	60	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
47	1,5	15	80	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
48	0,25	20	60	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	14, 15
49	0,4	15	70	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	14, 15
50	35	15	80	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
51	25	12	70	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
52	0,3	15	60	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	14, 15
53	0,4	10	80	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	14, 15
54	10,5	10	50	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
55	0,6	15	60	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	14, 15
56	27	10	80	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
57	12	12	60	КТ 817	5,6	КТ 503, КТ 502	9, 11
58	15	16	50	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
59	1,0	10	80	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
60	1,0	20	70	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	12, 13
61	15	10	100	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
62	0,2	12	80	КТ 815	7,8	КТ 503, КТ 502	14, 15
63	5,0	8,0	100	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
64	10	16	62	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
65	32	14	80	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
66	40	10	100	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
67	25	8,0	80	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
68	30	6,0	70	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
69	35	4,0	100	КТ 819	3,4	КТ 815, КТ 814	7, 8

Окончание таблицы 1

Вар.	P_2 , Вт	R_n , Ом	f_n , Гц	Тип транзистора VT 2 (VT 4)	Номера характерис- тик	Тип транзистора VT1, (VT 4)	Номера характерис- тик
70	1,0	18	80	КТ 815	7, 8	КТ 503, КТ 502	12, 13
71	14	12	70	КТ 817	5,6	КТ 503, КТ 502	12, 13
72	12	10	60	КТ 817	5,6	КТ 503, КТ 502	9, 11
73	40	15	80	КТ 819	3,4	КТ 503, КТ 502	7, 8
74	5,0	16	100	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
75	6,0	8,0	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
76	7,0	16	63	КТ 817	5, 6	КТ 815, КТ 814	10, 11
77	8,0	16	40	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
78	9,0	8,0	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
79	10	16	63	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
80	11	10	50	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
81	12	15	60	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
82	33	15	100	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
83	14	10	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
84	15	16	40	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
85	6,0	10	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	10, 11
86	37	10	80	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
87	48	18	100	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
88	39	10	80	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7,8
89	5,0	4,0	63	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
90	11	8,0	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
91	2,0	16	80	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	14, 15
92	13	8,0	100	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
93	26	12	80	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
94	8,0	8,0	63	КТ 817	5, 6	КТ 503, КТ 502	9, 11
95	30	15	100	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
96	35	8,0	80	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
97	44	10	100	КТ 819	1,2	КТ 815, КТ 814	7, 8
98	44	4,0	80	КТ 819	3,4	КТ 815, КТ 814	7, 8
99	48	4,0	63	КТ 819	3,4	КТ 815, КТ 814	7, 8

В таблице приняты следующие обозначения:

VT2 (VT4) – мощные транзисторы верхнего и нижнего плеча одного типа проводимости;

VT1-VT3 – маломощные транзисторы разного типа проводимости, то есть комплементарные пары;

P_2 – выходная мощность оконечного каскада;

R_n – сопротивление нагрузки, на котором выделяется заданная мощность;

f_n – нижняя граничная частота усиления.

Примечание: обратите особое внимание на столбцы с номерами характеристик транзисторов. Эти номера соответствуют тем парам характеристик, которые приводятся в приложении 1 и должны быть использованы при выполнении контрольного задания.

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЫ

В связи с тем, что оконечный каскад работает в режиме большого сигнала, для его расчёта применяется графо-аналитический метод с использованием выходных и входных характеристик транзисторов, указанных в таблице задания. Эти характеристики транзисторов, а также их параметры приведены в приложениях 1 и 2 соответственно.

Содержание расчётов

В процессе расчёта необходимо:

1. Выбрать исходный режим работы транзисторов по выходной цепи, то есть определить параметры $U_{кэ0}$, $I_{к0}$, $I_{к2\max}$, η ;
2. Определить режим работы транзисторов по входной цепи, рассчитав параметры $I_{б0}$, $U_{бэ0}$, $I_{бт}$, $U_{бт}$, $R_{вх}$, $P_{вх}$;
3. Рассчитать коэффициенты усиления по напряжению и мощности, а также КПД оконечного каскада;
4. Рассчитать ёмкость $C_{пос}$ и сопротивление $R_{пос}$ в цепи положительной обратной связи;
5. Определить необходимое количество диодов в цепи смещения базы транзисторов VT1-VT3.

Расчёт каскада ведётся на одно плечо, а результаты получаются для каскада в целом в силу того, что транзисторы оконечного каскада работают в режиме АВ, близком к режиму В, то есть поочерёдно в то время, как в нагрузке ток протекает в течение всего периода.

1. Расчёт режима работы транзисторов по выходной цепи выполняется с учётом того, что максимальный импульс тока в эмиттерной цепи транзистора VT2 будет

$$I_{э2\max} = I_{к2\max} = U_{к2\max} / R_n,$$

где $U_{2km} = \sqrt{2P_2R_n}$ – амплитуда выходного (коллекторного) напряжения.

2. Напряжение между коллектором и эмиттером в исходной рабочей точке определяется по выражению

$$U_{кэ0} = U_{ост} + U_{2km},$$

где $U_{ост}$ – остаточное напряжение, отсекающее слева на выходной статической характеристике транзистора область больших нелинейных искажений, $U_{ост} \approx (1...2)$ В; (см. рис. 2а).

3. Напряжение источника питания рассчитывается как $E = 2E_k$, причём $E_k = 1,2U_{кэ0}$.

4. Ток покоя в исходной рабочей точке определяется как:

$$I_{к0} = (0,03...0,05)I_{к2max}.$$

5. Требуемая амплитуда входного напряжения на входе составного транзистора VT1 – VT2 ($U_{вх\ сост}$) рассчитывается с учётом выражения

$$U_{вх\ сост} = U_{вх\ m} = U_{вх\ m1} = U_{б\ m1} + U_{б\ m2} + U_{2km}.$$

Амплитуда напряжения на входе мощного транзистора VT2 находится по входной характеристике для VT2 (рис. 2б). Амплитуда напряжения на входе маломощного транзистора VT1 – $U_{б\ m1}$ определяется в результате необходимых построений с использованием выходной и входной характеристик VT1 (рис. 2в и 2г)¹¹. При этом следует иметь в виду характеристики мощного транзистора VT2 и помнить, что ток эмиттера транзистора VT1 $i_{э1} \approx i_{к1} \approx 1,2i_{б2}$, а напряжение между коллектором и эмиттером VT1 $u_{кэ1} = u_{кэ2} - u_{бэ2}$. Таким образом, по точкам на семействе выходных статических характеристик маломощного транзистора VT1 строится его выходная динамическая характеристика, например:

для точки 0

$$U_{кэ1}(0) = U_{кэ2} - U_{бэ2}; \quad I_{к1}(0) = 1,2 I_{б2};$$

для точки 3

$$u_{кэ1}(3) = u_{кэ2}(3) - u_{бэ2}(3); \quad i_{к1}(3) = 1,2 i_{б2}(3);$$

для точки 4

$$u_{кэ1}(4) = u_{кэ2}(4) - u_{бэ2}(4); \quad i_{к1}(4) = 1,2 i_{б2}(4) \text{ и т. д.}$$

¹¹ Здесь и далее индекс "2" относится к мощному транзистору VT2, "1" – к маломощному транзистору VT1.

На семействе выходных статических характеристик транзистора VT1 (рис. 2в) отмечаются точки 0,3,4 и др. с соответствующими координатами, через которые проводится линия. В результате получается выходная динамическая характеристика маломощного транзистора VT1 (следует иметь в виду, что эта характеристика может отличаться от прямой). Затем точки 1,2,3,4 и др. переносятся на входную характеристику транзистора VT1 (рис.2г), по которой определяются искомые величины $U_{бэ01}$, $U_{бм1}$, а также промежуточные напряжения $u_{бэ1}(2)$, $u_{бэ1}(3)$, $u_{бэ1}(4)$ и др., необходимые для построения сквозной динамической характеристики, с помощью которой рассчитывается коэффициент гармоник оконечного каскада.

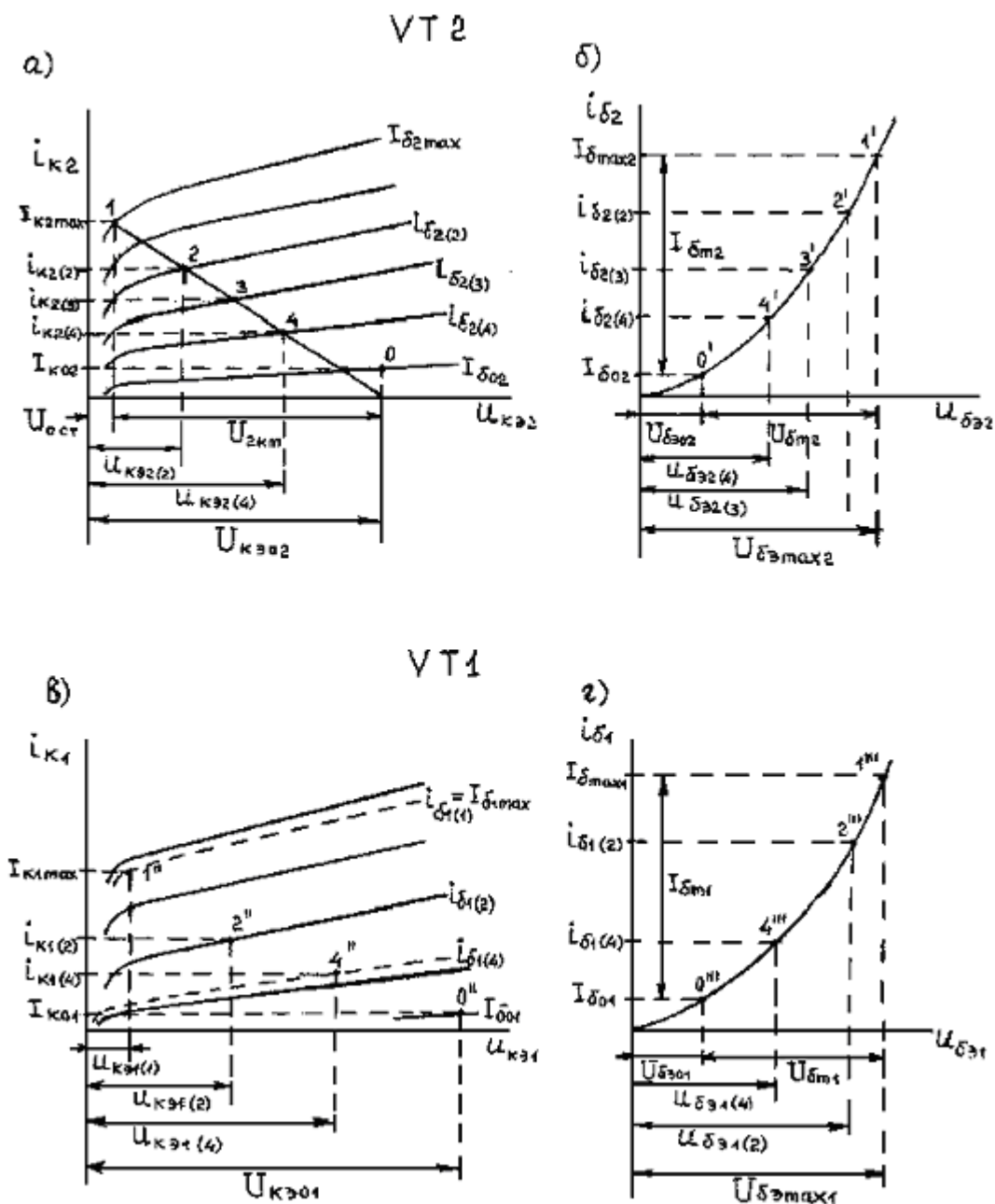


Рис. 2. Выходные и входные характеристики оконечных транзисторов VT2 и VT1

5. Расчёт коэффициента передачи по напряжению выполняется как:

$$K_u = \frac{U_{2km}}{U_{вх\ m}} = \frac{U_{2km}}{U_{бm1} + U_{бm2} + U_{2km}}.$$

6. Определение входного сопротивления составного транзистора VT1–VT2

$$R_{вх\ сост} = \frac{U_{вх\ m}}{I_{бm1}}.$$

8. Входная мощность, необходимая для возбуждения оконечного каскада на составных транзисторах, определяется как:

$$P_{вх} = 0,5 U_{вх\ m} I_{бm1}.$$

9. Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_2}{P_{вх}}.$$

10. Потребляемая мощность P_0 и коэффициент полезного действия оконечного каскада η рассчитываются как:

$$P_0 = 2 I_{к\ ср} E_k,$$

где $I_{к\ ср} \approx 0,32[I_{к2\ max} + I_{к02}(\pi - 1)]$; $\eta = P_2/P_0$.

11. Сопротивления резисторов $R_б$ в цепях базы мощных транзисторов VT2 и VT4 рассчитываются следующим образом:

$$R_б = (5 \dots 10) R_{вх\ VT2}$$

где $R_{вх\ VT2} = U_{бm2}/I_{бm2}$ определяется по входной характеристике для VT2 (рис. 2б).

12. Сопротивление положительной обратной связи $R_{пос}$ вычисляется как:

$$R_{пос} = (10 \dots 15) R_n.$$

13. Требуемое количество диодов в цепи смещения базы оконечных транзисторов определяется как:

$$n = U_{gn}/U_{g0},$$

где $U_{gn} = U_{бэ01} + U_{бэ02} + U_{бэ03}$, причём $U_{бэ01} = U_{бэ03}$, $U_{g0} = 0,5 \dots 0,6$ В – прямое напряжение на одном диоде.

14. Сопротивление резистора шунта $R_{ш}$ определяется как:

$$R_{ш} = U_{gn} / 0,3 I_{к0\text{ пок}},$$

где $I_{к0\text{ пок}}$ – ток покоя транзистора предоконечного каскада $VT_{\text{пок}}$,

$I_{к0\text{ пок}} \approx 1,2 I_{бм1}$, причём, если $I_{к0\text{ пок}}$ оказался меньше 1мА, то следует задаваться $I_{к0\text{ пок}} = 1\text{мА}$.

15. Ёмкость накопительного конденсатора C определяется на основании допустимых изменений питающего напряжения. В приведённом выражении она измеряется в микрофарадах (мкФ):

$$C = \frac{I_{к2\text{ max}} \cdot 10^6}{2\pi f_n \Delta E_k},$$

где $\frac{\Delta E_k}{E_k} = 0,1 \dots 0,2$.

Контрольная работа выполняется либо на компьютере, либо рукописно; обязательно привести схему бестрансформаторного каскада и характеристики транзисторов, по которым производился расчёт.

4.2. ЗАДАНИЕ НА КУРСОВОЙ ПРОЕКТ И МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ЕГО ВЫПОЛНЕНИЮ

4.2.1. Задачи проектирования и порядок выполнения курсового проекта

Проектируемое устройство представляет собой усилитель звуковых частот, получающий входные сигналы от детекторного каскада приёмника, звуко-снимателя, микрофона или соединительных линий и обеспечивающий мощность, необходимую для работы одного или нескольких громкоговорителей.

Задачей проектирования является обоснованный выбор схемы усилителя, типов и режимов работы транзисторов, а также подробный электрический расчёт усилителя, обеспечивающий выполнение заданных технических требований.

Проектирование усилительного устройства выполняется покаскадно в направлении от выхода к входу усилителя. Другими словами, сначала выбирается схема окончного каскада и режим работы окончных транзисторов, затем аналогичные вопросы решаются для предоконечного каскада и, наконец, для каскадов предварительного усиления. В дальнейшем в такой последовательности выполняется и расчёт каскадов. Это объясняется тем, что условия работы каждого предшествующего каскада определяются данными следующего за ним (схемой, режимом, входным сопротивлением и входной мощностью).

В соответствии с этим порядок выполнения курсового проекта должен быть следующим:

1. Выбор схемы оконечного каскада;
2. Выбор типов оконечных транзисторов;
3. Энергетический расчёт режимов работы оконечных транзисторов (выбор исходных режимов, определение величин P_0 , $P_{к\max}$, η , $P_{вх}$, K_p , $R_{вх}$);
4. Осуществление и стабилизация исходных режимов оконечных транзисторов (в случае непосредственной связи между предоконечным и оконечным каскадами стабилизация исходных режимов работы оконечных транзисторов выполняется при расчёте предоконечного каскада);
5. Расчёт коэффициента гармоник, вносимых оконечным каскадом;
6. Расчёт ёмкости накопительного конденсатора C (для варианта питания оконечного каскада от одного источника напряжения $E=2E_k$);
7. Выбор схемы предоконечного каскада и типа транзистора;
8. Осуществление и стабилизация исходного режима работы транзистора предоконечного каскада (эмиттерная стабилизация в этом каскаде используется при емкостной связи между предоконечным и предшествующим ему каскадами);
9. Расчёт общего коэффициента гармоник усилителя;
10. Определение требуемой глубины общей отрицательной обратной связи по переменному току;
11. Расчёт ёмкости C_3 блокировочного конденсатора эмиттерной цепи предоконечного каскада и параметров фильтра цепи питания C_ϕ и R_ϕ ;
12. Определение необходимого предварительного усиления; выбор типов транзисторов, схем каскадов предварительного усиления и видов межкаскадных связей (непосредственные или емкостные связи между каскадами);
13. Выбор, осуществление и стабилизация исходных режимов транзисторов в каскадах предварительного усиления;
14. Расчёт входных сопротивлений и коэффициентов усиления по напряжению для каскадов предварительного усиления;
15. Расчёт необходимых емкостей C_3 и C_c конденсаторов эмиттерной цепи и межкаскадной связи;
16. Выбор схемы входной цепи и схемы регулировки усиления;
17. Расчёт входной цепи;
18. Проверка чувствительности усилителя;
19. Электрический расчёт входного трансформатора (для варианта микрофонного усилителя или усилителя, получающего сигналы по соединительной линии);
20. Расчёт необходимых ёмкостей входной цепи (C_c или C_p), а также параметров фильтра цепи питания C_ϕ и R_ϕ ;
21. Выбор схемы и расчёт цепи общей отрицательной обратной связи по переменному току;
22. Обоснование требований к питающему устройству и расчёт фильтров цепей питания;

23. Составление принципиальной схемы усилителя и перечня деталей к ней.

4.2.2. Варианты заданий

В зависимости от функционального назначения рассчитываемые усилители делятся на основные четыре группы.

Микрофонный усилитель для информационных передач (МУ).

Усилитель представляет собой стационарное устройство для проведения речевых информационных передач в помещениях средних размеров с возможностью выноса микрофона на расстояние порядка десятков метров. Выходная мощность усилителя определяется требованием создания в озвучиваемом помещении нормального уровня громкости. Номинальное входное напряжение (десятые доли милливольт) определяется чувствительностью электродинамического микрофона.

В соответствии с назначением усилителя его качественные показатели могут быть относительно невысокими.

Для уменьшения влияния помех, наводимых на микрофонную линию, входная цепь усилителя должна быть симметричной, что обеспечивается применением микрофонного трансформатора. Ввиду малой величины входного напряжения необходимо принять меры для снижения вносимых усилителем шумов.

Усилитель электрофона (ЭФ). Усилитель предназначается для использования в простейшей бытовой установке, служащей для проигрывания грампластинок. В соответствии с возможностями современной электроакустической аппаратуры усилитель должен иметь достаточно высокие качественные показатели. Выходная мощность его определяется требованием полноценного озвучивания жилой комнаты средних размеров. Номинальное входное напряжение определяется чувствительностью звукоснимателя.

Усилитель узла проводного вещания (ЗФ). Имеется в виду стационарное устройство относительно небольшой мощности, получающее программу по соединительной линии и питающее распределительную сеть проводного вещания. Выходная мощность определяется количеством абонентских громкоговорителей, работающих при громкости, нормальной для жилых комнат.

Особенностью усилителей рассматриваемого назначения является их работа на изменяющуюся по времени нагрузку в связи с включением и выключением абонентских громкоговорителей.

Выходная цепь усилителя должна быть симметричной во избежание помех, создаваемых распределительной сетью по отношению к смежным линиям связи, а также для повышения надёжности работы сети. Входная цепь усилителя должна быть симметричной для уменьшения влияния помех, наводимых

на соединительную линию, питающую усилитель. Из сказанного следует, что усилитель должен иметь входной и выходной трансформаторы.

Усилитель низкочастотной части радиовещательного приёмника (ПР). Имеется в виду транзисторный радиовещательный приёмник второго класса, питаемый от гальванических элементов. Номинальное входное напряжение и внутреннее сопротивление источника сигналов определяются данными детекторного каскада приёмника. Указанные особенности усилителей различного назначения должны быть учтены при выборе технических решений.

Задания на курсовой проект приведены в таблице 2. Задание выбирается по двум последним цифрам шифра студента.

В таблице 2 приняты следующие обозначения:

P_2 – мощность, выделяемая в нагрузке;

R_n – сопротивление нагрузки;

$m = R_{n \max} / R_{n \min}$ – коэффициент изменения нагрузки;

$\sigma' = K'_{U \max} / K'_{U \min}$ – коэффициент неустойчивости усиления при наличии обратной связи;

f_n, f_v – соответственно нижняя и верхняя частота диапазона;

K'_r – коэффициент гармоник усилителя с учётом действия общей отрицательной обратной связи (ООС);

Y'_n – допустимый спад частотной характеристики в области нижних частот с учётом действия общей ООС;

$R_{ист}$ – выходное сопротивление источника сигналов (микрофона, звуко- снимателя, соединительной линии или детектора приёмника);

$E_{ист}$ – эффективное значение ЭДС источника сигналов.

В последнем столбце указано назначение проектируемого усилителя:

МУ – микрофонный усилитель;

ЭФ – усилитель для электрофона;

ЗФ – усилитель для звукофикации;

ПР – усилитель низкой частоты радиовещательного приёмника.

Таблица 2

Вариант	P_2 , Вт	R_H , Ом	m	σ'	f_H , Гц	f_B , Гц	K'_r , %	Y' , дБ	$R_{ист}$, Ом	$E_{ист}$, мВ	Назначение усилителя
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
00	5,5	7			70	8000	3,0	– 1,5	250	2,0	Му
01	6,0	8			80	800	2,5	– 1,0	600	4	Му
02	7,0	12			80	7000	2,0	– 1,5	250	5,0	Му
03	0,8	10			80	8000	3,0	– 1,5	44000	25	Пр
04	6,6	8			60	8000	2,5	– 1,5	3000	70	Эф
05	1,5	12			80	9000	3,0	– 2,5	40000	30	Пр
06	2,5	10			70	7000	3,5	– 2,0	500	5,0	Му
07	1,0	14			65	8000	3,0	– 1,5	53000	40	Пр
08	0,4	17			80	8000	2,0	– 2,5	52000	30	Пр
09	4,2	5	4,0	1,1	70	8000	3,5	1,5	600	80	Эф
10	1,2	9			100	6000	3,0	– 1,0	68000	35	Пр
11	1,3	11			70	7000	2,5	– 1,5	55000	40	Пр
12	8,4	4			80	8000	3,0	– 2,0	2000	80	Эф
13	1,3	6			70	7000	3,0	– 1,5	1500	100	Эф
14	0,95	5			60	8000	2,5	– 2,0	66000	35	Пр
15	2,5	12			80	7000	3,0	– 2,5	700	4,0	Му
16	4,5	6			70	8000	2,5	– 2,0	500	3,0	Му
17	5,4	7			80	8000	2,0	– 2,0	250	2,0	Му
18	4,0	10			80	7000	2,5	– 1,5	400	3,0	Му
19	3,0	8			70	8000	3,0	– 2,0	500	4,0	Му
20	3,0	10			80	7000	3,5	– 2,0	600	5,0	Му
21	5,0	10			70	6000	3,0	– 1,0	800	3,0	Му
22	4,0	12			70	8000	3,5	– 1,5	1000	2,0	Му
23	1,6	20			70	7000	3,0	– 2,0	51000	50	Пр
24	0,9	15			60	9000	2,5	– 1,5	67000	40	Пр
25	5,5	10			70	7000	3,5	– 2,0	600	40	Эф
26	40	6	4	1,1	80	8000	3,0	– 2,5	15000	70	Эф
27	5,0	8			60	8000	3,0	– 2,0	2000	80	Эф
29	0,5	6			70	60	3,0	– 1,5	55000	40	Пр
30	1,0	14			70	7000	2,0	– 1,5	56000	30	Пр
31	0,9	10			80	8000	2,5	– 1,0	43000	45	Пр
32	1,0	10			70	8000	3,0	– 1,5	40000	35	Пр
33	0,35	10			80	8000	3,5	– 2,0	43000	80	Пр

Продолжение таблицы 2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
34	9,4	15			50	9000	2,0	– 1,5	2000	40	Эф
35	1,45	6,0			40	9000	2,5	– 2,0	58000	50	Пр
36	0,65	12			60	8000	2,5	– 1,5	66000	35	Пр
37	0,15	10			50	9000	2,0	– 1,5	44000	40	Пр
38	5,6	15			70	7000	2,5	– 2,0	1000	50	Эф
39	6,3	8			60	9000	2,0	– 1,5	8000	60	Эф
40	0,8	5			80	8000	2,5	– 2,0	53000	30	Пр
41	1,5	10			60	8000	3,0	– 1,5	53000	45	Пр
42	7,5	12			80	9000	2,0	– 1,0	2000	80	Эф
43	1,1	12			70	8000	3,0	– 2,0	40000	35	Пр
44	8,2	15			60	7000	2,5	– 2,0	1000	65	Эф
45	28,0	16	3	1,09	70	7000	3,5	– 2,5	600	80	Эф
46	33,0	18	4	1,1	60	9000	2,5	– 1,5	1000	65	Эф
47	1,5	15			80	8000	2,5	– 2,0	40000	40	Пр
48	0,25	20			60	7000	3,0	– 1,5	40000	45	Пр
49	0,4	15			70	8000	2,5	– 2,0	48000	40	Пр
50	35,0	15	4	1,1	80	7000	2,0	– 1,5	600	40	Эф
51	25,0	12	3	1,08	70	8000	2,5	– 1,5	250	30	Эф
52	0,3	15			60	8000	3,0	– 2,0	58000	50	Пр
53	0,4	10			80	9000	2,0	– 1,0	56000	50	Пр
54	10,5	10			50	9000	2,5	– 1,5	5000	100	Эф
55	0,6	15			60	6000	2,5	– 1,0	55000	40	Пр
56	25	10	4	1,15	80	9000	2,5	– 1,5	600	25	Эф
57	12,0	12			60	9000	2,8	– 1,0	1000	100	Эф
58	15,0	16			50	10000	2,5	– 1,5	10000	50	Эф
59	1,0	10			80	8000	3,0	– 2,5	48000	30	Пр
60	1,0	20			70	9000	3,5	– 2,0	52000	40	Пр
61	15	10			100	10000	3,5	– 2,5	1000	150	Эф
62	0,2	15			80	12000	3,0	– 2,0	55000	25	Пр
63	5,0	8			100	10000	3,0	– 2,5	3000	60	Эф
64	10,0	16			63	12500	2,0	– 1,5	4000	30	Эф
65	32,0	14	3	1,1	80	7000	2,5	– 2,5	250	25	Эф
66	40,0	10	4	1,09	100	8000	3,5	– 2,0	600	35	Эф
67	25	8	3	1,1	80	9000	3,0	– 1,5	250	40	Эф
68	30	6	4	1,1	70	7000	3,0	– 1,0	600	45	Эф
69	35	4	3	1,1	100	10000	2,5	– 1,5	600	45	Эф
70	1,0	18			80	6000	3,5	– 2,0	60000	30	Пр

Окончание таблицы 2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
71	14	12			70	7000	3,0	– 2,5	44000	50	Пр
72	12	10			60	8000	3,0	– 2,0	53000	45	Пр
73	40,0	15	4	1,1	80	8000	2,5	– 2,0	250	40	Эф
74	5,0	16			100	10000	3,0	– 2,5	1000	50	Эф
75	6,0	8			80	7500	2,0	– 1,5	500	5	Му
76	7,0	16			63	6500	2,0	– 1,0	200	8	Му
77	8,0	16			40	10000	2,0	– 1,5	500	40	Эф
78	9,0	8			80	10000	2,0	– 1,0	1000	45	Эф
79	10	16			63	10000	2,0	– 1,5	3000	30	Эф
80	11	10			50	10000	2,5	– 1,0	8000	10	Эф
81	12	15			60	8000	2,5	– 1,5	1000	20	Эф
82	33	15	4	1,1	100	10000	3,5	– 2,0	1000	40	Эф
83	14	10	5	1,1	80	8000	3,5	– 1,5	600	30	Эф
84	15	16			40	10000	2,0	– 1,5	8000	100	Эф
85	6	10			80	9000	2,5	– 2,0	600	40	Эф
86	37	10	4	1,09	80	10000	3,0	– 1,5	250	45	Эф
87	48	18	3	1,1	100	10000	3,5	– 2,0	1000	30	Эф
88	39	10	5	1,15	80	8000	3,0	– 2,5	800	35	Эф
89	5	4			63	6000	2,0	– 2,0	2000	80	Эф
90	11	8			80	8000	2,0	– 1,5	3000	90	Эф
91	2,0	16			80	7000	2,0	– 1,5	40000	50	Пр
92	13	8			100	10000	3,0	– 1,0	2000	80	Эф
93	26	12	4	1,1	80	10000	2,0	– 1,5	1000	40	Эф
94	8	8			63	10000	2,0	– 1,0	3000	100	Эф
95	30	15	4	1,1	100	10000	3,0	– 1,5	600	40	Эф
96	35	8	5	1,09	80	10000	2,5	– 1,5	3000	85	Эф
97	44	10	3	1,05	100	10000	3,0	– 2,0	600	45	Эф
98	44	4	5	1,1	80	10000	3,0	– 2,0	1000	40	Эф
99	48	8	3	1,1	63	8000	2,5	– 2,0	800	35	Эф

4.2.3. Выбор технических решений

4.2.3.1. Оконечный каскад

Для всех вариантов заданий следует применять режим «В» окончных транзисторов (точнее, режим «АВ», близкий к «В»). Это объясняется его большей экономичностью по сравнению с режимом «А» (более высокий коэффи-

коэффициент полезного действия η , значительно меньшая среднестатистическая потребляемая мощность P_0 , меньшая мощность рассеяния P'_k). Используя достаточно глубокую отрицательную обратную связь, всегда можно обеспечить снижение коэффициента гармоник в режиме «В» до допустимой величины. Применение режима «В» обуславливает использование двухтактной схемы оконечного каскада.

Для всех вариантов заданий целесообразно выбирать двухтактный оконечный каскад с последовательным питанием транзисторов и работой плеч каскадов по схеме ОК (или ей эквивалентной). При этом в указанном каскаде применяются составные транзисторы на комплементарных парах, а также включённых по схеме Лина. Это объясняется тем, что такой каскад допускает бестрансформаторное включение нагрузки и позволяет применять простейший предоконечный каскад (однотактный резистивный каскад ОЭ, имеющий непосредственную связь с оконечным каскадом).

В усилителях мощностью свыше 50 Вт, питающих распределительную сеть проводного вещания, для которых особенно важны согласование сопротивления нагрузки, а также симметрия выходной цепи, необходимо применение выходного трансформатора. Использование при этом двухтактного оконечного каскада с последовательным питанием позволяет получить более экономичную конструкцию этого трансформатора (по сравнению с двухтактным каскадом с параллельным питанием транзисторов).

Существует два варианта схемы каскада с последовательным питанием транзисторов:

- а) каскад с одним питающим напряжением $E=2E_k$ и накопительным конденсатором C (рис. 1, а);
- б) каскад с двумя питающими напряжениями E_k , работающий без накопительного конденсатора (рис. 1, б);

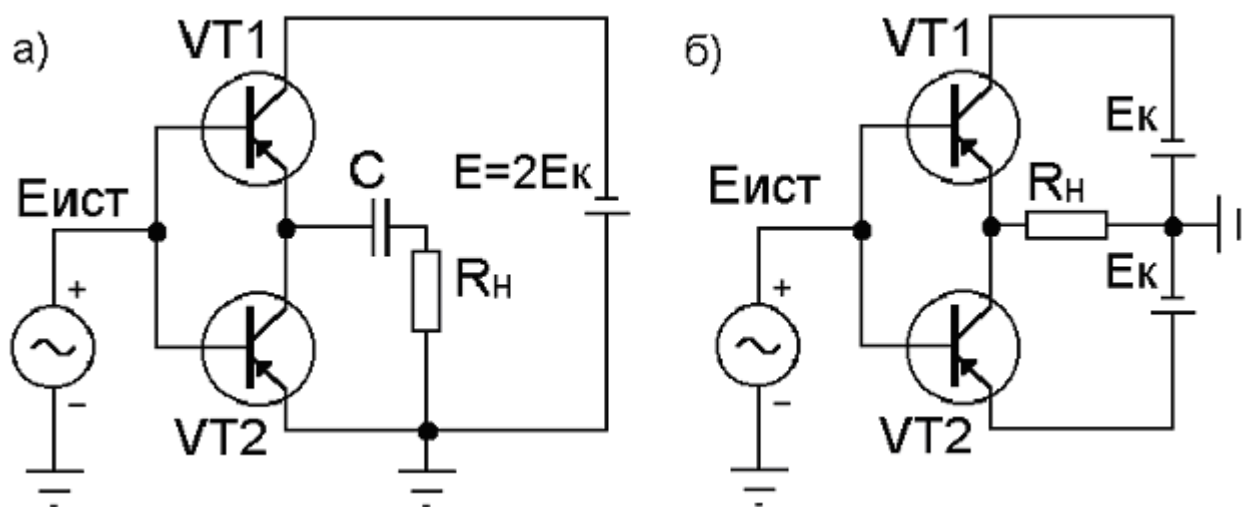


Рис. 1. Схемы оконечных каскадов

При питании усилителя от сети переменного тока и бестрансформаторном включении нагрузки целесообразно использование первого варианта (рис.1, а),

упрощающего выпрямительное устройство. При питании от сети и включении нагрузки через трансформатор следует выбирать второй вариант (рис.1, б). Оконечный каскад с последовательным питанием транзисторов и включением нагрузки через трансформатор, выполненный по схеме (рис. 1, б), изображён на рис.2. При питании усилителя от гальванических элементов и бестрансформаторном включении нагрузки (низкочастотная часть радиовещательного приёмника) можно выполнять оконечный каскад как по схеме (рис.1, а), так и по схеме (рис.1, б).

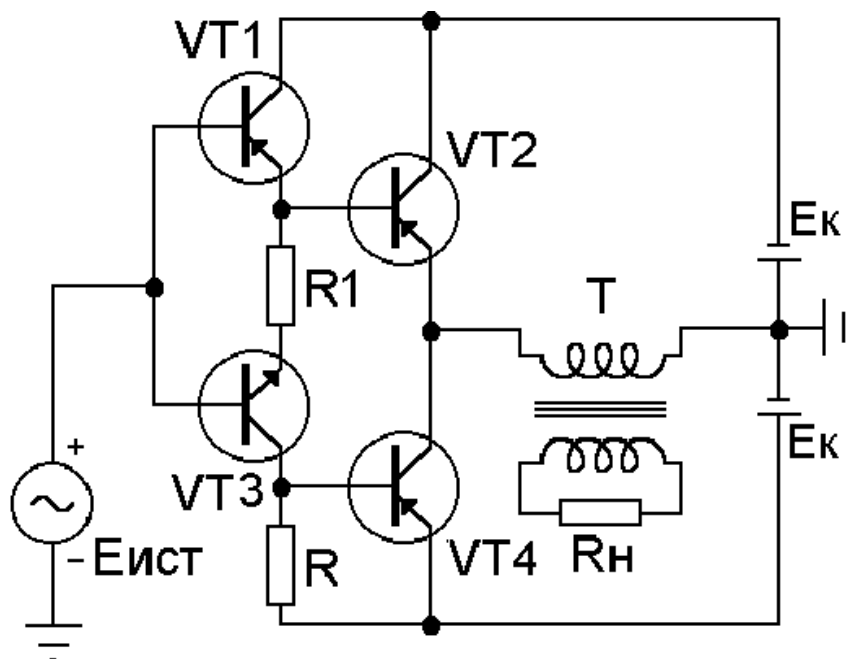


Рис. 2. Оконечный каскад с последовательным питанием транзисторов и включением нагрузки через трансформатор (схема Лина)

Прежде чем приступить к расчёту оконечного каскада, необходимо грамотно и обоснованно выбрать транзисторы. Ввиду того, что в режиме класса «В» плечи оконечного каскада работают поочерёдно, целесообразно вести расчёт на одно плечо, а полученные результаты будут относиться ко всему каскаду в целом.

4.2.3.2. Выбор типа оконечных транзисторов

Расчёт оконечного каскада, который необходимо начинать с выбора типа оконечных транзисторов, осуществляется на основе учёта следующих параметров: $P_{к доп}$, $U_{кэ доп}$, $I_{к доп}$.

Допустимая рассеиваемая мощность $P_{к max}$ на коллекторном $p-n$ переходе транзистора, работающего в режиме «АВ», близком к «В», для бестрансформаторного оконечного каскада выражается как:

$$P_{к max} = 0,39P_{н}. \quad (1)$$

Приведённое значение $P_{к max}$ можно приближённо использовать при выборе типа транзисторов с его последующим уточнением при расчёте режима оконечного каскада. Во всех случаях необходимо, чтобы было выполнено неравенство

$$P_{к max} < P_{к доп}(t),$$

где $P_{к доп}(t)$ – допустимая мощность рассеяния на коллекторном $p-n$ переходе транзистора при заданной максимальной температуре окружающей среды $t_{с max}$.

Величина $P_{к доп}(t)$ при нормальной температуре (обычно $+ 20^{\circ}\text{C}$), а также формулы для определения этой величины при повышенных температурах обычно приводятся в справочниках. При отсутствии их можно воспользоваться выражением, основанным на том, что при температурах, больших $+ 40^{\circ}\text{C}$, величина допустимой мощности рассеяния уменьшается приблизительно на $0,02/1^{\circ}\text{C}$. В этом случае

$$P_{к доп}(t) = P_{к доп} [1 - 0,02(t_{с max} - 40^{\circ})]. \quad (2)$$

Следует указать, что применение радиатора позволяет увеличить допустимую мощность рассеяния в 5-10 раз.

Допустимое исходное напряжение $U_{кэ0}$ в течение полупериода напряжения сигнала возрастает, достигая значения $2U_{кэ0} - U_{ост}$, поэтому должно быть выдержано соотношение

$$U_{кэ0} \leq \frac{1}{2} (U_{кэ доп}(t) + U_{ост}), \quad (3)$$

где $U_{ост}$ – минимальное остаточное напряжение между коллектором-эмиттером транзистора при максимальном напряжении сигнала, отсекающее область резкого искривления выходных статических характеристик транзисторов.

Величина $U_{кэ доп}$ при температуре $t_{с0} = + 20^{\circ}\text{C}$ приводится в справочниках. При повышении температуры она уменьшается приблизительно на $0,01/1^{\circ}\text{C}$. Поэтому, если в справочниках нет специальных оговорок,

$$U_{кэ доп}(t) = U_{кэ доп} [1 - 0,01(t_{с max} - t_{с0})]. \quad (4)$$

При определении допустимого импульса коллекторного тока $I_{к\max}$ необходимо иметь в виду, что величина $\beta(h_{21})$ для одних транзисторов проходит через максимум при увеличении тока коллектора, для других – монотонно возрастает, стремясь к определённом пределу. В случае, если коэффициент усиления по току (β) проходит через максимум, в качестве $I_{к\max}$ следует принимать значение, определённое по правой спадающей ветви и составляющее $0,85 \beta_{\max}$. При монотонном возрастании β может быть принято $I_{к\max} = I_{к\text{доп}}$.

4.2.3.3. Энергетический расчёт режима оконечного каскада

Расчёт двухтактного бестрансформаторного оконечного каскада на составных транзисторах, выполненного по схеме рис. 1, раздел 4.1 (МУ к выполнению контрольной работы), сводится к определению параметров выходной и входной цепей, а также одного из основных качественных показателей оконечного каскада – коэффициента гармоник.

Для расчёта графо-аналитическим методом необходимы пары характеристик (выходная и входная) транзисторов VT2 и VT1 (см. рис. 1 методических указаний к контрольной работе, раздел 4.1).

В таблице 1 задания на контрольную работу (МУ к контрольной работе, раздел 4.1) указано, какие типы транзисторов использовать.

В связи с тем, что варианты задания на контрольную работу (имеется в виду P_2 , R_H и VT2, VT1-VT3) совпадают с заданиями на КП, для расчёта оконечного каскада в курсовом проекте необходимо воспользоваться уже сделанным графо-аналитическим расчётом в контрольной работе.

Сами характеристики, необходимые для расчёта оконечного каскада и параметры транзисторов, приведены в приложениях 1 и 2.

Расчёт по выходной цепи и далее был выполнен в контрольной работе (раздел 4.1, пункты 1...15).

Тем, кто рассчитывает усилитель для звукофикации, оконечный каскад которого выполнен по схеме рис. 2, иметь в виду, что требуемое сопротивление нагрузки R'_H обеспечивается соответствующим выбором коэффициента трансформации выходного трансформатора.

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_T R'_H}};$$

причём вносимое из вторичной обмотки сопротивление нагрузки определяется в данном случае как:

$$R'_H = \frac{U_{2km}}{U_{2k\max}}; \quad U_{2km} = \sqrt{\frac{2P_2 R_H}{\eta_T}}.$$

Активное сопротивление первичной обмотки

$$r_1 = 0,58(1 - \eta_T) R'_H.$$

Активное сопротивление вторичной обмотки

$$r_2 = 0,42 \frac{1 - \eta_T}{\eta_T} R'_H,$$

где R'_H – заданное фактическое сопротивление нагрузки; η_T – КПД трансформатора.

Коэффициент полезного действия выходного трансформатора выбирается из следующей таблицы:

Таблица

Мощность, выделяемая в нагрузке P_2 , Вт	КПД трансформации η_T	
	в стационарных установках с большой продолжительностью работы	в портативных установках с малой продолжительностью работы
До 1	0,70...0,80	0,60...0,75
От 1 до 10	0,80...0,85	0,75...0,80
От 10 до 100	0,85...0,93	0,80...0,85

Расчёт реактивных электрических параметров трансформатора L_1 и L_s выполняется следующим образом.

Индуктивность первичной обмотки

$$L_H = \frac{R'_H - r_1}{2\pi f_H \sqrt{\frac{1}{y_L^2} - 1}},$$

где неравномерность амплитудно-частотной характеристики за счёт влияния L_1 $y_L = 0,9...0,95$.

Максимально допустимая величина индуктивности рассеяния выходного трансформатора, Гн:

$$L_s = \frac{R'_{\text{вых}} + R'_H}{2\pi f_B} \sqrt{\frac{1}{y_s^2} - 1},$$

где $y_s = 0,95...0,98$.

4.2.3.4. Расчёт коэффициента гармоник оконечного каскада

Коэффициент гармоник оконечного каскада рассчитывается по сквозной динамической характеристике $i_{k2} = F(e_{ист})$, которая строится на основе выходных и входных характеристик для транзисторов VT2 и VT1 (рис. 2а, б, в, г), раздел 4.1 задания на контрольную работу и методические указания к её выполнению.

Для оконечного двухтактного бестрансформаторного каскада, в котором транзисторы включены по схеме с общим коллектором (ОК) и который возбуждается резистивным предоконечным каскадом (ПОК) при включении транзистора с общим эмиттером (ОЭ) с положительной обратной связью $R_{пос}$ $C_{пос}$, ЭДС источника сигналов ($e_{ист}$) определяется как:

$$e_{ист} = U_{бэ1} + U_{бэ2} + i_{б1} R_{к пок} + i_{к2} R_{н}, \quad (5)$$

где $R_{к пок}$ – сопротивление в цепи коллектора предоконечного каскада, рассчитываемое как:

$$R_{к пок} = \frac{0,8 E_{к}}{I_{к0 пок}}. \quad (6)$$

На основе выражения (5) строится сквозная динамическая характеристика $i_{k2} = F(e_{ист})$, которая может иметь вид, изображённый на рис. 3.

Для расчёта коэффициента гармоник используется метод пяти ординат.

Пять значений коллекторного тока определяются, исходя из токов транзистора VT2 на основе следующих выражений:

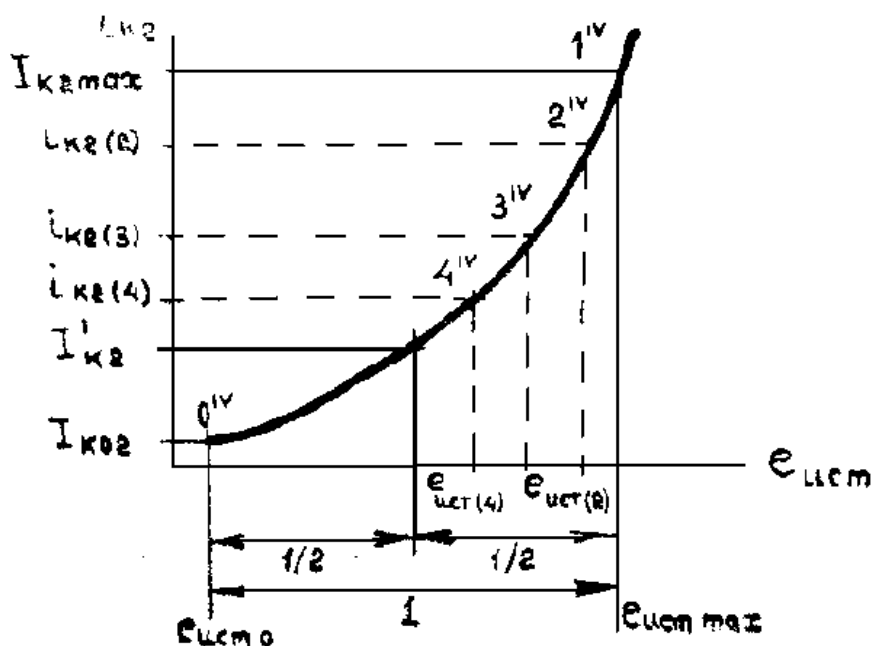


Рис. 3. Сквозная динамическая характеристика

$$\begin{aligned}
I_{k \max} &= I_{k2 \max} (1+b); \\
I_{k1} &= I'_{k2} (1+b); \\
I_{k0} &= 2bI_{k02}; \\
I_{k2} &= -I'_{k2} (1-b); \\
I_{k \min} &= -I_{k2 \max} (1-b).
\end{aligned} \tag{7}$$

Коэффициент асимметрии $b = 0,1$ и характеризует степень различия токов транзистора в плечах оконечного каскада.

Далее рассчитываются гармонические составляющие токов по выражению (8), делается проверка по выражению (9), а коэффициент гармоник рассчитывается по выражению (10).

$$\begin{aligned}
I_{1T} &= 1/3 (I_{k \max} - I_{k \min} + I_{k1} - I_{k2}); \\
I_{2T} &= 1/4 (I_{k \max} + I_{k \min} - 2I_{k0}); \\
I_{3T} &= 1/6 [I_{k \max} - I_{k \min} - 2(I_{k1} - I_{k2})]; \\
I_{4T} &= 1/12 [I_{k \max} + I_{k \min} + 4(I_{k1} + I_{k2}) + 6I_{k0}]; \\
I_{k \text{ ср}} &= 1/6 [I_{k \max} + I_{k \min} + 2(I_{k1} + I_{k2})];
\end{aligned} \tag{8}$$

$$I_{1T} + I_{2T} + I_{3T} + I_{4T} + I_{k \text{ ср}} \approx I_{k \max}; \tag{9}$$

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{I_{2T}^2 + I_{3T}^2 + I_{4T}^2}}{I_{1T}} \cdot 100 \% \tag{10}$$

4.2.3.5. Предоконечный каскад

Как следует из сказанного выше, во всех случаях, когда в оконечном каскаде используются транзисторы противоположных типов проводимости, включённые по схеме ОК, в качестве предоконечного каскада (ПОК) применяется резистивный каскад ОЭ, представляющий собой универсальную схему каскада такого назначения (рис. 3 [1]).

При использовании резистивного каскада ОЭ применяется положительная обратная связь, которая подаётся обычно через конденсатор фильтра питания. Для усилителя низкочастотной части приёмника эта связь может подаваться и через накопительный конденсатор.

Расчёт предоконечного каскада должен завершаться определением коэффициента усиления по напряжению K_u ПОК и амплитуды напряжения на входе ПОК $U_{\text{вх ПОК}}$.

Коэффициент усиления по напряжению ПОК

$$K_{u \text{ ПОК}} = \beta \frac{R_{k\sim}}{R_{\text{вх ПОК}}}, \tag{11}$$

где $R_{k\sim}$ — сопротивление коллекторной нагрузки ПОК по переменному току.

$$R_{\kappa \sim} = \frac{R_{\kappa \text{ ПОК}} \cdot R_{\text{ВХ СОСТ}}}{R_{\kappa \text{ ПОК}} + R_{\text{ВХ СОСТ}}}, \quad (12)$$

где $R_{\kappa \text{ ПОК}}$ – сопротивление в цепи коллектора транзистора ПОК, смотрите выражение (6);

$R_{\text{ВХ СОСТ}}$ – входное сопротивление оконечного каскада на составных транзисторах, найденное при расчёте оконечного каскада (см. раздел 2.1.2.);

$R_{\text{ВХ ПОК}}$ – входное сопротивление предоконечного каскада.

$$R_{\text{ВХ ПОК}} = \frac{R_{\text{ДЕЛ ПОК}} \cdot R_{\text{ВХ ТР ПОК}}}{R_{\text{ДЕЛ ПОК}} + R_{\text{ВХ ТР ПОК}}}, \quad (13)$$

где $R_{\text{ВХ ТР ПОК}}$ – входное сопротивление транзистора ПОК.

$$R_{\text{ВХ ТР ПОК}} = r_{\text{б}} + r_{\text{э}}(\beta + 1), \quad (14)$$

где $\beta = h_{21_{\text{э}}}$ – коэффициент усиления по току при включении транзистора с ОЭ.

Этот параметр приводится в справочниках, а

$$r_{\text{б}} = \frac{a}{1 - a^2} \cdot \frac{(12 \dots 15)10^{-3}}{I_{\kappa 0 \text{ ПОК}}} \text{ – для германиевых транзисторов}, \quad (15)$$

$$r_{\text{б}} = \frac{a}{1 - a^2} \cdot \frac{(25 \dots 30)10^{-3}}{I_{\kappa 0 \text{ ПОК}}} \text{ – для кремниевых транзисторов}, \quad (16)$$

где $a = h_{21_{\text{б}}}$ – коэффициент усиления по току при включении транзистора с общей базой. Этот параметр приводится в справочниках, если в справочниках отсутствует a , то $\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$.

Сопротивление эмиттера $r_{\text{э}}$ рассчитывается как:

$$r_{\text{э}} \approx \frac{0,026}{I_{\kappa 0 \text{ ПОК}}}. \quad (17)$$

Методику расчёта сопротивления делителя $R_{\text{ДЕЛ ПОК}}$ смотреть в разделе 2.3. выражения (25...27). Амплитуда напряжения на входе ПОК

$$U_{\text{ВХ ПОК}} = U_{\text{ВХ М}} / K_{\text{ц ПОК}},$$

где $U_{\text{вх м}}$ – амплитуда напряжения на входе составного транзистора, рассчитанная в разделе 2.1.2.

4.2.3.6. Блок предварительного усиления

Предварительное усиление осуществляют резисторные каскады, представляющие собой простейшие каскады с широкой полосой равномерно усиливаемых частот. При этом для усиления напряжения применяются каскады с ОЭ, а для увеличения входного сопротивления каскада или для улучшения согласования исходных режимов транзисторов смежных каскадов – каскад ОК. Для удобства введения общей отрицательной обратной связи (ООС) по переменному току в качестве первого каскада предварительного усиления может выступать дифференциальный каскад. В качестве каскада предварительного усиления низкочастотной части радиовещательного приёмника для получения высокого входного сопротивления целесообразно использовать каскад на полевом транзисторе, включённом по схеме с общим истоком (ОИ).

Резистивные каскады ОЭ и ОК

Каскады предварительного усиления представляют собой обычно резистивный каскад ОЭ или ОК с эмиттерной стабилизацией исходного режима транзистора.

Если заданное внутреннее сопротивление источника сигналов $R_{\text{ист}}$ не превышает 1 кОм, то в первом каскаде усилителя может быть применено включение ОЭ с шунтированием сопротивления R_3 ёмкостью C_3 как вариант, обеспечивающий наибольшее усиление. В противном случае для обеспечения повышенного входного сопротивления каскада необходимо выполнять его как каскад ОЭ с не шунтированным ёмкостью сопротивлением R_3 . Возможен промежуточный вариант шунтирования ёмкостью части сопротивления R_3 , при котором входное сопротивление каскада возрастает в меньшей степени, но зато получается и меньшее падение коэффициента усиления.

Для обеспечения наибольшего входного сопротивления каскада при $R_{\text{ист}} > 10$ кОм следует использовать транзистор, включённый с ОК (эмиттерный повторитель). Если усилитель содержит два каскада предварительного усиления, то второй каскад обычно выполняют с включением ОЭ и шунтирующим конденсатором C_3 . Однако во втором каскаде возможно и включение ОК, так как вследствие большого входного сопротивления этого каскада резко возрастает усиление первого.

В то же время, из схемы усилителя исключается конденсатор C_3 большой ёмкости, а значительное усиление в первом каскаде снижает уровень шумов (имеется в виду, что первый каскад выполнен по схеме ОЭ). Поэтому желательно сравнить указанные варианты ОК-ОЭ и ОЭ-ОК. Вообще, по возможности, нужно воздерживаться от применения блокирующих конденсаторов C_3 , как с точки зрения обеспечения устойчивости в области нижних частот при на-

хождении каскадов в петле общей ООС, так и вследствие снижения надёжности усилителя, а также во избежание увеличения его габаритов и стоимости.

Следует выбирать транзисторы с возможно большими значениями коэффициента усиления β и граничной частоты f_v .

Увеличение β повышает чувствительность усилителя и его входное сопротивление, а также снижает приведённое ко входу напряжение шумов. Увеличение f_v создаёт благоприятную предпосылку для реализации глубокой устойчивой ООС.

Для каскада ОЭ

$$R_k = \frac{(0,3 \dots 0,5) \cdot E_{k0 \text{ пр}}}{I_{k0 \text{ пок}}} ; \quad (18)$$

$$R_3 = \frac{(0,1 \dots 0,3) \cdot E_{k0 \text{ пр}}}{I_{k0 \text{ пок}}} . \quad (19)$$

Для каскада ОК, схема которого изображена на рис. 5.

$$R_3 = \frac{(0,4 \dots 0,5) \cdot E_{k0 \text{ пр}}}{I_{k0 \text{ пок}}} . \quad (20)$$

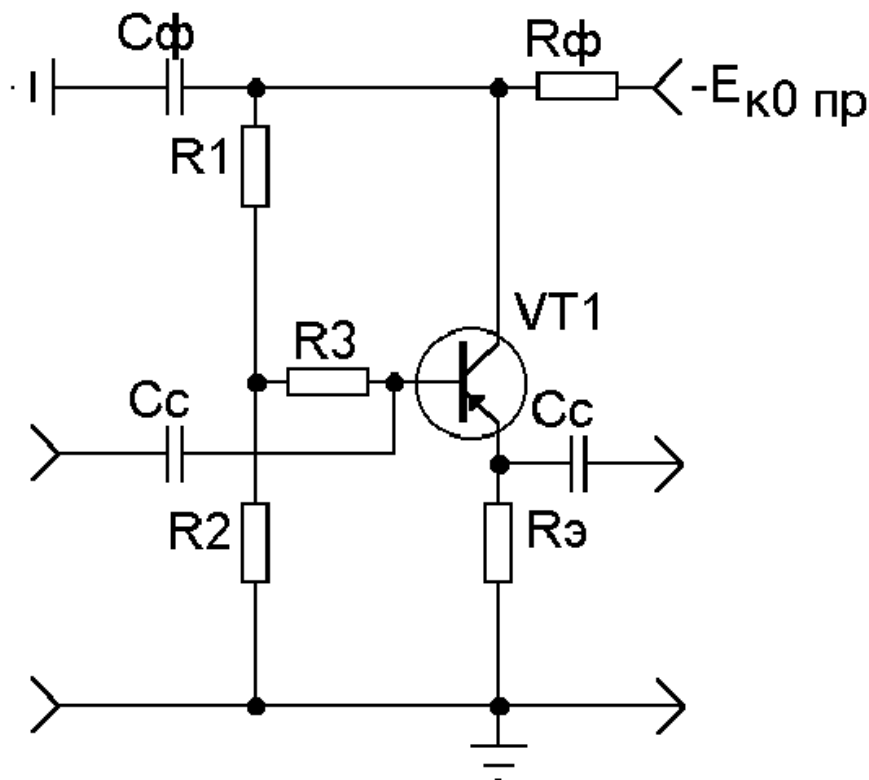


Рис. 4. Эмиттерный повторитель

Входящий в выражения 18...20 ток покоя каскада предварительного усиления $I_{k0} = 1$ мА. Требуемое напряжение питания каскада $E_{k0 \text{ пр}}$ с учётом падения

напряжения I_{R_ϕ} на сопротивлении развязывающего фильтра R_ϕ должно лежать в пределах $\sim (8...12)$ В.

Напряжение в исходном режиме $U_{кэ0}$ рассчитывается как:

$$U_{кэ0} = E_{к0 \text{ пр}} - I_{к0} (R_k + R_э) \quad - \text{ для каскада с ОЭ};$$

$$U_{кэ0} = E_{к0 \text{ пр}} - I_{к0} R_э \quad - \text{ для каскада с ОК}.$$

Коэффициент усиления по напряжению и входное сопротивление транзистора рассчитываются следующим образом.

Для каскада с ОЭ

$$R_{вх \text{ тр пр}} = r_б + r_э (\beta + 1), \quad (21)$$

где параметры $r_б$ и $r_э$ определяются в соответствии с выражениями 15, 16, 17.

Выражение (21) для $R_{вх}$ относится к случаю, когда $R_э$ полностью шунтировано ёмкостью $C_э$. Если же ёмкостью $C_э$ шунтируется только часть $R_э$, а именно $R'_э$ (имеется в виду, что $R_э = R'_э + R''_э$), то

$$R_{вх \text{ тр пр}} = r_б + (r_э + R''_э) \cdot (\beta + 1). \quad (22)$$

В этом случае, как видно из выражения (22), увеличивается входное сопротивление. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{u \text{ пр}} = \frac{\beta \cdot R_{к\sim}}{R_{вх \text{ пр}}}, \quad (23)$$

где

$$R_{к\sim} = \frac{R_k \cdot R_{вх \text{ пок}}}{R_k + R_{вх \text{ пок}}}, \quad (24)$$

а

$$R_{вх \text{ пр}} = \frac{R_{дел \text{ пр}} \cdot R_{вх \text{ тр пр}}}{R_{дел \text{ пр}} + R_{вх \text{ тр пр}}}. \quad (25)$$

Сопротивление делителя ($R_{дел \text{ пр}}$) в цепи базы транзистора (см. рис. 8,а) рассчитывается следующим образом. Задаваясь коэффициентом неустойчивости $S = 4...7$, находят необходимое значение:

$$R_{\text{дел пр}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{S - 1}{1 - \frac{S}{\beta + 1}} \cdot R_3 - r_6, \quad (26)$$

а также сопротивления плеч делителя:

$$R_1 = \frac{E_k}{U_{\text{бэ0}} + I_{\text{к0}} R_3} \cdot R_{\text{дел}}; \quad (27)$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_{\text{дел пр}}}{R_1 - R_{\text{дел пр}}}. \quad (28)$$

Входящее в выражение (27) напряжение между базой и эмиттером транзистора в исходном режиме $U_{\text{бэ0}}$ лежит в пределах (0,4...0,85) В и может быть уточнено по справочнику для выбранного типа транзистора.

Реактивные элементы схемы блока предварительного усиления – ёмкости переходного конденсатора C_c мкФ – необходимо определять по выражениям

$$C_c = \frac{10^6}{2\pi f_n \left(R_{\text{вых пр}} + R_{\text{вх сл}} \sqrt{\frac{1}{y_c^2} - 1} \right)}, \quad (29)$$

где $R_{\text{вых пр}}$ – выходное сопротивление предшествующего ёмкости C_c каскада; $R_{\text{вх сл}}$ – входное сопротивление каскада, следующего за ёмкостью C_c .

$$C_3 = \frac{10^6}{2\pi f_3 R_3}, \quad (30)$$

где

$$f_3 = f_n \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{y_n}{y_c}\right)^2}{\gamma^2 \left(\frac{y_n}{y_c}\right)^2 - 1}}. \quad (31)$$

y_c определяет допустимый спад частотной характеристики за счёт влияния ёмкости C_c ($y_c = 0,95...0,97$); y_n определяет допустимый спад за счёт совместного влияния ёмкостей C_c и C_3 ($y_c = 0,85...0,9$); γ – глубина обратной связи, образуемой резистором R_3 .

$$\gamma = 1 + \frac{R_3 (\beta + 1)}{r_6 + r_3 (\beta + 1)} . \quad (32)$$

Для каскада ОК

$$R_{\text{вх тр пр}} = r_6 + (R_{3\sim} + r_3) \cdot (\beta + 1) , \quad (33)$$

$$K_{u \text{ пр}} = \frac{(\beta + 1) R_{3\sim}}{R_{\text{вх тр пр}}} , \quad (34)$$

$$R_{3\sim} = \frac{R_3 \cdot R'_{\text{вх сл}}}{R_3 + R'_{\text{вх сл}}} , \quad (35)$$

где $R'_{\text{вх сл}}$ – входное сопротивление следующего каскада, которым может быть каскад предварительного усиления при включении транзистора ОЭ, и тогда $R'_{\text{вх сл}} = R'_{\text{вх пр}}$ (см. выражение 25), либо предоконечный каскад.

В случае $R'_{\text{вх сл}} = R'_{\text{вх пок}}$ (выражение 13).

Расчёт каскада предварительного усиления заканчивается определением напряжения на его входе:

$$U_{\text{вх пр}} = \frac{U_{\text{вх пок}}}{K_{u \text{ пр}}} . \quad (36)$$

Одним из основных преимуществ каскада ОК является его значительное входное сопротивление. Во избежание резкого снижения этого сопротивления из-за шунтирующего действия делителя смещения и применяют схему подачи смещения, изображённую на рис. 4, выбирая

$$R_3 = (5 \dots 10) R_{\text{дел}} \quad (37)$$

где $R_{\text{дел}}$ рассчитывается по выражениям (26...28). При этом исходный потенциал базы за счёт включения R_3 практически не изменяется, так как ток базы в каскадах предварительного усиления ничтожно мал. В то же время, увеличенное сопротивление делителя

$$R'_{\text{дел}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \quad (38)$$

в меньшей степени шунтирует входное сопротивление транзистора.

Каскад ОИ на полевом (униполярном) транзисторе

Полевой транзистор применяется в усилителях звуковых частот в основном для реализации каскада с весьма высоким входным сопротивлением. При

этом каскад имеет коэффициент усиления по напряжению $K_u > 1$ (практически порядка 8...10). В целях снижения шумов следует выбирать полевой транзистор с управляющим p - n переходом как имеющий малый коэффициент шума $F_{ш}$.

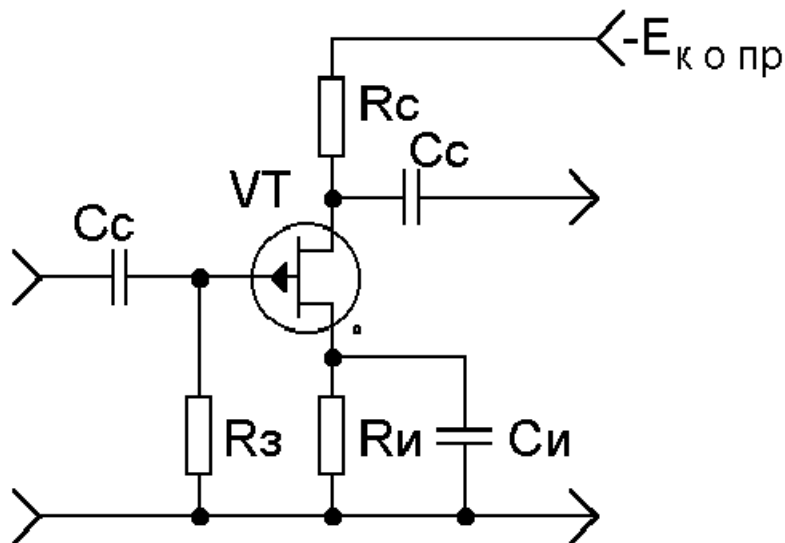


Рис. 5. Каскад с ОИ на полевом транзисторе

Известно, что в таком транзисторе исходные напряжения питания стока и затвора должны быть противоположной полярности относительно истока. Поэтому подача смещения на затвор наиболее просто осуществляется по схеме, изображённой на рис. 5.

Направление исходного тока I_{c0} и полярности питающих напряжений, показанные на этой схеме, относятся к полевому транзистору с p -каналом.

Вследствие крайне малого тока затвора (он имеет порядок 10^{-8} А) падение напряжения на сопротивлении $R_з$, выбираемом в соответствии с требуемым входным сопротивлением каскада (его порядок 2...5 МОм), практически отсутствует, напряжение смещения затвора $U_{зи0} = I_{c0}R_з$.

Задаваясь минимальным напряжением $U_{си0}$, достаточным для работы транзистора в области линейных участков его проходных характеристик и принимая ток $I_{c0} = (0,5...1)$ мА, определяют из указанных характеристик необходимое напряжение смещения затвора $U_{зи0}$. При этом сопротивление в цепи истока

$$R_{и} = \frac{|U_{зи0}|}{I_{c0}}, \quad (39)$$

напряжение $U_{зи} = (0,5...0,7)$ В, $I_{c0} \approx 0,5$ мА,

сопротивление в цепи стока

$$R_c = \frac{E_{к0пр} - U_{си0} - I_{c0}R_{и}}{I_{c0}}, \quad (40)$$

где $E_{к0 пр}$ – общее напряжение питания каскада, $U_{си 0} = (3...5) В$.

Коэффициент усиления каскада по напряжению в пределах рабочего диапазона частот

$$K_u \approx S \cdot R_{c\sim}, \quad (41)$$

где $S = (5...7) мА/В$ – статическая крутизна транзистора по току, а

$$R_{c\sim} = \frac{R_c \cdot R'_{вх сл}}{R_c + R'_{вх сл}},$$

где $R'_{вх сл}$ – входное сопротивление каскада, следующего за каскадом на полевом транзисторе (см. выражения 13 и 25).

В указанных частотных пределах входное сопротивление каскада $R_{вх} = R_3$, а его выходное сопротивление $R_{вых} = R_c$. При этом частотные искажения можно считать практически отсутствующими.

Температурная стабилизация вследствие относительно малой температурной зависимости тока I_{c0} , а также ввиду не критичности положения исходной рабочей точки в каскаде с малыми амплитудами напряжений и токов сигнала может не предусматриваться.

Дифференциальный каскад

В последнее время в качестве входного каскада усилителя широко применяется дифференциальный каскад, подавляющий синфазные шумы и помехи, а также обеспечивающий существенные преимущества при построении цепи общей ООС.

Схема дифференциального каскада приведена на рис. 6. В этой схеме напряжение сигнала подаётся на инвертирующий вход (транзистор VT1), а напряжение обратной связи – на неинвертирующий (транзистор VT2).

По цепи сигнала плечо дифференциального каскада на транзисторе VT1, работающем при включении ОЭ, изменяет фазу напряжения на π . По цепи обратной связи сдвиг фаз отсутствует, так как транзистор VT2 используется при включении ОК, а транзистор VT1 – при включении ОБ.

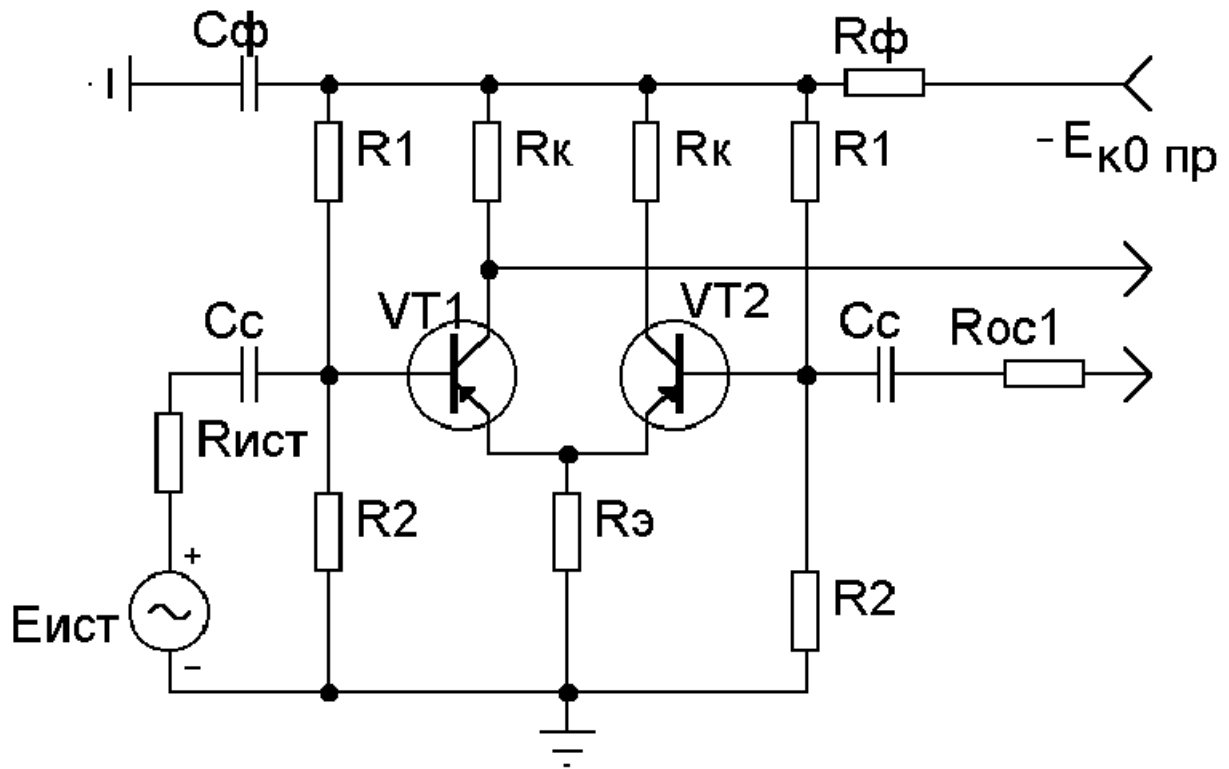


Рис. 6. Дифференциальный каскад

Для эффективного подавления синфазных помех необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$R_э \gg \frac{R'_{ист} + r_б}{\beta_0 + 1}.$$

В этом случае с достаточной точностью могут применяться такие приближённые выражения:

входное сопротивление каскада по инвертирующему входу:

$$R_{вх VT1} \approx 2R_{вх оэ} + R_{дел ос}; \quad (42)$$

коэффициент усиления по напряжению инвертирующего плеча

$$K_{u VT1} \approx \beta_0 \frac{R_{к \sim}}{R_{вх VT1}} \quad (43)$$

(коэффициент усиления этого плеча по отношению к петле общей ООС при оговорённом условии выбора $R_э$ можно считать также равным $K_{u VT1}$);

входное сопротивление каскада по неинвертирующему входу:

$$R_{вх VT2} \approx 2R_{вх оэ} + R_{ист}; \quad (44)$$

коэффициент передачи по напряжению неинвертирующего плеча:

$$K_{u \text{ VT2}} \approx \frac{R_{\text{BX VT2}} - R_{\text{BX OЭ}}}{R_{\text{BX VT2}}} ; \quad (45)$$

входное сопротивление инвертирующего и неинвертирующего плеч с учётом делителя

$$R'_{\text{BX VT1}} = R_{\text{BX VT1}} \parallel R_{\text{дел}}; \quad R'_{\text{BX VT2}} = R_{\text{BX VT2}} \parallel R_{\text{дел}}. \quad (46)$$

В выражениях (40) ... (43):

$$R_{\text{BX OЭ}} = r_{\text{б}} + r_{\text{э}} (\beta_0 + 1), \quad (47)$$

$$R_{\text{дел OЭ}} = R_{\text{дел}} \parallel R_{\text{OЭ}}, \quad (48)$$

$$R'_{\text{ист}} = R_{\text{ист}} \parallel R_{\text{дел}}; \quad R_{\text{дел}} = R_1 \parallel R_2 \quad (49)$$

$R_{\text{к}} \sim$ определяется из выражения (23).

В приведённых выражениях параметры транзисторов VT1 и VT2 предполагаются одинаковыми.

Выбор и расчёт режима транзисторов выполняется следующим образом:

$$\begin{aligned} U_{\text{кЭ0}} &= (0,1 \dots 0,2) E_{\text{к0 пр}}; & U_{\text{Рк}} &= (0,4 \dots 0,5) E_{\text{к0 пр}}; \\ I_{\text{к0}} &= (0,2 \dots 0,5) \text{мА}; & U_{\text{Рф}} &= 0,1 E_{\text{к0 пр}}; \end{aligned} \quad (50)$$

$$R_{\text{к}} = \frac{U_{\text{Рк}}}{I_{\text{к0}}}; \quad R_{\text{э}} = \frac{E_{\text{к0 пр}} - U_{\text{кЭ0}} - U_{\text{Рк}} - U_{\text{Рф}}}{2I_{\text{к0}}}, \quad (51)$$

причем необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$R_{\text{э}} \geq 10 \frac{R'_{\text{ист}} + r_{\text{б}}}{\beta_0 + 1}. \quad (52)$$

4.2.3.7. Входные цепи

Основными видами входных цепей усилителя звуковых частот являются:

простейшая несимметричная входная цепь, представляющая собой по существу конденсатор, связывающий источник сигналов с входным каскадом усилителя по переменному току и разделяющий их цепи по постоянному (рис. 7,а);

симметричная входная цепь, содержащая трансформатор, осуществляющий согласование источника сигналов с одноктактным входным каскадом усилителя, а также связь между ними по переменному току и разделение по постоянному (рис. 7,б).

Симметричная входная цепь позволяет резко снизить уровень помех, так как действие токов, наводимых на каждый из соединительных проводов, взаим-

но компенсируется при прохождении их по половинам первичной обмотки трансформатора.

Применение трансформатора (незаземлённого источника сигналов) исключает шунтирующее действие делителя смещения. Следует указать, что конденсатор $C2$ в схеме (рис. 7,б) при отношении $\frac{R_{\text{вх ос}}}{R2} \geq 10$ может не применяться.

Для резистивно-ёмкостной (несимметричной) схемы входной цепи (см. рис. 7,а) коэффициент передачи по напряжению

$$K_{u \text{ вх}} = \frac{R_{\text{вх ос}}}{R_{\text{ист}} + R'_{\text{вх ос}}}, \quad (53)$$

где $R'_{\text{вх ос}} = \frac{AR_{\text{вх тр пр}} \cdot R_{\text{дел}}}{AR_{\text{вх тр пр}} + R_{\text{дел}}}$ – входное сопротивление первого каскада усилителя, определённое с учётом влияния обратной связи и делителя смещения;

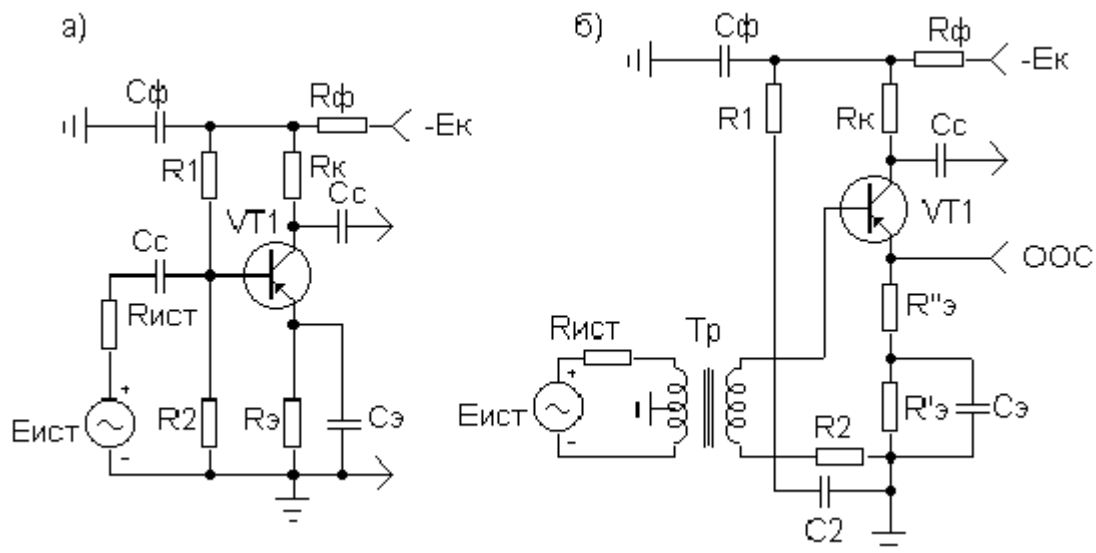


Рис. 7. Несимметричная (а) и симметричная (б) входные цепи.

$R_{\text{ист}}$ – внутреннее сопротивление источника сигналов, приведённое в задании на курсовой проект.

Для трансформаторной (симметричной) схемы входной цепи (см. рис. 7,б) коэффициент передачи

$$K_{u \text{ вх}} = \frac{n_{\text{опт}} \eta_{\text{т}} R_{\text{вх ос}}}{\frac{n_{\text{опт}}^2 R_{\text{ист}}}{\eta_{\text{т}}} + R_{\text{вх ос}}}, \quad (54)$$

где КПД входного трансформатора $\eta_{\text{т}} = (0,6...0,7)$.

Оптимальное значение коэффициента трансформации, соответствующее максимуму $K_{u\text{ вх}}$, рассчитывается как:

$$n_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{\eta_{\text{т}}^2}{2 - \eta_{\text{т}}} \cdot \frac{R_{\text{вх ос}}}{R_{\text{ист}}}}. \quad (55)$$

Входное сопротивление усилителя для несимметричной входной цепи

$$R'_{\text{вх ус}} = R'_{\text{вх ос}}. \quad (56)$$

При симметричной схеме входной цепи

$$R'_{\text{вх ус}} = \frac{\eta_{\text{т}} R_{\text{вх ос}}}{n_{\text{опт}}^2}. \quad (57)$$

4.2.4. Построение схем и расчёт цепей общей отрицательной обратной связи

Для стабильной и неискажённой работы усилителя необходимо наличие общих отрицательных обратных связей по переменному и постоянному токам. Назначением ООС по переменному току является стабилизация усиления и снижение искажений. Назначением общей ООС по постоянному току является стабилизация исходных режимов работы транзисторов.

Поскольку в усилителях звуковых частот рассматриваемых видов существенными являются стабильность и неискажённость выходного напряжения, общая ООС по переменному току должна быть связью по напряжению. Эту обратную связь желательно вводить последовательно, так как внутренние сопротивления источников сигналов (микрофон, электромагнитный звукоусилитель, соединительная линия) в таких усилителях невелики, и целесообразно стабилизировать входное напряжение (а не входной ток) усилителя, другими словами, стабилизировать коэффициент передачи его входной цепи по напряжению.

Указанной обратной связью охватываются все каскады. Необходимо помнить, что суммарный коэффициент гармоник усилителя $K_{\text{г}\Sigma}$ обусловлен в основном нелинейностью оконечного и предоконечного каскадов, причём коэффициент гармоник предоконечного каскада примерно равен коэффициенту гармоник оконечного каскада. Таким образом, суммарный коэффициент гармоник, создаваемый усилителем, определяется как:

$$K_{\text{г}\Sigma} = \sqrt{2} K_{\text{г ок}}; \quad \text{где } K_{\text{г ок}} = K_{\text{г}} \quad \text{см. формулу (10).}$$

4.2.4.1. Выбор глубины общей ООС

Для определения требуемой глубины обратной связи в качестве критериев в настоящем пособии приняты:

а) необходимая степень подавления нелинейных искажений, представляющих собой в усилителях звуковых частот один из наиболее заметных видов искажений;

б) обеспечение необходимой стабилизации коэффициента усиления.

Для определения требуемой глубины обратной связи на средних частотах обычно применяется следующая эмпирическая формула:

$$A \approx \frac{K_{г\Sigma}}{K'_г} \cdot (1 + 10K_{г\Sigma}), \quad (58)$$

где $K_{г\Sigma}$ – коэффициент гармоник усилителя без обратной связи (в долях единицы);

$K'_г$ – допустимый коэффициент гармоник, который должен быть обеспечен применением обратной связи рассчитываемой глубины A (в долях единицы).

Для обеспечения стабильности усиления при изменении сопротивления на-грузки, что имеет место в усилителях проводного вещания, требуемая глубина отрицательной обратной связи рассчитывается как:

$$A \approx \frac{\sigma'}{\sigma' - 1} \cdot \frac{m - 1}{m}, \quad (59)$$

где $m = \frac{R_{н\max}}{R_{н\min}}$ – коэффициент изменения нагрузки;

$\sigma' = \frac{K'_{u\max}}{K'_{u\min}}$ – коэффициент нестабильности усиления при наличии ООС.

Значения параметров m и σ' приведены в заданиях на курсовой проект.

Из двух значений A , найденных на основе выражений (58) и (59), нужно принять большее², желательно не выходить за пределы неравенства $5 \leq A \leq 10$, так как при глубине ООС, меньшей 5, связь неэффективна, а при глубине, большей 10, для обеспечения устойчивости необходимо применение специальных мер.

² По двум формулам (58) и (59) глубина ООС рассчитывается только для усилителей узлов проводного вещания, то есть для ЗФ. Для всех других усилителей глубина ООС рассчитывается по (58).

4.2.4.2. Построение схем общей ООС

Как известно, для улучшения параметров усилителей применяют общую обратную связь, охватывающую группу каскадов или даже все каскады усилителя, и местные обратные связи, петли которых находятся внутри петли общей ООС. В частном случае каждая из местных связей охватывает только один из каскадов усилителя.

Цепь общей отрицательной обратной связи по переменному току

Поскольку режим работы громкоговорителей, представляющих собой нагрузку рассматриваемых усилителей звуковых частот, определяется подводимым к ним напряжением, следует применять ООС по напряжению, стабилизирующую выходное напряжение усилителя при изменении его сопротивления нагрузки и снижающую вносимые усилителем искажения этого напряжения.

С другой стороны, так как работа источников сигнала характеризуется создаваемым ими напряжением, следует применять последовательное введение обратной связи, повышающее степень использования ЭДС источника сигналов и стабилизирующее входное напряжение усилителя при изменениях внутреннего сопротивления источника сигналов.

Цепь общей ОС по напряжению представляет собой обычно активный делитель, подключённый параллельно сопротивлению нагрузки усилителя или параллельно какой-либо другой цепи с напряжением, пропорциональным выходному напряжению усилителя (например, обмотке обратной связи выходного трансформатора).

На рис. 8 (а, б) приведены схемы последовательного введения общей ООС в цепь первого резистивного каскада ОЭ усилителя (предполагается, что этой ООС охвачены все каскады усилителя). В наиболее часто применяемой схеме,

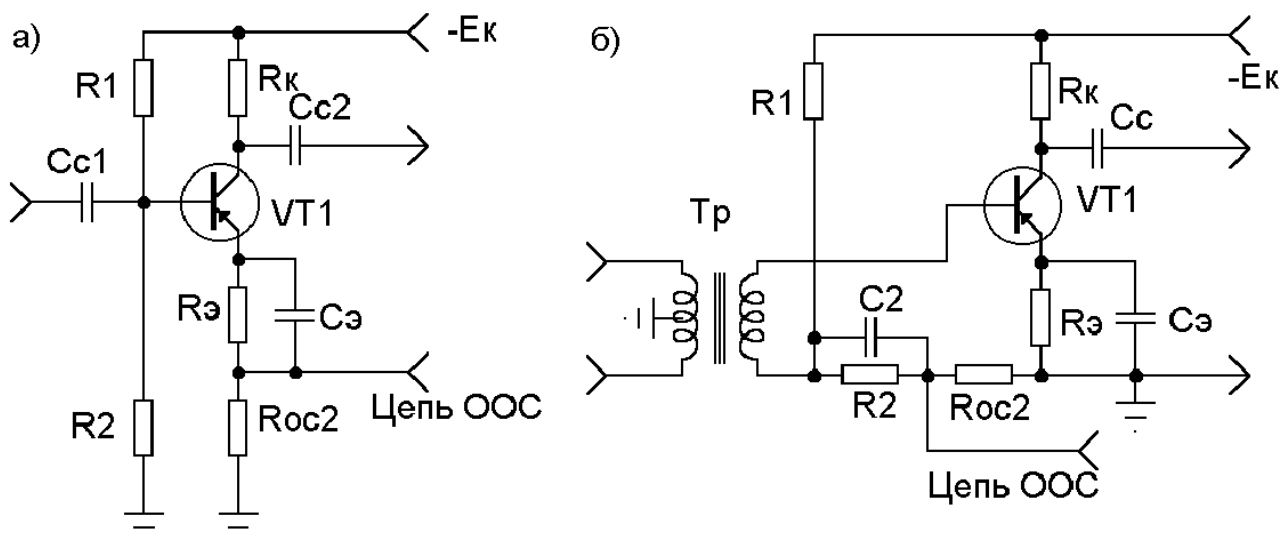


Рис. 8. Схемы последовательного введения общей ООС

изображённой на рис. 8, а, за счёт сопротивления плеча делителя общей ООС R_{oc2} в рассматриваемом каскаде образуется местная последовательная ООС по току, которая нежелательна ввиду снижения ею коэффициента усиления каскада.

В известной мере указанный недостаток смягчает вызываемое этой связью увеличение входного сопротивления каскада, что способствует повышению использования ЭДС источника сигналов и стабилизации входного напряжения усилителя. Схема последовательного введения общей ООС в эмиттерную цепь инвертирующего плеча VT1 дифференциального каскада через его неинвертирующее плечо VT2 приведена на рис. 6.

Подключение цепи ООС к выходу усилителя показано на рис. 9. Здесь напряжение ООС вводится по схемам рис. 8, а или 7, б.

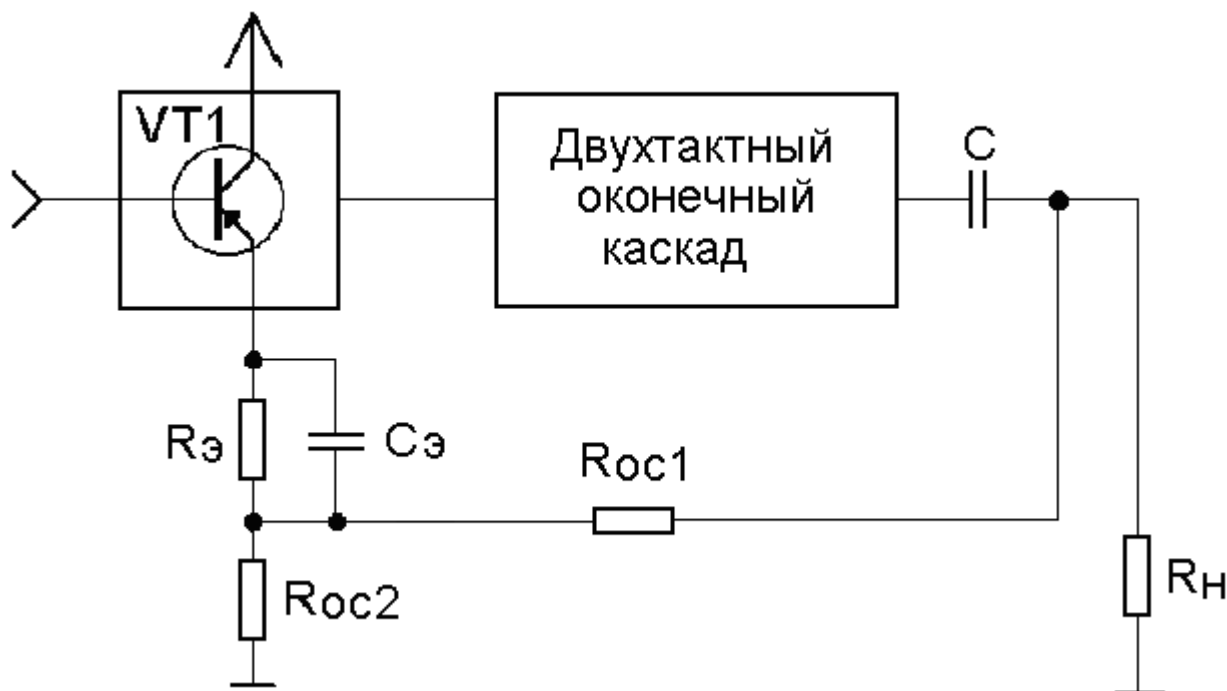


Рис. 9. Подключение цепи ООС к выходу усилителя

Очевидно, что обратная связь в схеме рис. 9 действует только в отношении переменного тока. При подключении делителя ООС перед конденсатором C обратная связь действует как в отношении переменного, так и в отношении постоянного тока, если усилитель не содержит переходных конденсаторов и трансформаторов.

Чтобы проектируемая обратная связь была отрицательной, необходимо обеспечить исходный петлевой угол сдвига фаз на средних частотах рабочего диапазона $\varphi_{кво} = \pi$. Указанный угол появляется в результате изменения полярности напряжений, образуемых находящимися в петле ООС каскадами ОЭ, и соответствует наличию в ней нечётного количества таких каскадов. При этом необходимо учитывать, что если напряжение ООС вводится в цепь усилителя по схеме рис. 9,а, то каскад, который в цепи усиления, как указывалось, работает при включении ОЭ, в петле обратной связи оказывается используемым по

схеме ОБ и, следовательно, не изменяет полярности напряжения. Это объясняется тем, что напряжение обратной связи вводится в цепь эмиттера, а не в цепь базы этого каскада. Нужно также помнить, что каскад ОК и каскад ОЭ по отношению к эмиттерному выходу не изменяют фазы.

Определение исходного петлевого угла сдвига фаз указанным выше образом ($\varphi_{\text{кво}} = \pi$ или $\varphi_{\text{кво}} = 0$) требуется лишь в случае отсутствия в петле ООС трансформатора, так как при его наличии для изменения угла $\varphi_{\text{кво}}$ на π достаточно поменять местами концы одной из обмоток трансформатора.

Расчёт цепи общей ООС по переменному току

Расчёт цепи общей ООС выполняется следующим образом. Так как глубина ООС на средних частотах $A = 1 + KB$, то требуемый коэффициент передачи цепи обратной связи

$$B = \frac{A-1}{K}, \quad (60)$$

где K – общий коэффициент усиления по напряжению всех каскадов, охваченных обратной связью:

$$K = K_{u \text{ ок}} \cdot K_{u \text{ пок}} \cdot K_{u \text{ пр}}. \quad (61)$$

При выборе общего сопротивления делителя $R_{\text{дел ос}} = R_{\text{ос1}} + R_{\text{ос2}}$ следует учитывать необходимость сведения к минимуму потерь в нём, для чего нужно иметь

$$R_{\text{дел ос}} \geq (20 \dots 50) R_{\text{н}}. \quad (62)$$

При расчёте $R_{\text{ос2}}$ следует иметь в виду, что

$$\frac{R_{\text{ос2}}}{R_{\text{ос1}} + R_{\text{ос2}}} = B, \text{ рассчитанному по выражению (60)} \quad (63)$$

$$\text{Таким образом, } R_{\text{ос2}} = BR_{\text{дел ос}}. \quad (64)$$

4.2.5. Проверка чувствительности усилителя

Целью проверки чувствительности усилителя является установление справедливости неравенства $U_{\text{ист}} > U_{\text{вх т ос}}$ где $U_{\text{ист}}$ – амплитуда напряжения, выделяемого источником сигналов на входном сопротивлении усилителя $R_{\text{вх ус}}$; $U_{\text{вх т ос}}$ – амплитуда напряжения, которое необходимо подать на вход транзис-

тора первого каскада усилителя с учётом действия общей обратной связи, чтобы получить на его выходе номинальную (расчётную) мощность.

Указанные напряжения рассчитываются по формулам

$$U_{\text{ист}} = 1,41 K_{u \text{ вх}} E_{\text{ист}}, \quad (65)$$

где $E_{\text{ист}}$ – предусмотренное заданием эффективное значение ЭДС источника сигналов; $K_{u \text{ вх}}$ – коэффициент передачи по напряжению входной цепи, который в соответствии с её схемой определяется из (51) или (52).

$$U_{\text{вх т ос}} = AU_{\text{вх т}} \quad (66)$$

где $U_{\text{вх т}}$ – требуемое входное напряжение первого каскада усилителя, определённое без учёта общей обратной связи; A – глубина общей обратной связи для средних частот диапазона.

4.2.6. Питающие устройства

Питание усилителей осуществляется от стабилизированного выпрямителя (за исключением усилителя радиовещательного приёмника, который получает питание от гальванических элементов).

Техническое задание на устройство питания включает в себя определение требуемых напряжения питания E , наибольшего значения потребляемого усилителем тока $I_{0 \text{ max}}$, максимально допустимого значения амплитуды пульсаций выпрямленного напряжения $U_{\text{пт}}$.

Величина питающего напряжения E определяется требуемым напряжением питания оконечного каскада $E_{\text{к ок}}$. Для двухтактного оконечного каскада с последовательным питанием при работе транзисторов в режиме «В»

$$E_{\text{к}} = E_{\text{к ок}} \approx 2U_{\text{кэ0 ок}}.$$

При окончательном выборе питающего напряжения необходимо придерживаться следующей шкалы номинальных напряжений питания E :

$$6, 9, 12, 15, 20, 25, 30, 35, 40, 45, 50, 60, 70, 80, 90, 100 \quad [\text{В}]$$

При питании усилителя от гальванических элементов номинальные питающие напряжения $E_{\text{ном}}$ имеют следующие значения: 6, 9, 12 [В]; при минимально допустимых напряжениях E_{min} значения соответственно равны 3,8; 5,6; 7,2 [В].

Наибольшее значение потребляемого усилителя тока

$$I_{0 \text{ max}} = I_{\text{ср1}} + I_{\text{ср1}} + \dots + I_{\text{ср ок}} + I_{\text{дел}} + I_{\text{дел2}} + \dots + I_{\text{п}},$$

где $I_{\text{ср}}$ – среднее значение выходного тока, потребляемого каскадом при заданной максимальной температуре; $I_{\text{п}}$ – ток подпитки; $I_{\text{дел}}$ – ток, потребляемый делителем смещения каскада.

Для режима «А», в котором работают транзисторы предварительных и предоконечного каскадов:

$$I_{\text{к ср}} = I_{\text{к0 max}},$$

где $I_{\text{к0 max}}$ – значение исходного коллекторного тока при заданной максимальной температуре. При работе транзисторов в режиме «В» значение среднего тока $I_{\text{к ср}} \approx I_{\text{к0 max}} / \pi$.

Усилитель с оконечным каскадом, работающим в режиме «В», следует питать от стабилизированного выпрямителя.

Амплитуда допустимой пульсации выпрямленного напряжения определяется на основе следующих соображений. Поскольку в каждом из каскадов усилителя амплитуда пульсаций должна быть меньше минимальной амплитуды сигнала, допустимая величина пульсаций оказывается наименьшей для первого каскада и наибольшей для оконечного.

Очевидно, что из экономических соображений сглаживающий фильтр выпрямителя, пропускающий полный потребляемый усилителем ток, не имеет смысла рассчитывать на наибольшее подавление пульсации. Поэтому указанный фильтр рассчитывают на подавление пульсаций, отвечающее нормальной работе оконечного каскада, а их дополнительное подавление, необходимое для возможности питания предшествующих каскадов, осуществляется при помощи RC-фильтров в цепях питания этих каскадов, рассчитываемых на пропускание тем меньших токов, чем ближе питаемый каскад ко входу усилителя.

В соответствии со сказанным, амплитуда допустимой пульсации на выходе выпрямителя

$$U_{\text{пт}} = \frac{aU_{\text{кт ок}}}{D_c} \cdot \frac{R_{\text{вых ок}} + R_{\text{н} \sim \text{ок}}}{R_{\text{н} \sim \text{ок}}}. \quad (67)$$

В зависимости от назначения усилителя $a = 0,1 \dots 0,5$. В частности, для усилителей МУ, ЭФ и ЗФ значения a целесообразно принимать соответственно 0,1, 0,3 и 0,5. Динамический диапазон сигнала $D_c = 100$ (40 дБ).

Величину $R_{\text{вых ок}}$ нужно определять по выходной статической характеристике оконечного транзистора VT2, как это было показано в 2.1.2.

Выше указывалось, что для дополнительного сглаживания пульсаций применяются RC-фильтры, включаемые в цепи питания каскадов. Эти фильтры выполняют одновременно и функцию подавления паразитных обратных связей образующихся в многокаскадном усилителе за счёт общего источника питания. Так как эти фильтры ослабляют связи между каскадами за счёт цепей питания, их часто называют развязывающими.

Сопротивление фильтра (R_{ϕ}) определяется по допустимому падению на нём питающего напряжения по формулам

$$R_{\phi 2} = \frac{E - E_{\text{к пок}}}{I_{02}}; \quad R_{\phi 1} = \frac{E_{\text{к пок}} - E_{\text{к пр}}}{I_{01}}, \quad (68)$$

где $E_{\text{к пок}}$ и $E_{\text{к пр}}$ – напряжения питания предоконечного и предварительного каскадов (предполагается, что фильтры включены в цепи этих каскадов); I_{02} и I_{01} – постоянные составляющие токов, протекающих через сопротивления $R_{\phi 2}$ и $R_{\phi 1}$.

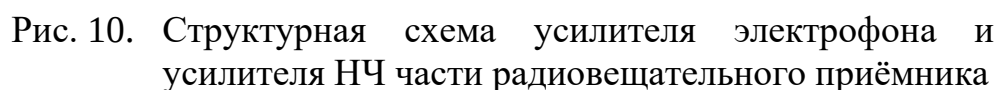
Для ориентировочного определения ёмкостей фильтров цепей питания C_{ϕ} [мкФ] может быть использовано соотношение

$$C_{\phi} = (\tau_{\phi} / R_{\phi}) \cdot 10^6,$$

где постоянная времени фильтра $\tau_{\phi} = (0,03 \dots 0,10)$ с.

4.2.7. Построение структурных схем усилителей

Выбор технических решений наглядно иллюстрируется схемами, приведёнными на рис. 10 и 11. Схема (рис. 10) относится к усилителю электрофона и усилителю НЧ части радиовещательного приемника. Схема (рис. 11) – к усилителю проводного вещания. Трансформаторы показаны на схемах в условном однопроводном изображении. Структурная схема микрофонного усилителя представляет собой комбинацию из двух изображённых схем, а именно: на входе микрофонного усилителя необходим трансформатор (см. рис. 11), а сопротивление нагрузки подключается через конденсатор C (см. рис. 10). На изображённых схемах приняты следующие обозначения: КПУ – каскады предварительного усиления; ПОК – предоконечный каскад; ОК – оконечный каскад; ООС – цепь общей отрицательной обратной связи по переменному току; C_{ϕ} , R_{ϕ} – фильтр цепи питания. Остальные обозначения не требуют пояснений. Указанные структурные схемы соответствуют возможным техническим решениям, предусматриваемым заданиями на курсовой проект.



Курсовой проект должен содержать пояснительную записку с необходимым графическим материалом.

Пояснительная записка оформляется на отдельных листах стандартного формата 210 x 298 мм. Текст помещается только на одной стороне листа, оставляют поля шириной не менее 30-35 мм для замечаний преподавателя. Все листы следует пронумеровать и сброшюровать. На титульном листе указать название рассчитываемого в курсовом проекте усилителя, фамилию и инициалы студента, а также его шифр. Общий объем пояснительной записки – не более 30-40 страниц.

Пояснительная записка должна содержать обоснования основных принимаемых решений, необходимые расчёты и пояснения к ним, распечатки рас-

чётов на ЭВМ, а также графики выбора режимов, схемы рассчитываемых каскадов и общую принципиальную схему усилителя.

Необходимо дать ссылки на литературные источники, из которых заимствованы расчётные графики, таблицы или рисунки (для общеизвестных формул ссылок не требуется). В конце пояснительной записки следует привести список использованной литературы и оглавление.

Каждый раздел пояснительной записки должен иметь заголовок и может быть разбит на ряд параграфов. Нужно кратко изложить назначение рассчитываемого каскада и дать обоснование принимаемых технических решений (выбор типов транзисторов, режимов их работы, схем каскадов усилителя, отдельных расчётных величин и т. п.).

Принципиальная схема усилителя в целом вычерчивается на отдельном листе. К схеме прилагается перечень деталей с указанием их типов, числовых значений, рабочих напряжений и т. д.

4.3. ТЕСТЫ ТЕКУЩЕГО КОНТРОЛЯ

Приводятся восемь тестов текущего контроля, которые включают в себя все разделы программы. Эти тесты предлагаются студентам в качестве тренировочных (репетиционных). После работы с тестами можно проверить ответы, которые приводятся в таблице правильных ответов на тренировочные тесты текущего контроля на стр. 217.

Завершив работу с тренировочными тестами, студент получает контрольный тест у преподавателя, а студенты с элементами ДОТ – на учебном сайте в системе MOODLE.

В первом семестре сдаются шесть контрольных тестов (№№ 1...6), а во втором – два.

Тест № 1

1. Усилением называется:

- a. Увеличение напряжения входного сигнала;
- b. Управление энергией, получаемой от местного источника питания;
- c. Увеличение тока входного сигнала;
- d. Обработка сигнала по определённому закону.

2. Отличительной особенностью усилителя является:

- a. Усиление тока;
- b. Усиление напряжения;
- c. Усиление мощности
- d. Изменение выходного сопротивления.

3. Усилительным каскадом называется:

a. Активный усилительный элемент с относящимися к нему элементами связи;

b. Сопротивления, переходные устройства и цепи питания;

c. Несколько активных усилительных элементов;

d. Элементы связи в сочетании с источником сигналов.

4. Основное отличие каскадов предварительного усиления от окончного каскада состоит в том, что:

a. Они должны иметь значительное усиление по мощности;

b. Они работают в режиме малого сигнала, то есть в линейном режиме;

c. Они должны иметь минимальные фазовые искажения;

d. Они должны работать в режиме большого сигнала.

5. Основными энергетическими показателями усилителя являются:

a. Коэффициент усиления по напряжению;

b. Коэффициент усиления по мощности и КПД;

c. Коэффициенты передачи по напряжению и току;

d. Коэффициент усиления по току.

Тест № 2.

1. По фазе действия различают:

a. Обратную связь по току;

b. Обратную связь последовательного типа;

c. Отрицательную обратную связь (ООС) и положительную обратную связь (ПОС);

d. Обратную связь по напряжению.

2. Коэффициент передачи усилителя ($\dot{K}'$) при наличии отрицательной обратной связи выражается так:

a. $\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{Kb}$;

b. $\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}b}$;

c. $\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 + Kb}$;

d. $\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 - Kb}$.

3. Степень изменения коэффициента усиления усилителя определяет:

- a. Петлевое усиление $\dot{K}\dot{b}$;
- b. Глубина обратной связи $A = |1 - \dot{K}\dot{b}|$;
- c. Суммарный фазовый сдвиг, создаваемый усилителем и цепью обратной связи φ_k и φ_b ;
- d. Коэффициент обратной связи $\dot{b}$.

4. Отрицательная обратная связь по току влияет на:

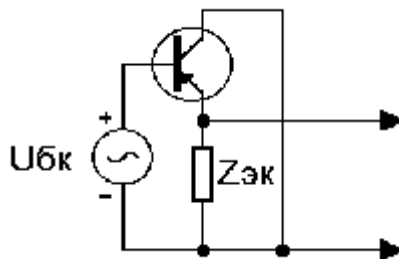
- a. Выходное сопротивление усилителя;
- b. Входное сопротивление усилителя;
- c. Коэффициент частотных искажений;
- d. Коэффициент обратной связи.

5. При наличии частотно-независимой обратной связи коэффициент обратной связи:

- a. $\dot{b} = \frac{\dot{U}_{oc}}{\dot{U}_2}$;
- b. $\dot{b} = \frac{\dot{I}_{oc}}{\dot{I}_2}$;
- c. $\dot{b} = \text{const}$;
- d. $\dot{b} = F(\omega)$.

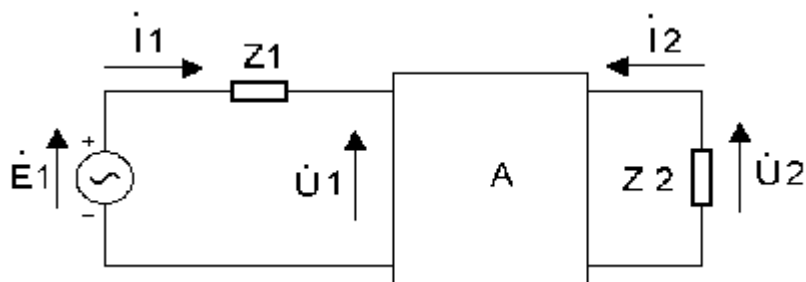
Тест № 3.

1. На рисунке приведена:



- a. Схема включения транзистора с ОБ;
- b. Схема включения транзистора с ОЭ;
- c. Схема включения транзистора с ОК;
- d. Схема включения транзистора по постоянному току.

2. Четырёхполюсник (A), замещающий транзистор при любой схеме включения (см. рисунок), является:



- a. Нелинейным;
- b. Активным;
- c. Линейным;
- d. Зависимо-активным.

3. Параметр четырёхполюсника h_{21} представляет собой:

- a. Коэффициент внутренней обратной связи при разомкнутой входной цепи;
- b. Коэффициент передачи по току при короткозамкнутой выходной цепи;
- c. Входное сопротивление при короткозамкнутой выходной цепи;
- d. Выходную проводимость при разомкнутой входной цепи.

4. Параметр транзистора r_e представляет собой:

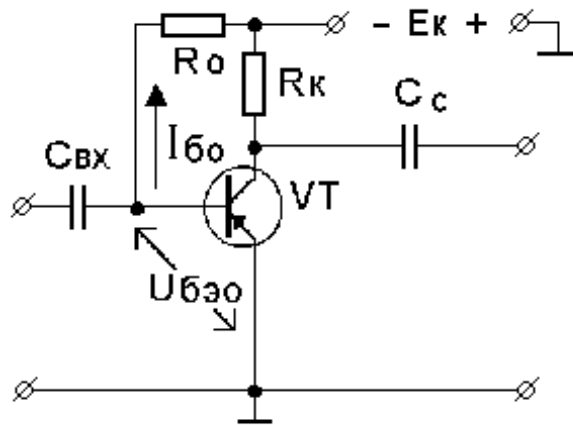
- a. Сопротивление эмиттерного p - n -перехода в направлении его проводимости;
- b. Сопротивление эмиттерного p - n -перехода в направлении, противоположном направлению проводимости;
- c. Сопротивление усиления;
- d. Сопротивление обратной связи.

5. Наибольшее усиление по току имеет:

- a. Схема с общей базой;
- b. Схема с общим коллектором;
- c. Схема с общим эмиттером;
- d. Любая схема в диапазоне умеренно-высоких частот.

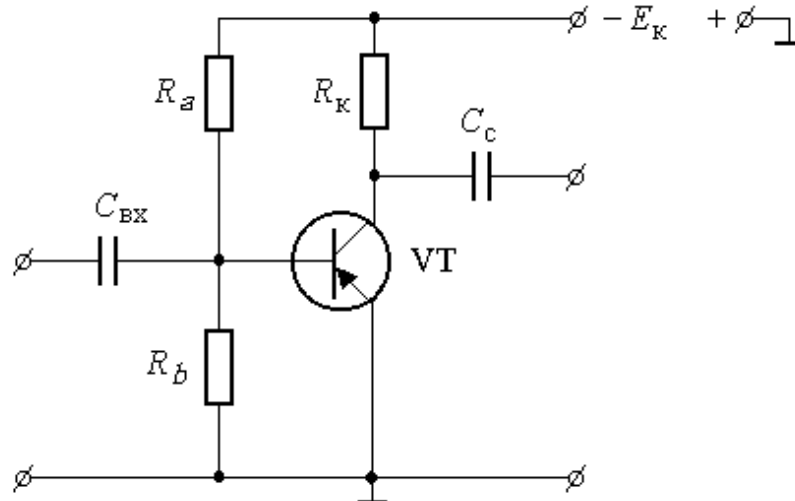
Тест № 4.

1. На рисунке представлена схема:



- Коллекторной стабилизации исходного режима;
- Эмиттерной стабилизации исходного режима;
- Осуществления смещения фиксированным током базы;
- Осуществления смещения фиксированным напряжением.

2. На рисунке представлена схема:



- Эмиттерной стабилизации исходного режима;
- Осуществления смещения фиксированным напряжением;
- Осуществления смещения фиксированным током;
- Коллекторной стабилизации исходного режима.

3. Исходный режим работы транзистора характеризуется:

- Двумя параметрами $I_{к0}$, $U_{кэ0}$;
- Тремя параметрами: $I_{к0}$, $U_{кэ0}$, E_k ;
- Четырьмя параметрами: $I_{к0}$, $U_{кэ0}$, $U_{бэ0}$, $I_{б0}$;
- Тремя параметрами: t_0 , $I_{к0}$, $I_{б0}$.

4. При изменении температуры окружающей среды действуют следующие дестабилизирующие факторы:

a. Изменение коэффициента усиления по напряжению и изменение начального коллекторного тока $I_{\text{кн}}$;

b. Изменение коэффициентов усиления по току α и β ;

c. Изменение коэффициента усиления по току α и изменение начального (теплового) тока коллектора $I_{\text{кн}}$;

d. Изменение начального тока коллектора $I_{\text{кн}}$, изменение падения напряжения на эмиттерном p - n переходе $U'_\text{э}$, изменение коэффициентов усиления по току α и β .

5. Коэффициент неустойчивости в общем виде выражается как:

$$a. S = \frac{\Delta i_{\text{к}}}{\Delta i_{\text{кн}}} \bigg|_{U_{\text{кэ}} = \text{const}};$$

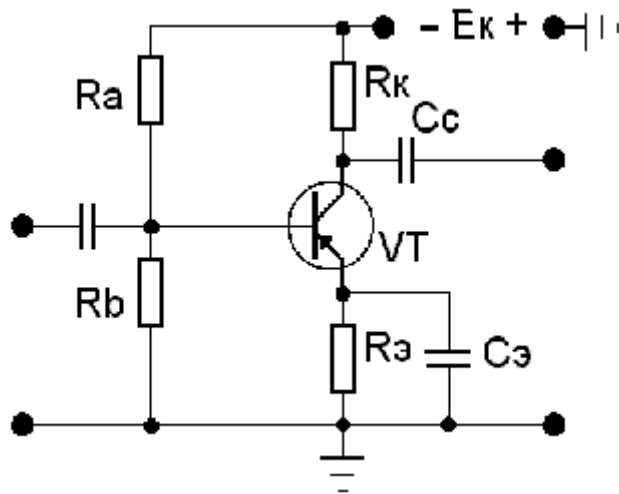
$$b. S = \frac{\Delta U_{\text{бэ}}}{\Delta U_{\text{кэ}}} \bigg|_{i_{\text{к}} = \text{const}};$$

$$c. S = \frac{r_{\text{к}}}{r_{\text{э}}} \bigg|_{i_{\text{э}} = \text{const}};$$

$$d. S = \frac{\Delta i_{\text{кн}}}{\Delta i_{\text{к}}} \bigg|_{U_{\text{кэ}} = \text{const}}.$$

Тест № 5

1. В схеме, представленной на рисунке, назначение сопротивления в цепи коллектора $R_{\text{к}}$ состоит:



- a. В увеличении входного сопротивления каскада;
- b. В увеличении выходного тока;
- c. В создании усиления по напряжению;
- d. В увеличении выходной мощности.

2. Влияние ёмкостей C_c и C_e на параметры резистивного каскада с ОЭ обнаруживается:

- a. В области низких частот;
- b. В области высоких частот;
- c. В диапазоне больших сигналов;
- d. В области средних частот.

3. Каскад с ОЭ с неблокированным ёмкостью C_e сопротивлением в цепи эмиттера R_e принципиально отличается от обычного каскада с ОЭ тем, что:

- a. В таком каскаде увеличивается коэффициент усиления по напряжению K_u ;
- b. В таком каскаде возрастают нелинейные искажения;
- c. В таком каскаде снижается коэффициент усиления по напряжению K_u ;
- d. В таком каскаде возрастают частотные искажения.

4. В эмиттерном повторителе имеет место:

- a. Положительная обратная связь по напряжению;
- b. Отрицательная обратная связь по напряжению последовательного типа;
- c. Положительная обратная связь по току;
- d. Отрицательная обратная связь по напряжению параллельного типа.

5. Коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя (K') соответствует выражению:

$$a. \quad K' = \frac{K}{1 + K};$$

$$b. \quad K' = \frac{K}{1 - Kb};$$

$$c. \quad K' = \frac{K}{1 - K};$$

$$d. \quad K' = \frac{K}{1 - b}.$$

Тест № 6

1. Для анализа оконечного каскада используется:

- a. Аналитический метод исследования;
- b. Графический метод исследования;
- c. Графоаналитический метод исследования;
- d. Метод исследования с помощью рядов Фурье.

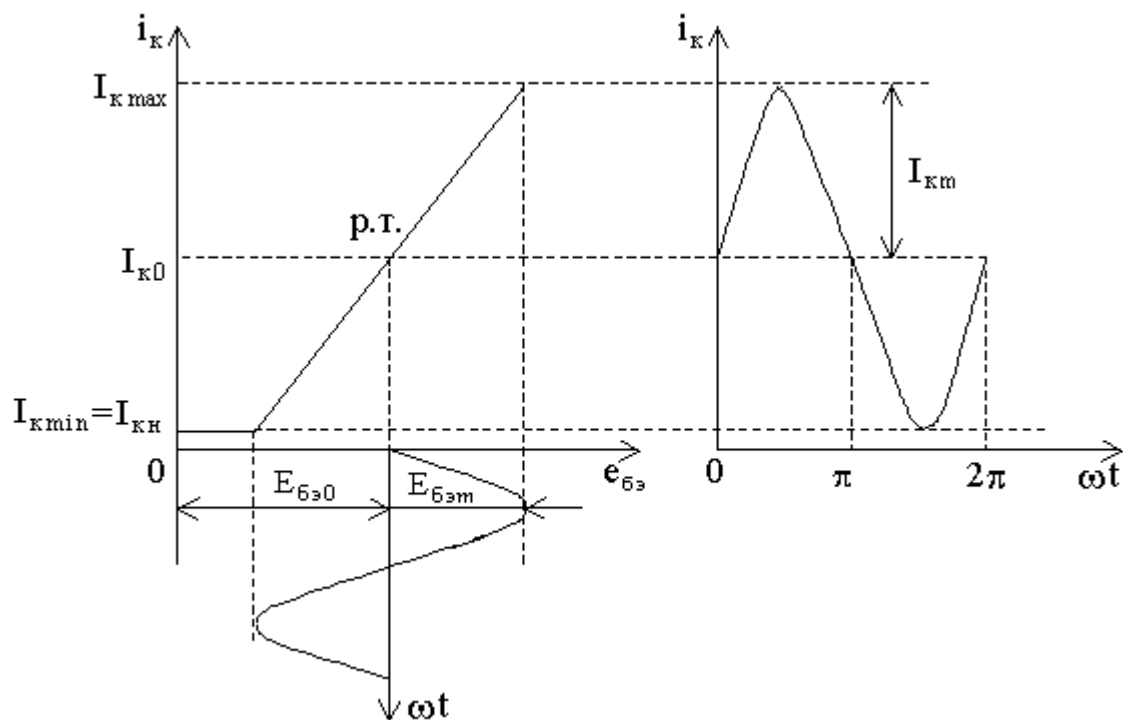
2. В режиме усиления больших сигналов используется выходная характеристика:

- a. В насыщения области;
- b. В области отсечки;
- c. В рабочей области;
- d. В области максимальных коллекторных токов.

3. Угол наклона динамической характеристики по постоянному току зависит:

- a. От сопротивления нагрузки $R_{к0}$ по постоянному току;
- b. От напряжения источника питания;
- c. От входного тока;
- d. От выходного тока.

4. На рисунке графически изображён режим работы:



- a. Режим «В»;
- b. Режим «С»;
- c. Режим «А»;
- d. Режим «АВ».

5. Наиболее экономичным режимом работы является:

- a. Режим «А»;
- b. Режим «АВ»;
- c. Режим «В»;
- d. Без отсечки коллекторного тока.

Тест № 7

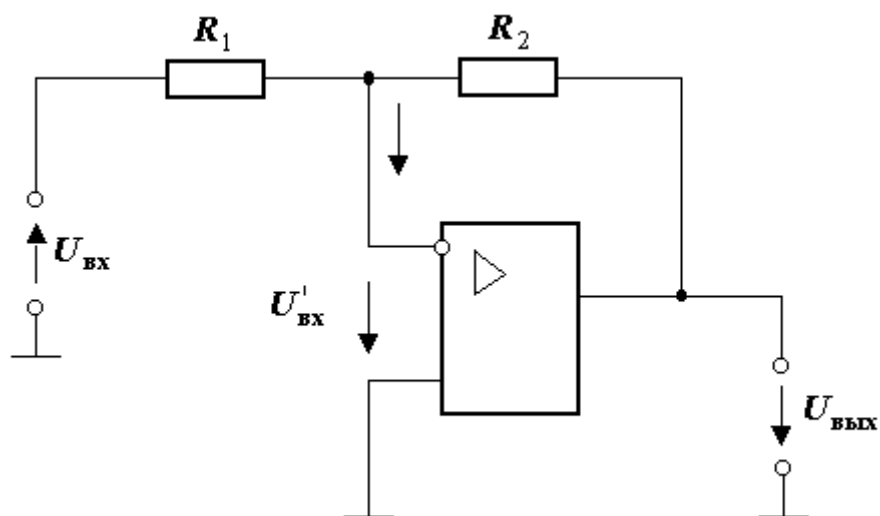
1. По своему схемному построению операционные усилители (ОУ) являются:

- a. Усилителями переменного тока;
- b. Активными RC-фильтрами;
- c. Усилителями постоянного тока, выполненными по дифференциальной схеме;
- d. Усилителями высокой чувствительности.

2. Идеальный ОУ имеет:

- a. Бесконечно большое входное сопротивление;
- b. Бесконечно малое входное сопротивление;
- c. Частотно-зависимое входное сопротивление;
- d. Постоянное входное сопротивление.

3. На рисунке изображена схема ОУ:



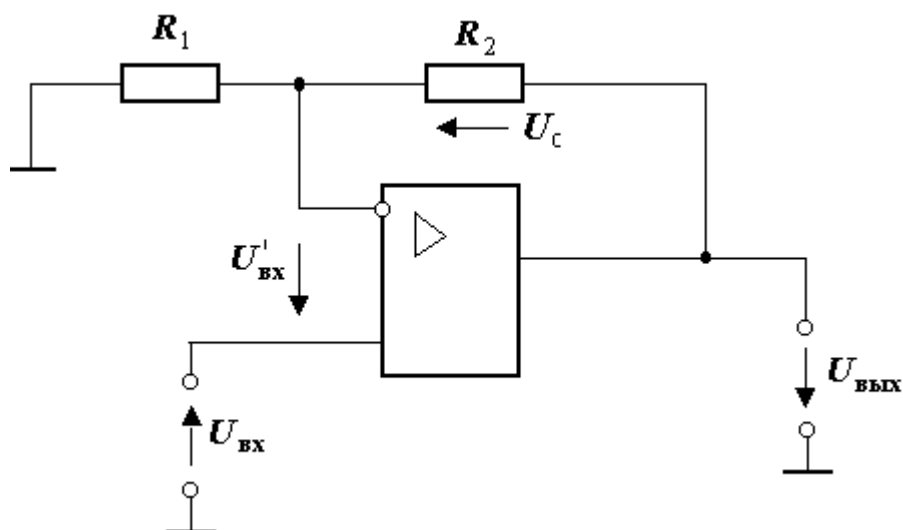
- a. С единичным усилением;
- b. С инвертирующим включением;
- c. С неинвертирующим включением;
- d. С положительной обратной связью.

4. Идеальный ОУ обладает:

- a. Большим усилением по току;
- b. Бесконечно большим усилением по напряжению;
- c. Бесконечно большим усилением по мощности;
- d. Бесконечно большим КПД.

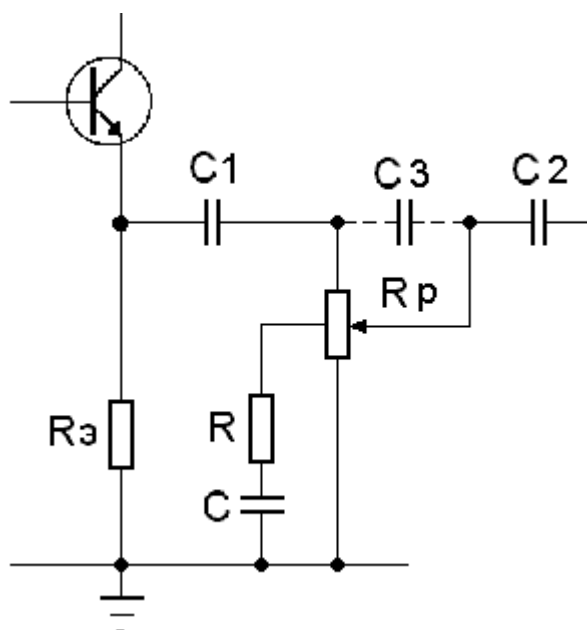
5. На рисунке изображена схема ОУ:

- a. С инвертирующим включением;
- b. С единичным усилением;
- c. С неинвертирующим включением ;
- d. С положительной обратной связью.



Тест № 8

1. По схеме на рисунке изображён регулятор усиления сигнала:

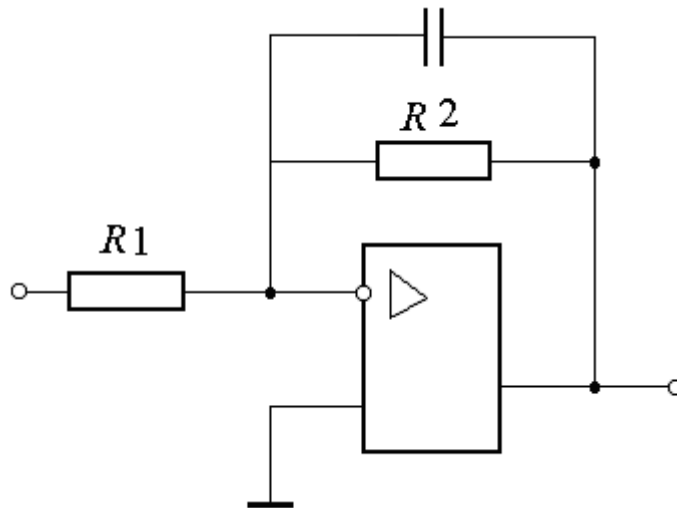


- a. Последовательный;
- b. Ступенчатый;
- c. Потенциометрический;
- d. Автоматический.

2. Избыточным шумом называется:

- a. Частотно-независимый шум;
- b. Частотно-зависимый шум с токозависимой спектральной плотностью;
- c. Тепловой шум или шум Найквиста;
- d. Частотно-независимый шум с токозависимой спектральной плотностью.

3. На рисунке представлено:

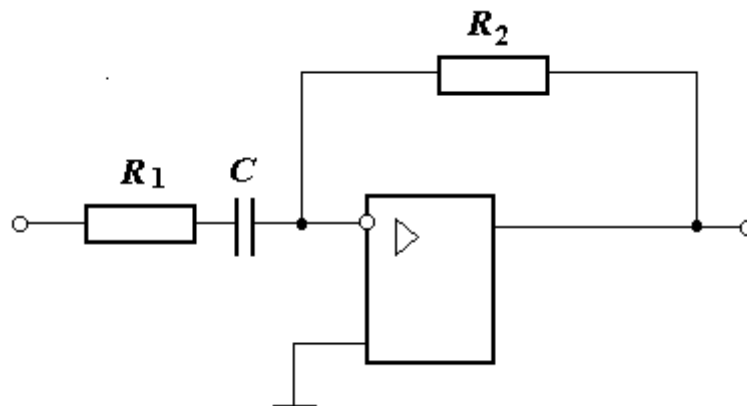


- a. Звено ФВЧ второго порядка;
- b. Звено ФВЧ первого порядка;
- c. Звено ФНЧ первого порядка;
- d. Звено ФНЧ второго порядка.

4. Максимально достижимое значение сигнал/шум определяют:

- a. Наибольшее усиление по напряжению;
- b. Собственные шумы;
- c. Наибольшее усиление по току;
- d. Величина входного сопротивления.

5. На рисунке представлена схема:



- a. Звена ФВЧ второго порядка;
- b. Звена ФНЧ второго порядка;
- c. Звена ФВЧ первого порядка;
- d. Звена ФВЧ второго порядка.

**ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ НА ТРЕНИРОВОЧНЫЕ ТЕСТЫ ТЕКУЩЕГО
КОНТРОЛЯ**

№ теста	Раздел	Номера вопросов (правильные ответы)					
1	Раздел 1	Номер вопроса	1	2	3	4	5
		Правильный ответ	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>b</i>
2	Раздел 2	Номер вопроса	1	2	3	4	5
		Правильный ответ	<i>c</i>	<i>c</i>	<i>b</i>	<i>a</i>	<i>c</i>
3	Раздел 3	Номер вопроса	1	2	3	4	5
		Правильный ответ	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>b</i>	<i>a</i>	<i>b</i>
4	Раздел 4	Номер вопроса	1	2	3	4	5
		Правильный ответ	<i>c</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>a</i>
5	Раздел 5	Номер вопроса	1	2	3	4	5
		Правильный ответ	<i>c</i>	<i>a</i>	<i>c</i>	<i>b</i>	<i>a</i>
6	Раздел 6	Номер вопроса	1	2	3	4	5
		Правильный ответ	<i>c</i>	<i>c</i>	<i>a</i>	<i>c</i>	<i>c</i>
7	Раздел 7	Номер вопроса	1	2	3	4	5
		Правильный ответ	<i>c</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>b</i>	<i>c</i>
8	Разделы 8, 9, 10	Номер вопроса	1	2	3	4	5
		Правильный ответ	<i>c</i>	<i>b</i>	<i>d</i>	<i>b</i>	<i>c</i>

4.4. ИТОГОВЫЙ КОНТРОЛЬ

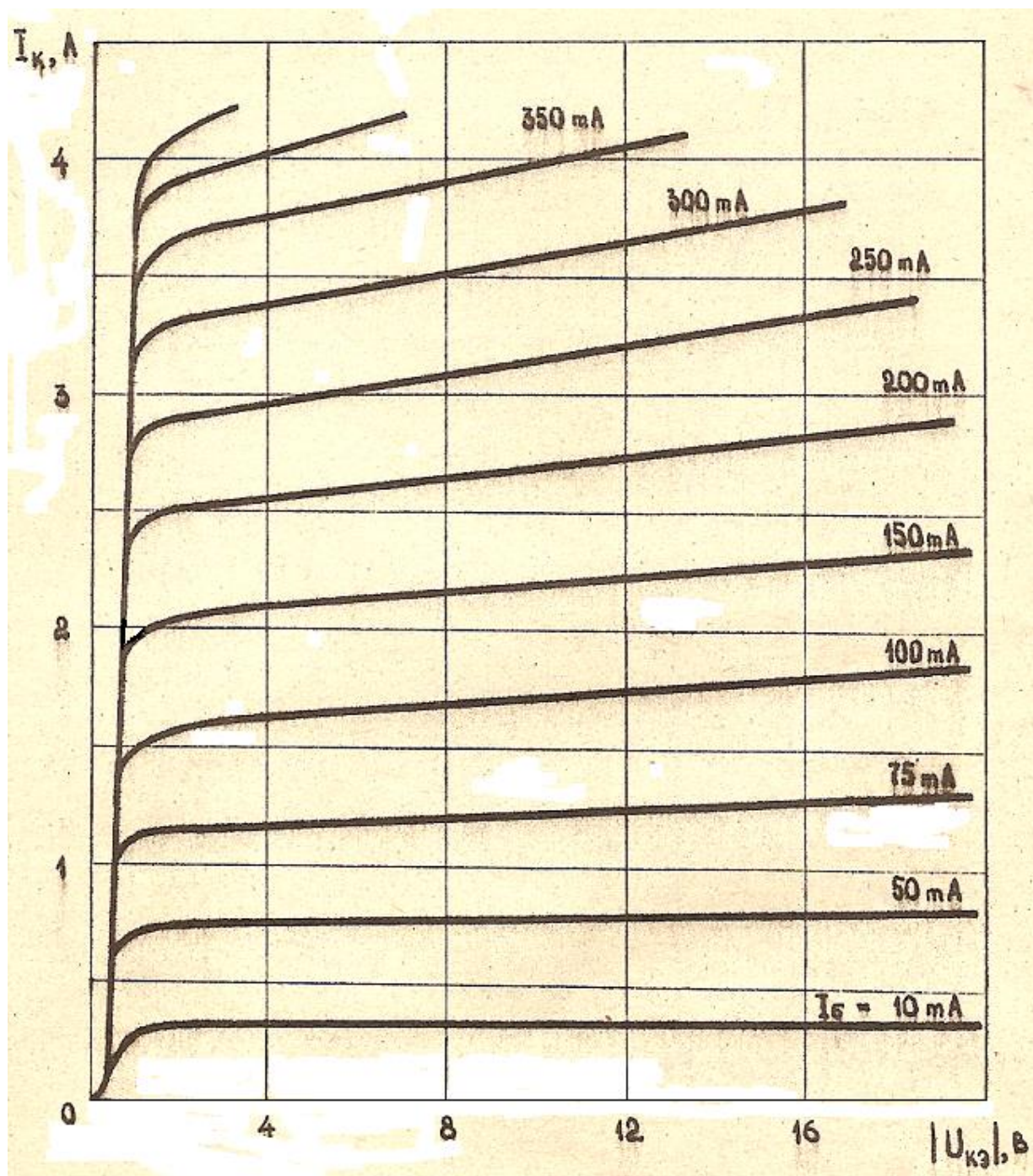
ВОПРОСЫ К ЭКЗАМЕНУ ПО ДИСЦИПЛИНЕ «СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ»

1. Основные технические показатели усилителя.
2. Амплитудно-частотные искажения и причины, их вызывающие.
3. Переходная характеристика. Количественная оценка переходных искажений.
4. Связь между переходной и частотной характеристикой.
5. Динамическая характеристика усилителя.
6. Нелинейные искажения и их количественная оценка.
7. Динамический диапазон.
8. Относительный уровень шумов.
9. Что такое обратная связь?
10. Классификация видов обратной связи.
11. Как выражается коэффициент передачи каскада, охваченного обратной связью?
12. Как влияет на свойства усилителей с ОС петлевое усиление?
13. Обратная связь по напряжению: выражения для K'_u и $R'_{\text{вых}}$.
14. Обратная связь по току: выражения для K'_u и $R'_{\text{вых}}$.
15. Обратная связь последовательного типа: выражение для $R'_{\text{вх}}$.
16. Обратная связь параллельного типа: выражение для $R'_{\text{вх}}$.
17. Отрицательная обратная связь (ООС) по напряжению последовательного типа: выражения для K'_u , $R'_{\text{вх}}$, $R'_{\text{вых}}$.
18. Отрицательная обратная связь по току последовательного типа: выражения для K'_u , $R'_{\text{вых}}$, $R'_{\text{вх}}$.
19. Отрицательная обратная связь по напряжению параллельного типа: выражения для K'_E , $R'_{\text{вых}}$, $R'_{\text{вх}}$.
20. Стабилизирующее действие ООС, вывод выражения.
21. Критерий устойчивости Найквиста.
22. Схемы включения транзисторов.
23. Т-образная схема замещения для включения транзистора с ОБ. Основные показатели схемы.
24. Т-образная схема замещения для включения транзистора с ОЭ. Основные показатели схемы.
25. Т-образная схема замещения для включения транзистора с ОК. Основные показатели.
26. Зависимость входного сопротивления от сопротивления нагрузки для включения транзистора с ОБ, ОЭ и ОК.
27. Зависимость выходного сопротивления от внутреннего сопротивления источника сигналов R_1 для схем с ОБ, ОЭ и ОК.

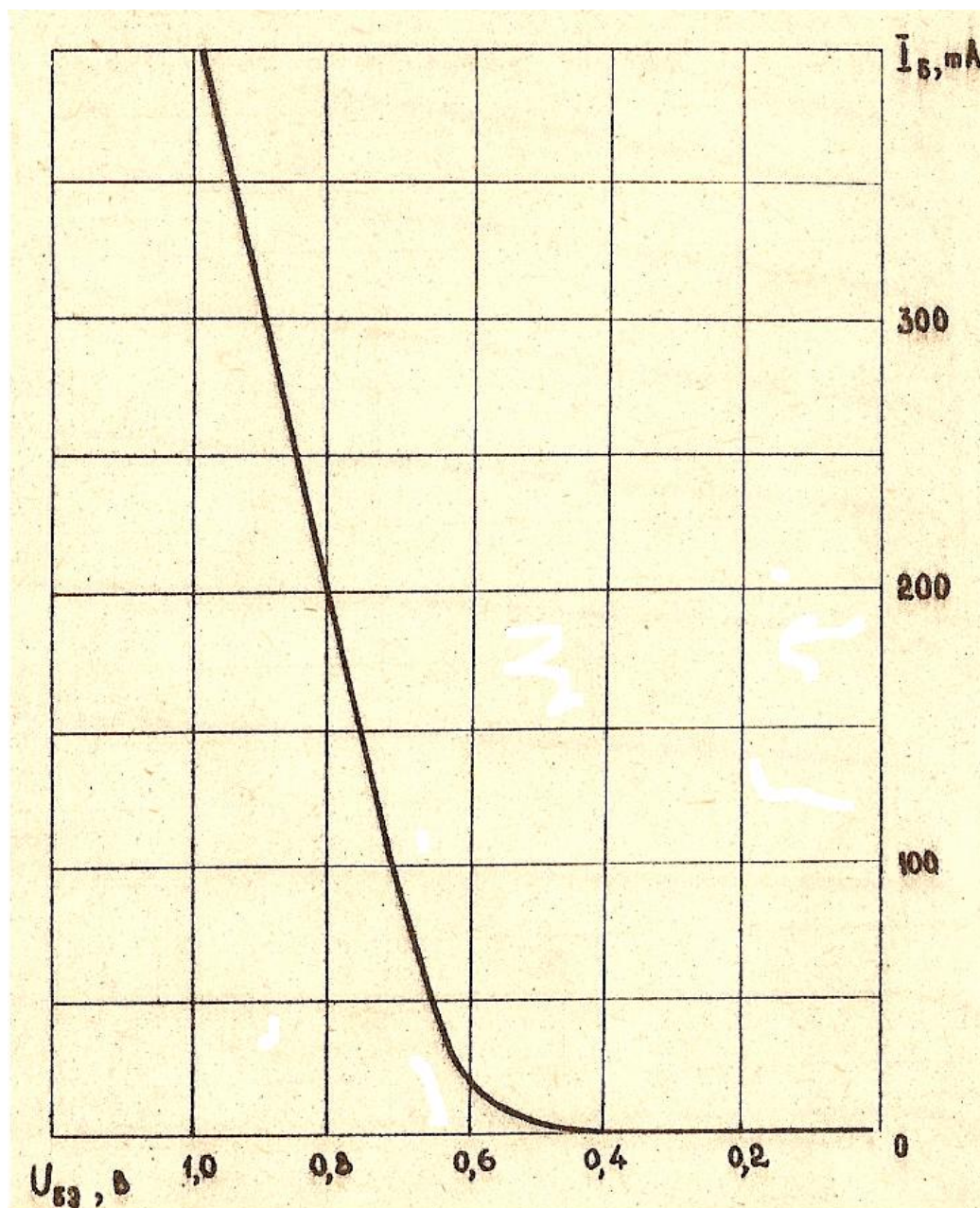
28. Зависимость нормированных коэффициентов усиления по току и напряжению от сопротивления нагрузки для схем с ОБ, ОЭ и ОК.
29. Основные способы осуществления исходного режима транзистора.
30. Основные дестабилизирующие факторы и их влияние на исходный режим транзистора.
31. Коллекторная стабилизация исходного режима. Выражение для коэффициента неустойчивости S .
32. Эмиттерная стабилизация исходного режима. Выражение для коэффициента неустойчивости S .
33. Назначение элементов схемы резистивного каскада с ОЭ и выбор исходного режима.
34. Частотная характеристика каскада в широком диапазоне частот и причины частотных искажений в области низких и высоких частот.
35. Свойства каскада с ОЭ с неблокированным ёмкостью резистором в цепи эмиттера.
36. Коррекция частотной характеристики в области высоких частот с помощью частотно-зависимой ООС.
37. Коррекция частотной характеристики в области высоких частот посредством индуктивности L_k .
38. Коррекция частотной характеристики в области низких частот посредством звена $C_\phi R_\phi$.
39. Работа транзистора при больших уровнях сигнала. Режим «А». Выбор исходной рабочей точки (ИРТ). Основные энергетические показатели режима.
40. Режим «В». Выбор ИРТ. Основные энергетические показатели режима.
41. Режим «АВ». Выбор ИРТ. Основные энергетические показатели режима. Чем обусловлено использование режима «АВ»?
42. Однотактный оконечный каскад. Схема каскада.
43. Двухтактный оконечный каскад. Схема каскада с параллельным питанием.
44. Двухтактный оконечный каскад. Схема каскада с последовательным питанием.
45. Преимущества двухтактной схемы каскада по сравнению с однотактной.
46. Какими преимуществами обладает схема бестрансформаторного каскада на составных транзисторах.
47. Какая стабилизация исходного режима используется при работе оконечного каскада в режиме «В»?
48. Операционный усилитель (ОУ): определение, основные параметры ОУ. Схемы включения ОУ.
49. Назначение регуляторов усиления сигналов. Схема потенциометрической регулировки с тонкомпенсатором.
50. Какие усилители относят к усилителям высокой чувствительности. Основные параметры таких усилителей.
51. Характеристики источников собственных шумов.

52. Активные RC -фильтры на основе ОУ. Звенья ФНЧ и ФВЧ первого порядка.
53. Активные RC -фильтры, звенья ФНЧ и ФВЧ второго порядка.

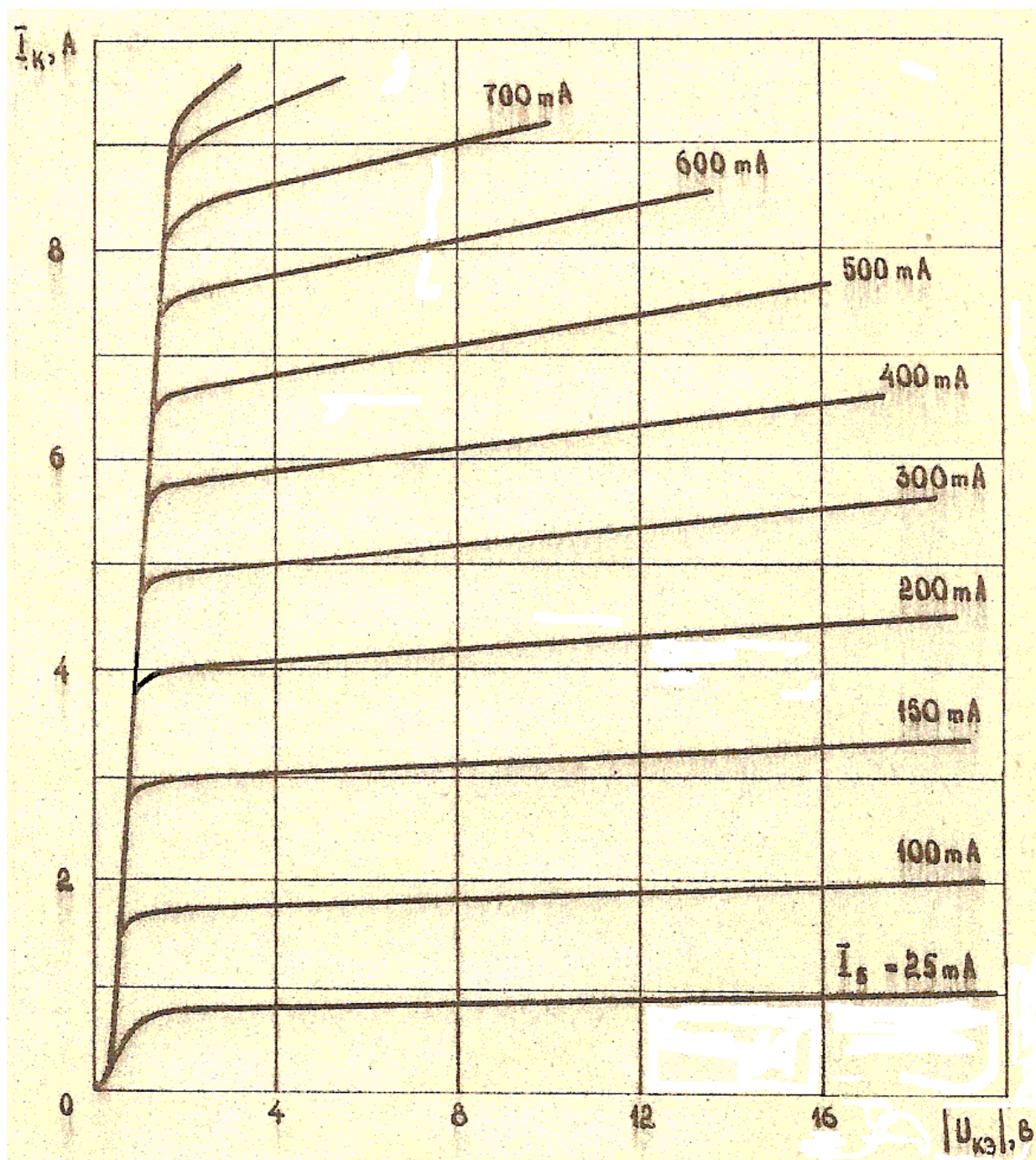
№ 1. Типовые выходные характеристики КТ818 и КТ819



№ 2. Типовые входные характеристики КТ818 и КТ819



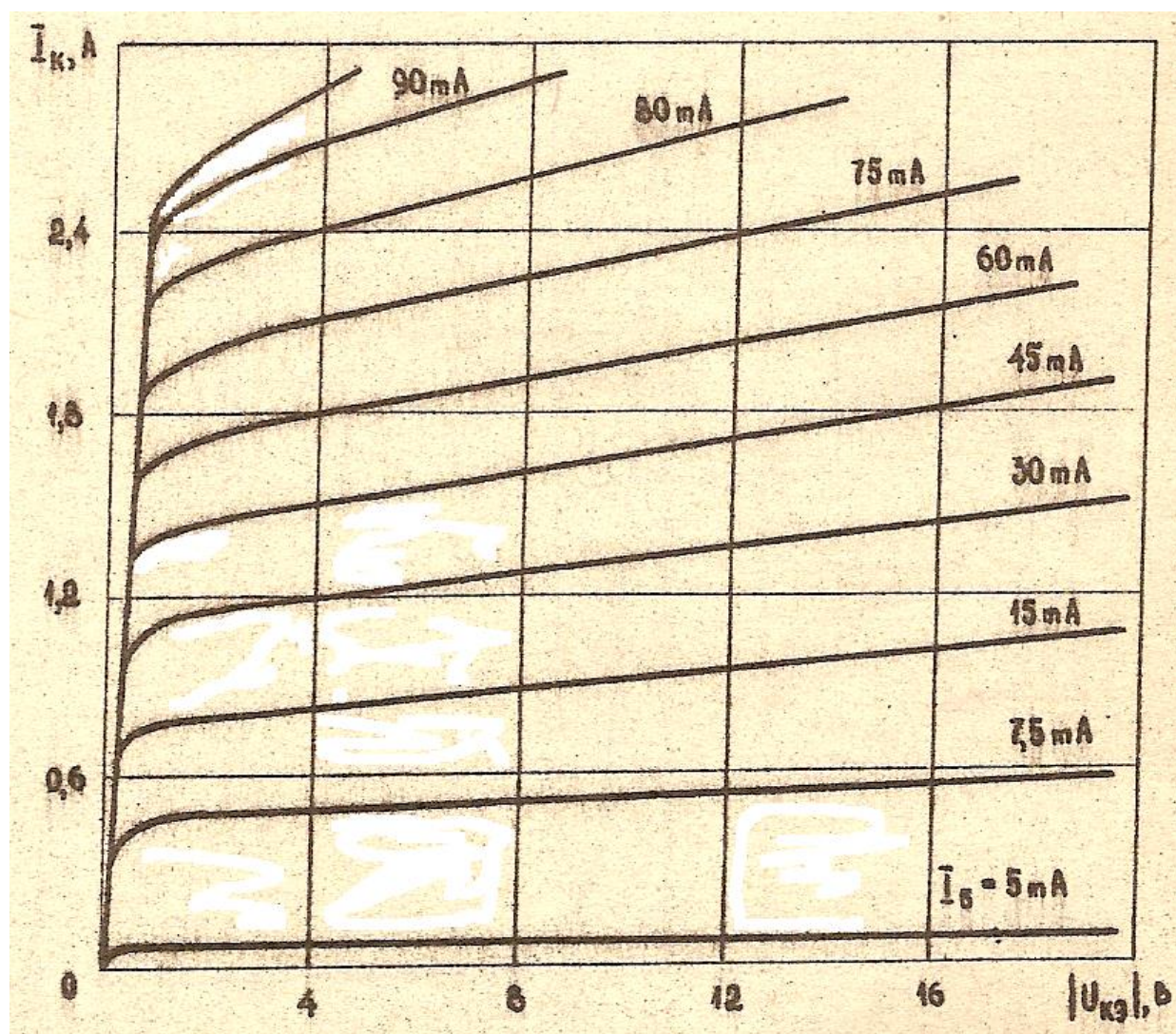
№ 3. Типовые выходные характеристики КТ818 и КТ819



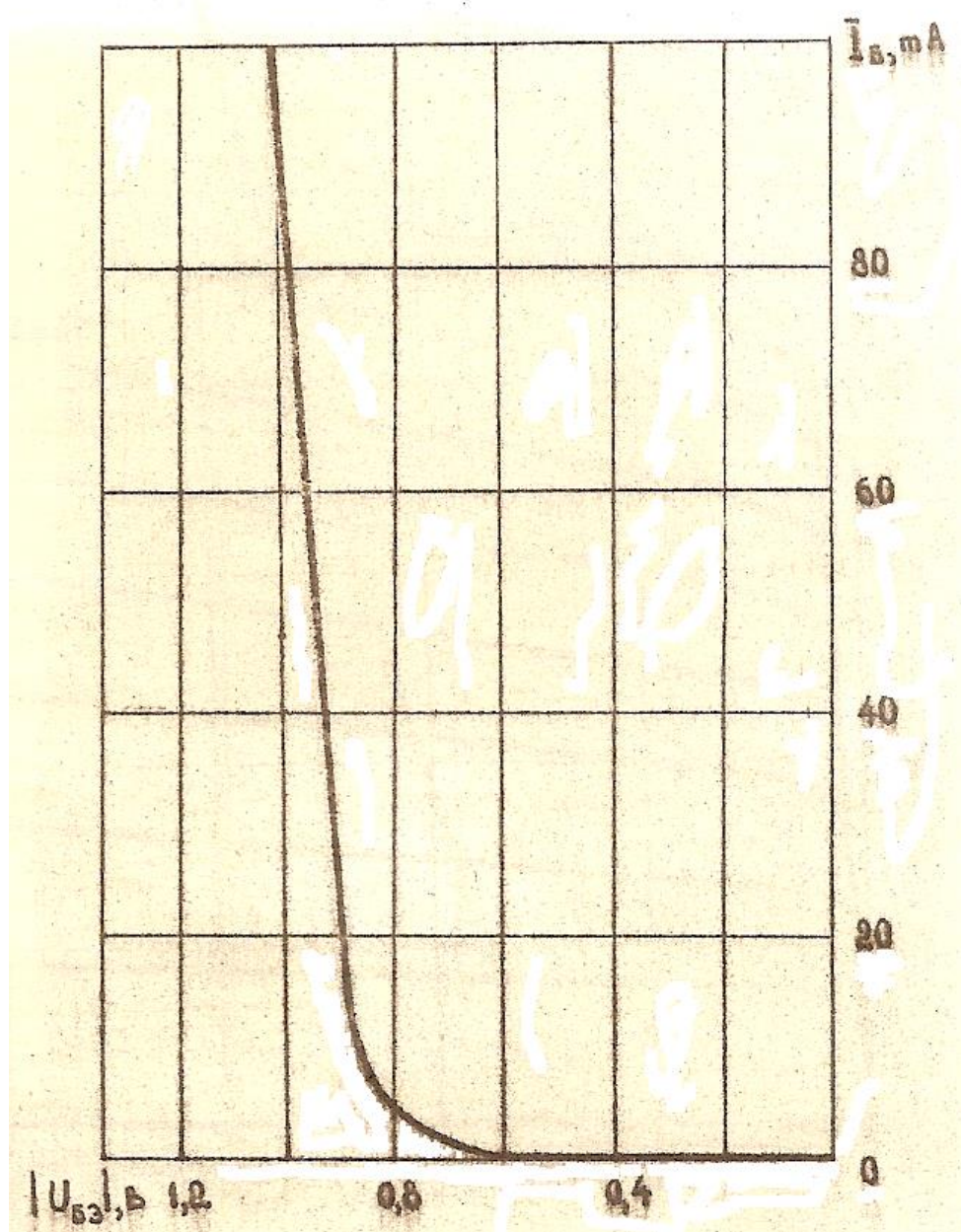
№ 4. Типовые входные характеристики КТ818 и КТ819



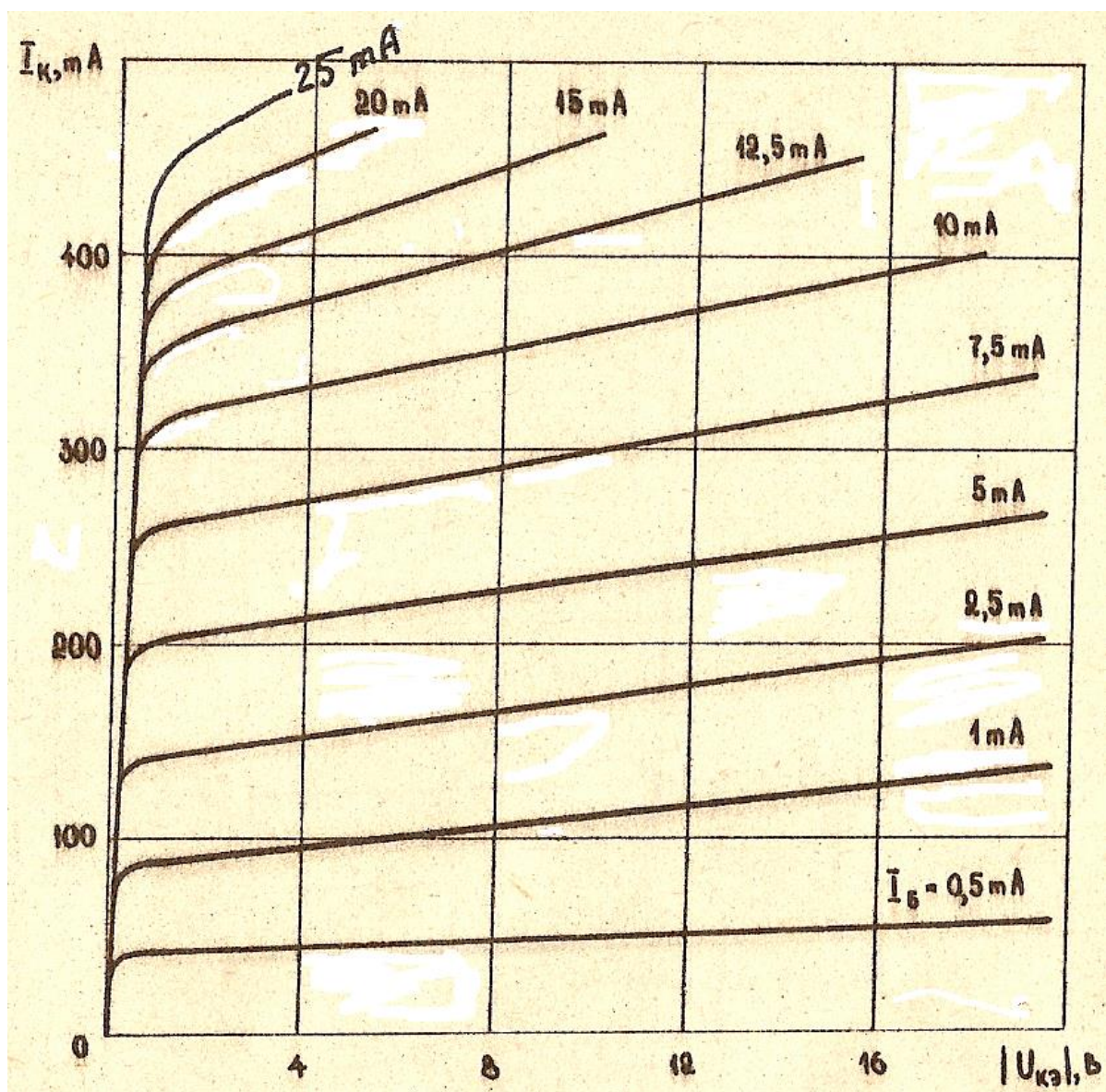
№ 5. Типовые выходные характеристики КТ816 и КТ817



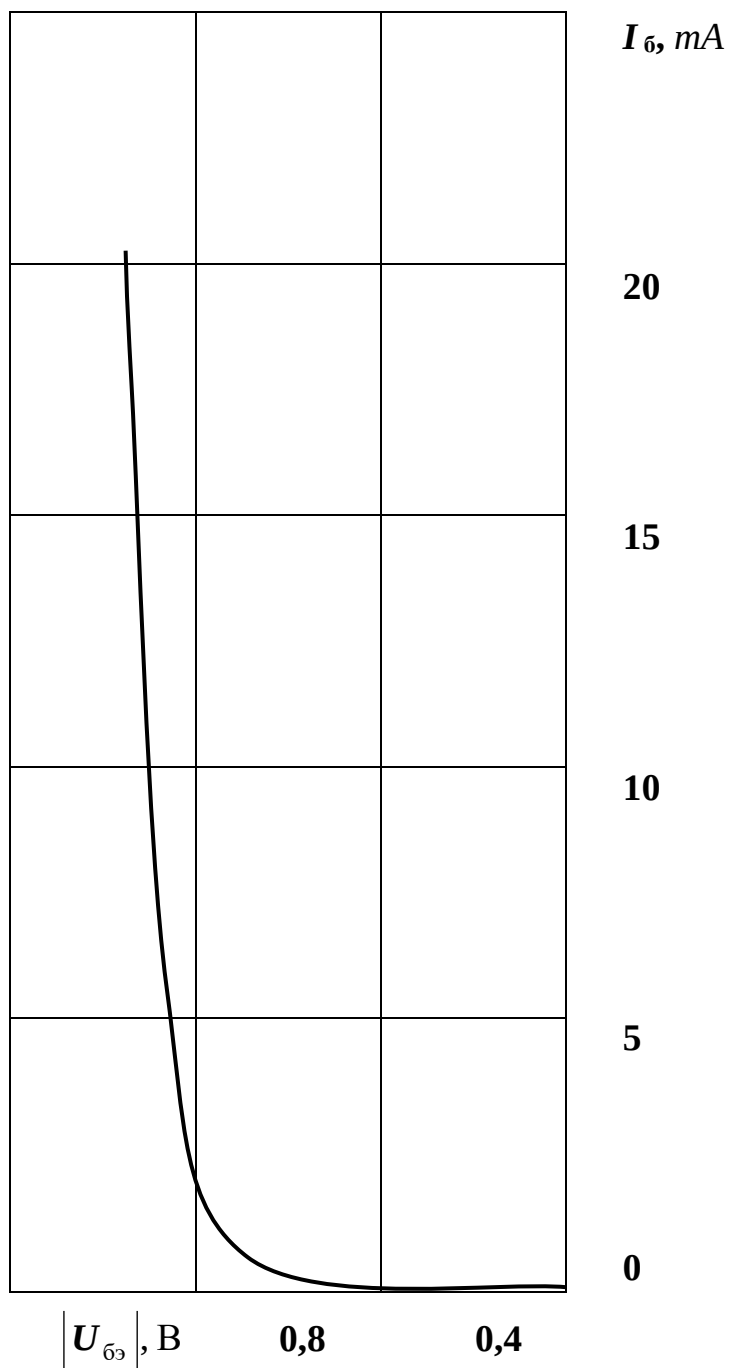
№ 6. Типовые входные характеристики КТ816 и КТ817



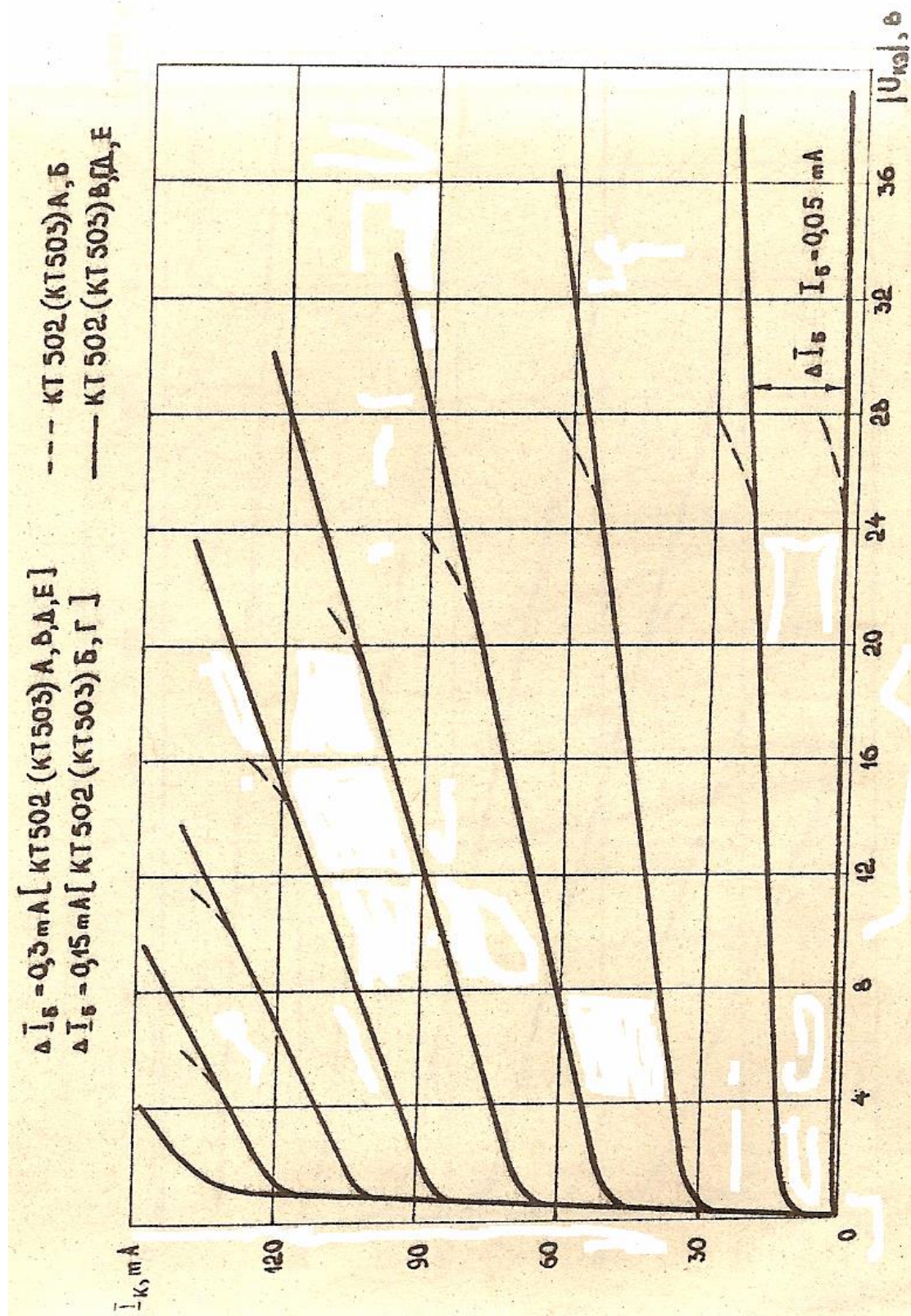
№ 7. Типовые выходные характеристики КТ814 и КТ815



№ 8. Типовые входные характеристики КТ814 и КТ815

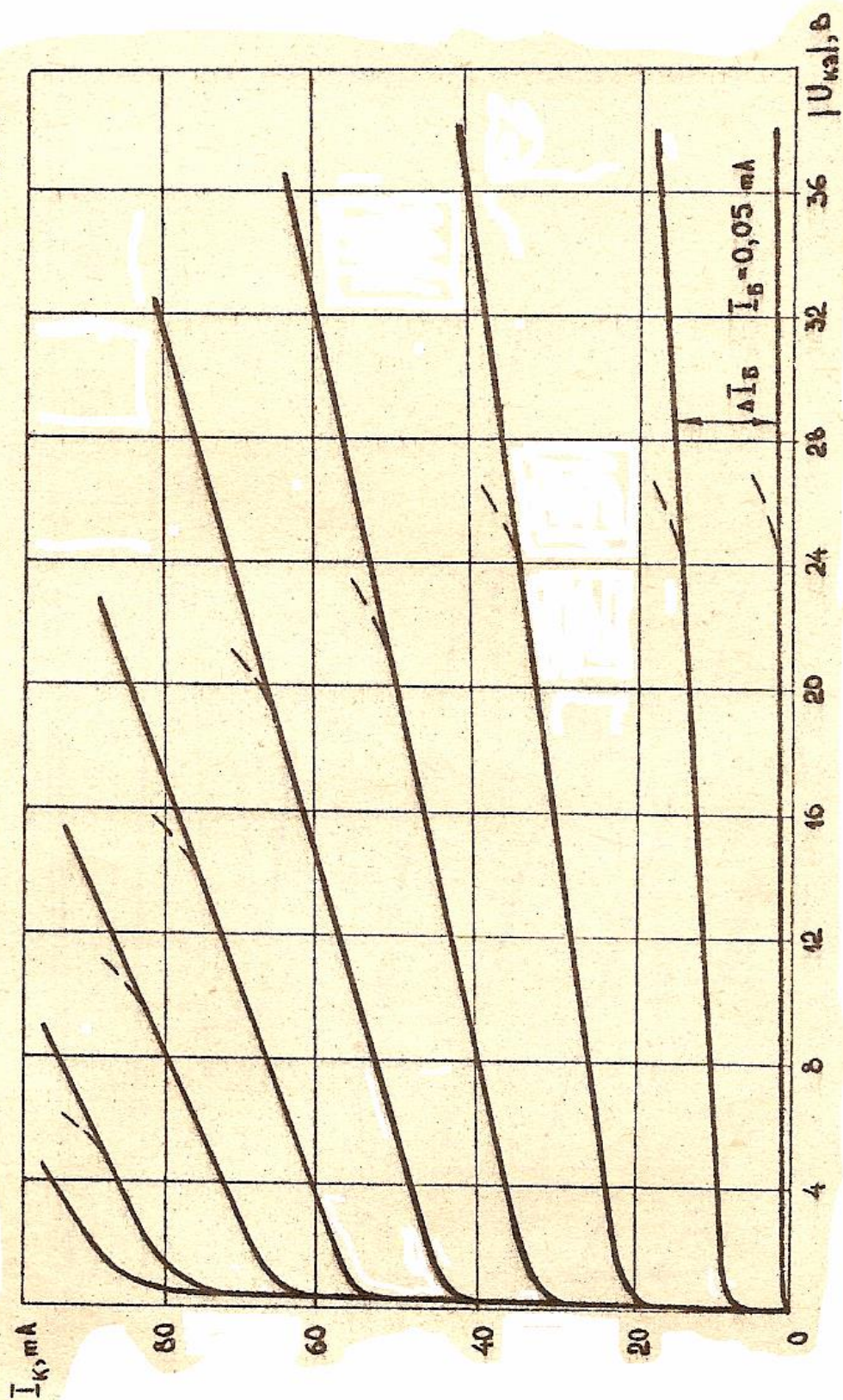


№9. Типовые выходные характеристики КТ502 и КТ503

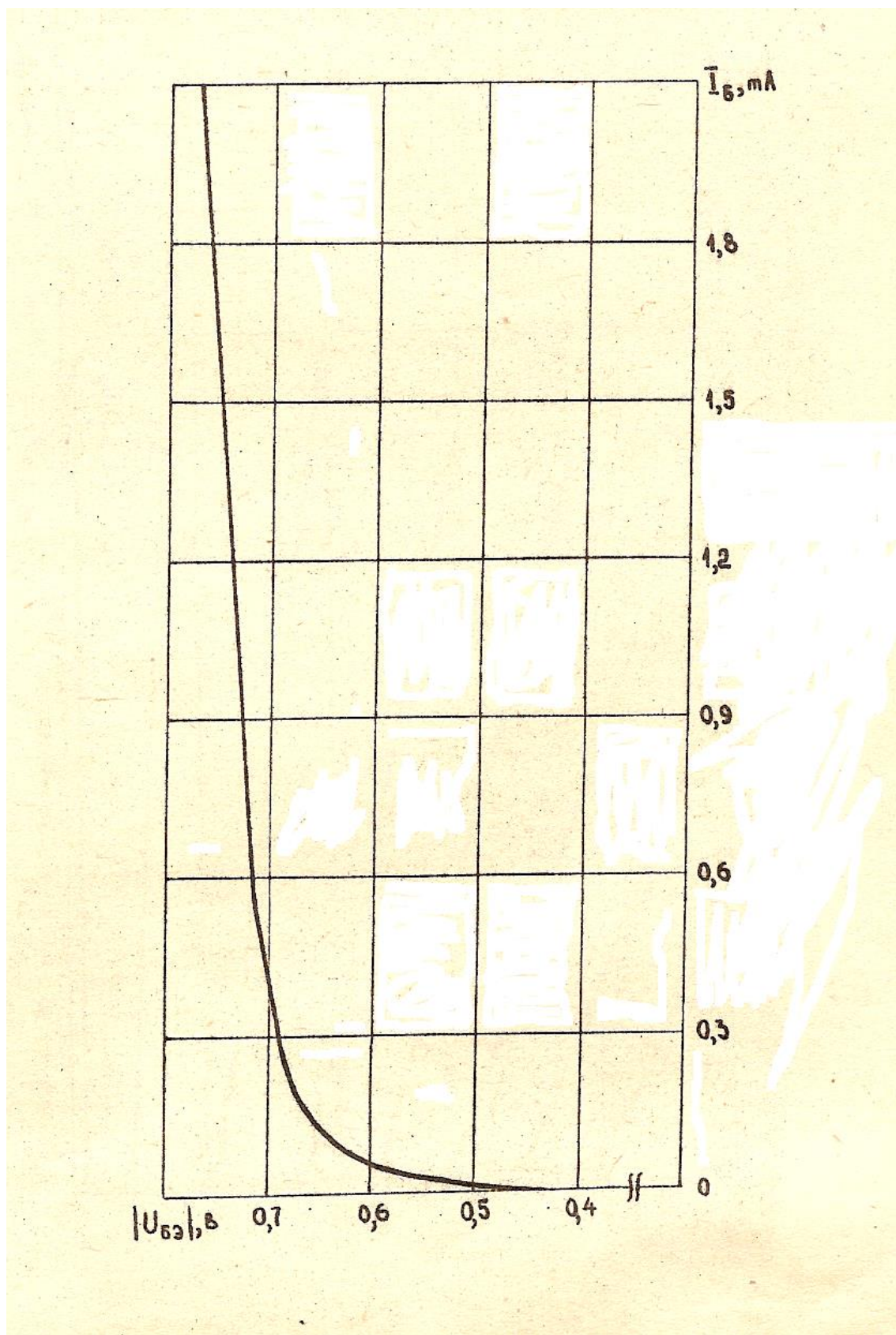


№ 10 Типовые выходные характеристики КТ502 и КТ503

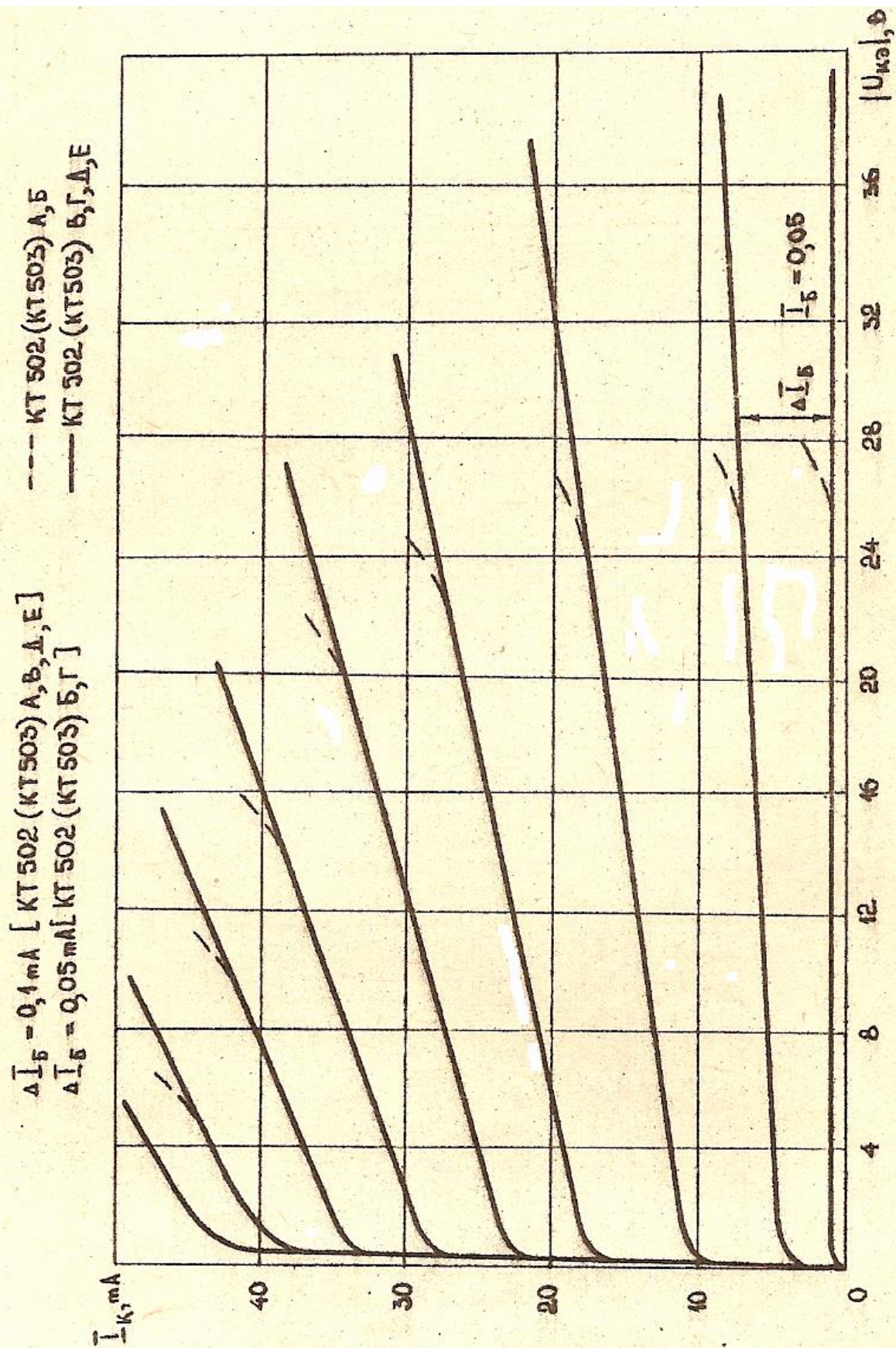
$\Delta I_B = 0,25 \text{ mA}$ [КТ502 (КТ503) А, Б, Д, Е]
 $\Delta I_B = 0,1 \text{ mA}$ [КТ502 (КТ503) В, Г]



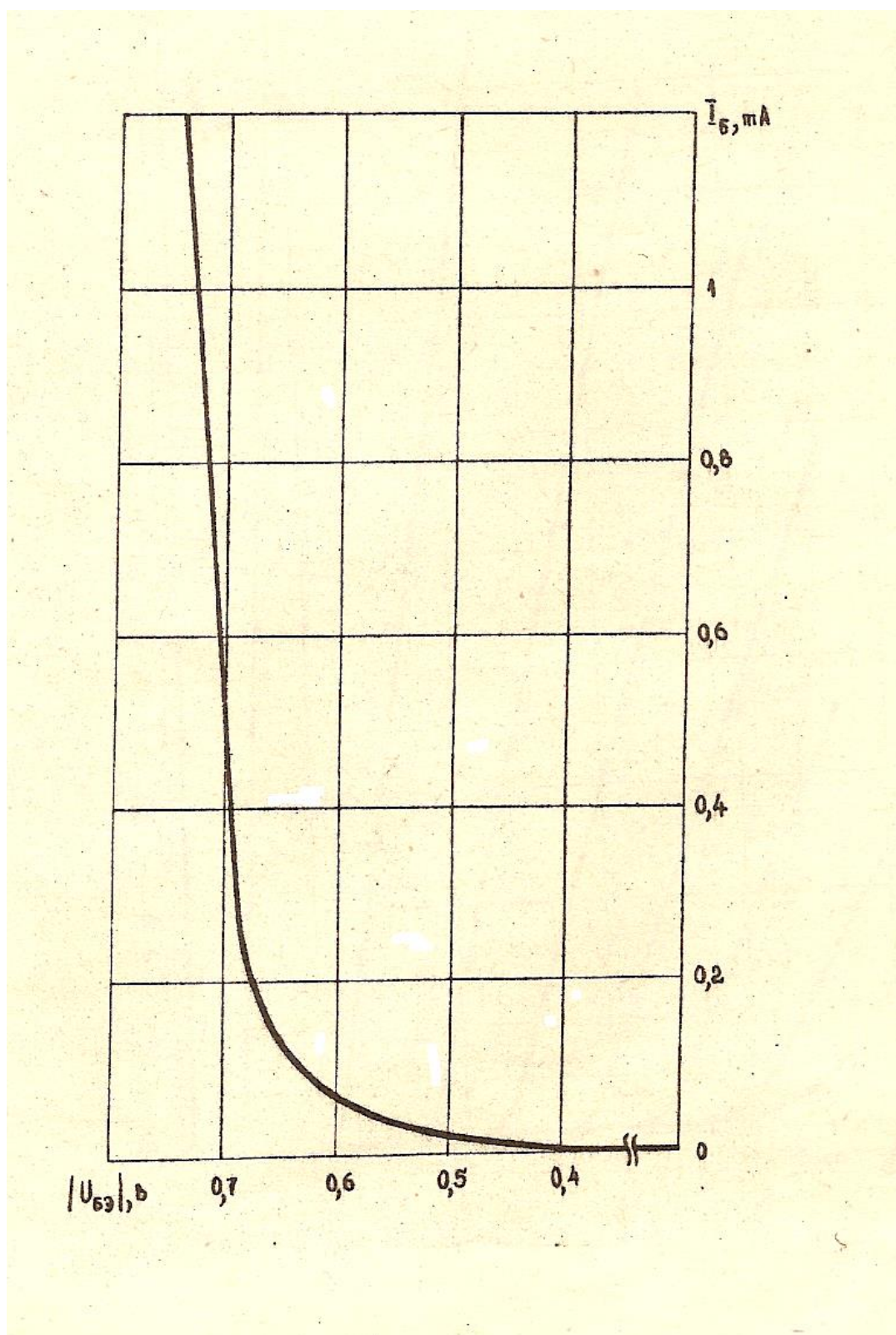
№ 11. Типовые выходные характеристики КТ502 и КТ503



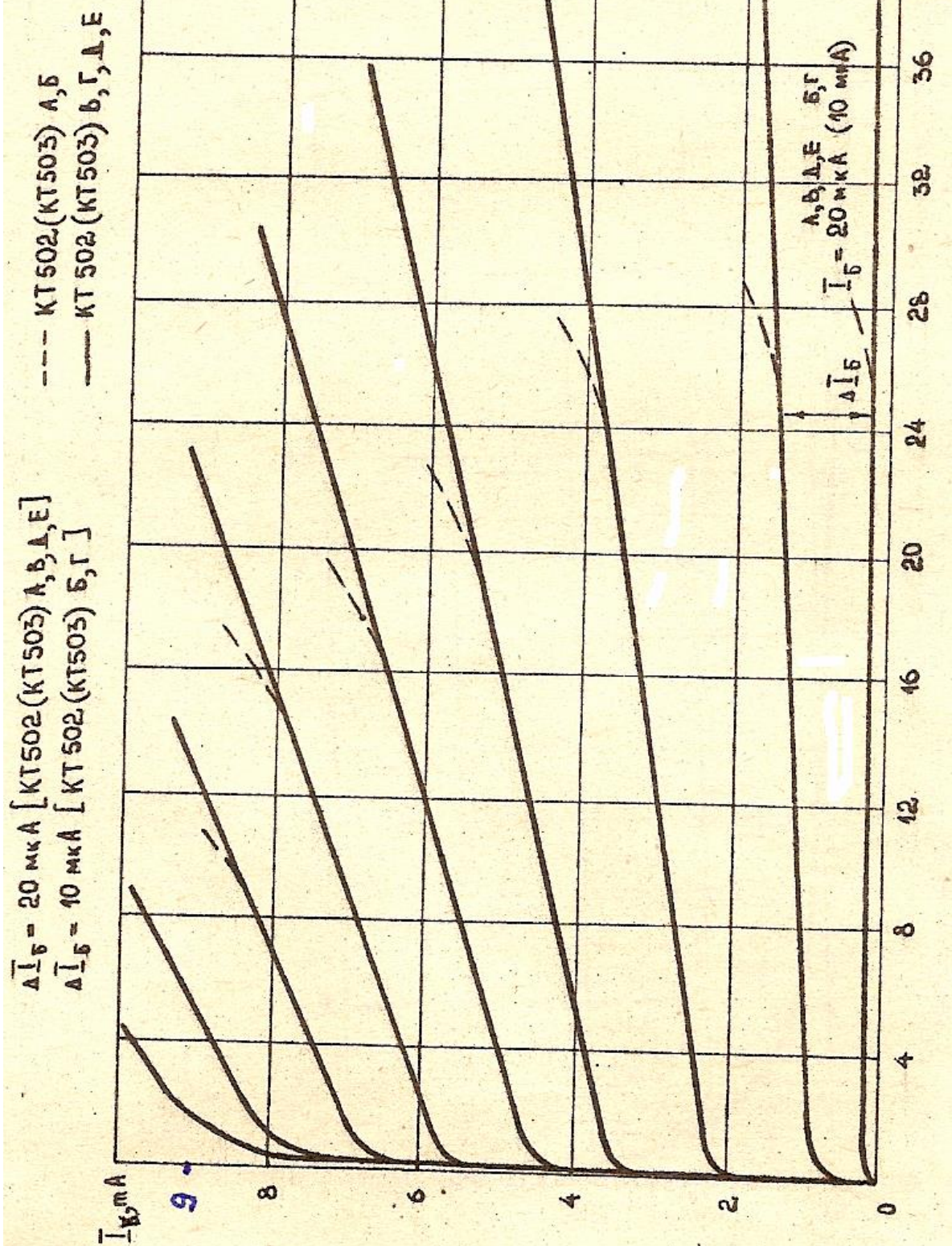
№12. Типовые выходные характеристики КТ502 и КТ503



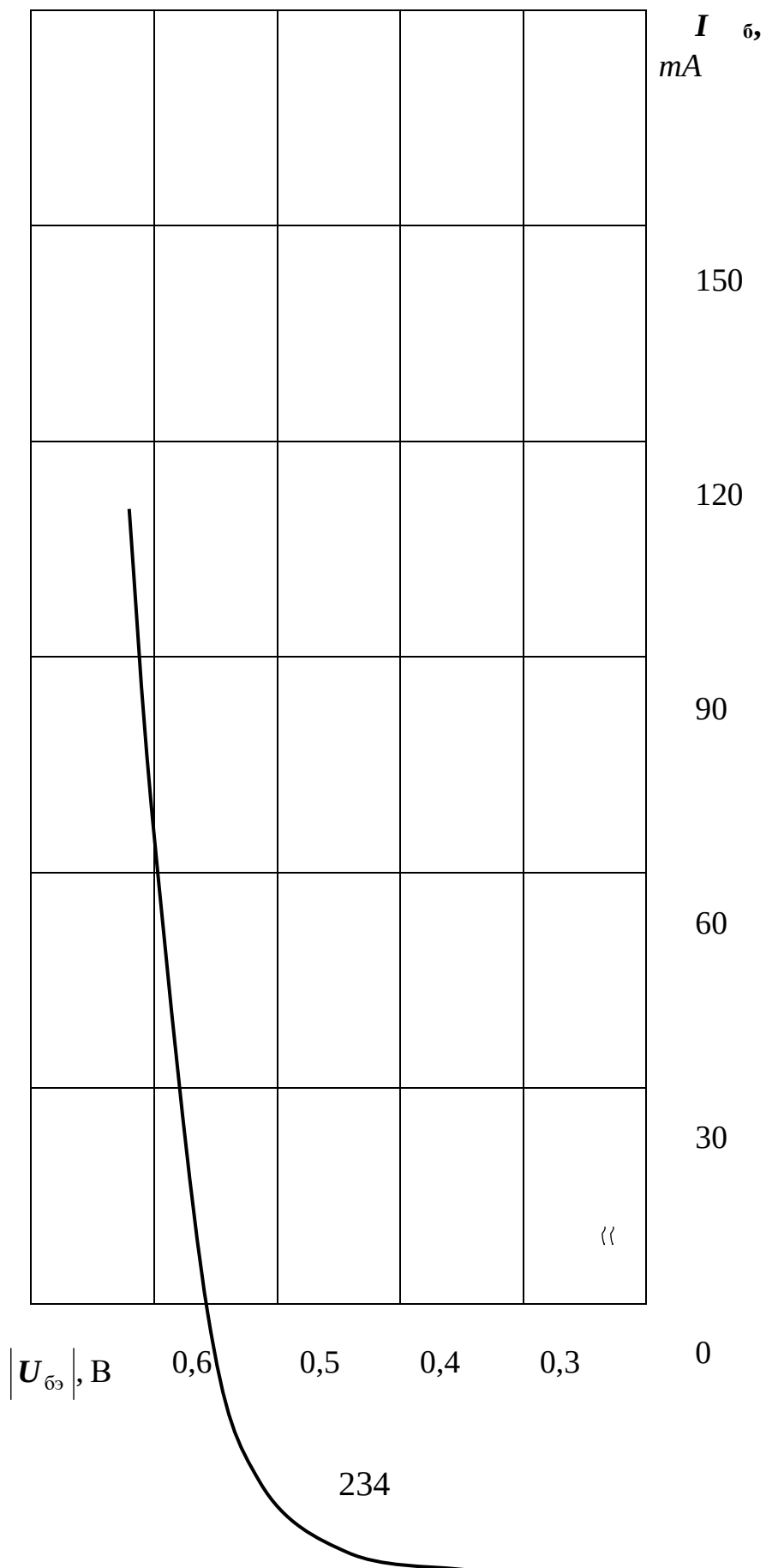
№ 13. Типовые входные характеристики КТ502 и КТ503



№ 14. Типовые выходные характеристики КТ502 и КТ503



№ 15. Типовые входные характеристики КТ502 и КТ503



СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ТРАНЗИСТОРОВ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

№ п/п	Тип проводимости	Тип транзистора	Предельно допустимые параметры				Параметры для теплового расчёта			Усилительные свойства		Номера характеристик
			$P_{k \text{ доп}}$	$I_{k \text{ доп}}$	$U_{k \text{ доп}}$	$f_{h_{21 \varepsilon}}$	$t_{п \text{ доп}}$	$R_{Т \text{ п-к}}$	$R_{Т \text{ п-к}}$	$h_{21 \varepsilon}$	$h_{21 \varepsilon} \text{ ср., тип.}$	
			Вт	А	В	МГц	°С	°С/Вт	°С/Вт	—	—	
5	n-p-n	КТ819 А	100 (2)	15	40	5	125	1,0	0,5	> 15	30	1 – 4
		М	— " —	— " —	50	— " —	— " —	— " —	— " —	> 20	— " —	
		БМ	— " —	— " —	70	— " —	— " —	— " —	— " —	> 15	— " —	
		ВМ	— " —	— " —	90	— " —	— " —	— " —	— " —	> 12	— " —	
		ГМ	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
6	n-p-n	КТ819А	60 (1,5)	10	40	5	125	1,66	1,5	> 15	30	1 – 4
		Б	— " —	— " —	50	— " —	— " —	— " —	— " —	> 20	— " —	
		В	— " —	— " —	70	— " —	— " —	— " —	— " —	> 15	— " —	
		Г	— " —	— " —	100	— " —	— " —	— " —	— " —	> 12	— " —	
		— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
7	p-n-p	КТ818А	100 (2)	15	40	4,5	125	1,0	0,5	> 15	30	1 – 4
		М	— " —	— " —	50	— " —	— " —	— " —	— " —	> 20	— " —	
		БМ	— " —	— " —	70	— " —	— " —	— " —	— " —	> 15	— " —	
		ВМ	— " —	— " —	90	— " —	— " —	— " —	— " —	> 12	— " —	
		ГМ	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
8	p-n-p	КТ818А	60 (1,5)	10	40	4,5	125	1,66	1,5	> 15	30	1 – 4
		Б	— " —	— " —	50	— " —	— " —	— " —	— " —	> 20	— " —	
		В	— " —	— " —	70	— " —	— " —	— " —	— " —	> 15	— " —	
		Г	— " —	— " —	100	— " —	— " —	— " —	— " —	> 12	— " —	
		— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
9	n-p-n	КТ817А	25 (1)	3	40	5	150	5,0	2,0	25-250	30	5 – 6
		Б	— " —	— " —	45	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
		В	— " —	— " —	60	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
		Г	— " —	— " —	100	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
		— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
10	p-n-p	КТ816А	25 (1)	3	40	5	150	5,0	2,0	25-275	30	5 – 6
		Б	— " —	— " —	45	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
		В	— " —	— " —	60	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
		Г	— " —	— " —	100	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
		— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
11	n-p-n	КТ815А	10 (1)	1,5	40	3	150	10	2,0	35-140	70	7 – 8
		Б	— " —	— " —	50	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
		В	— " —	— " —	70	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
		Г	— " —	— " —	100	— " —	— " —	— " —	— " —	30-80	— " —	
		— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
12	p-n-p	КТ814А	10 (1)	1,5	40	3	150	10	2,0	35-140	70	7 – 8
		Б	— " —	— " —	50	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
		В	— " —	— " —	70	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	
		Г	— " —	— " —	100	— " —	— " —	— " —	— " —	30-80	— " —	
		— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	— " —	

СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ТРАНЗИСТОРОВ

№ п/п	Тип проводимости	Тип транзистора	Предельно допустимые параметры				Параметры для теплового расчёта				Малосигнальные параметры				Номера характеристик
			$P_{k \text{ доп}}$	$I_{k \text{ доп}}$	$U_{k \text{ доп}}$	$f_{h_{21э}}$	$t_{\text{п доп}}$	$R_{\text{Тп-с}}$	$I_{\text{кбо}}$	$h_{21э}$	$h_{21э \text{ ср., тип.}}$	r_{δ}			
													Вт	А	
1	<i>u-d-u</i>	КТ815А	(1)	1,5	40	3	150	115	400	35-140	70	3,3	7—8		
		Б	—	—	50	—	—	—	—	—	—	—			
		В	—	—	70	—	—	—	—	—	—	—			
		Г	—	—	100	—	—	—	—	30-80	—	—			
2	<i>d-u-d</i>	КТ814А	(1)	1,5	40	3	150	115	400	35-140	70	3,3	7—8		
		Б	—	—	50	—	—	—	—	—	—	—			
		В	—	—	70	—	—	—	—	—	—	—			
		Г	—	—	100	—	—	—	—	30-80	—	—			
3	<i>u-d-u</i>	КТ503А	0,35	0,15	25	15	150	250	1	40-120	80	100	9—15		
		Б	—	—	25	—	—	—	—	80-240	140	—			
		В	—	—	40	—	—	—	—	40-120	80	—			
		Г	—	—	40	—	—	—	—	80-240	140	—			
		Д	—	—	60	—	—	—	—	40-120	80	—			
		Е	—	—	80	—	—	—	—	40-120	80	—			
4	<i>d-u-d</i>	КТ502А	0,35	0,15	25	15	150	250	1	40-120	80	100	9—15		
		Б	—	—	25	—	—	—	—	80-240	140	—			
		В	—	—	40	—	—	—	—	40-120	80	—			
		Г	—	—	40	—	—	—	—	80-240	140	—			
		Д	—	—	60	—	—	—	—	40-120	80	—			
		Е	—	—	80	—	—	—	—	—	—	—			

СОДЕРЖАНИЕ

1. Информация о дисциплине	4
1.1. Предисловие	4
1.2. Содержание дисциплины и виды учебной работы	5
1.2.1. Содержание дисциплины (по ГОС ВПО)	5
1.2.2. Объём дисциплины и виды учебной работы	5
1.2.3. Перечень видов практических занятий и контроля	6
2. Рабочие учебные материалы	6
2.1. Рабочая программа	6
2.2. Тематический план дисциплины	9
2.2.1. Тематический план дисциплины для студентов очно-заочной формы обучения	9
2.2.2. Тематический план дисциплины для студентов заочной формы обучения	10
2.3. Структурно-логическая схема дисциплины	11
2.4. Временной график изучения дисциплины при использовании информационно-коммуникационной технологии	12
2.5. Практический блок	13
2.5.1. Практические занятия	13
2.5.1.1. Практические занятия (очно-заочная форма обучения)	13
2.5.1.2. Практические занятия (заочная форма обучения)	13
2.5.2. Лабораторные работы	14
2.5.2.1. Лабораторные работы (очно-заочная форма обучения)	14
2.5.2.2. Лабораторные работы (заочная форма обучения)	14
2.6. Балльно-рейтинговая система оценки знаний	15
3. Информационные ресурсы дисциплины	16
3.1. Библиографический список	16
3.2. Опорный конспект	17
Введение	17
3.2.1. Показатели и характеристики аналоговых электронных устройств	18
3.2.1.1. Основные определения и классификация аналоговых электронных устройств	18
3.2.1.2. Основные энергетические показатели усилителя и количественная оценка усиления	21
3.2.1.3. Искажения, вносимые усилителем	24
3.2.1.4. Фазочастотные искажения	28
3.2.1.5. Переходные искажения	31
3.2.1.6. Связь между переходной и частотной характеристиками	35

3.2.1.7.	Нелинейные искажения	37
3.2.1.8.	Помехи и шумы	40
	Вопросы для самопроверки	42
3.2.2.	Обратная связь и её влияние на показатели и характеристики аналоговых электронных устройств	43
3.2.2.1.	Основные определения и классификация видов обратной связи	43
3.2.2.2.	Эквивалентные параметры усилителя с обратной связью	47
	Вопросы для самопроверки	60
3.2.3.	Транзисторный усилительный каскад	60
3.2.3.1.	Постановка задачи и упрощающие предположения	60
3.2.3.2.	Схемы включения транзистора и их обобщение	61
3.2.3.3.	Первичные параметры транзистора и методы расчёта технических показателей каскада для включения ОБ, ОЭ, ОК	67
	Вопросы для самопроверки	71
3.2.4.	Обеспечение и стабилизация режима работы транзисторов по постоянному току	71
3.2.4.1.	Основные способы осуществления исходного режима транзисторов	72
3.2.4.2.	Стабилизация исходного режима	76
	Вопросы для самопроверки	79
3.2.5.	Каскады предварительного усиления	79
3.2.5.1.	Резистивный каскад ОЭ	79
	Вопросы для самопроверки	81
3.2.6.	Оконечные усилительные каскады	82
3.2.6.1.	Работа транзистора при больших уровнях сигнала. Построение динамических характеристик	82
3.2.6.2.	Режимы работы транзистора	88
3.2.6.3.	Двухтактные оконечные каскады	92
3.2.6.4.	Схемы двухтактных оконечных каскадов и их свойства	97
	Вопросы для самопроверки	100
3.2.7.	Операционные усилители	100
	Вопросы для самопроверки	105
3.2.8.	Устройства регулировки усиления, перемножения и деления сигналов	105
	Вопросы для самопроверки	109
3.2.9.	Усилители высокой чувствительности	109
	Вопросы для самопроверки	110
3.2.10.	Активные RC-фильтры	111
	Вопросы для самопроверки	113

3.3.	Глоссарий	113
3.4.	Методические указания к выполнению лабораторных работ	115
3.5.	Методические указания к проведению практических занятий	152
4.	Блок контроля освоения дисциплины	162
4.1.	Задание на контрольную работу и методические указания к её выполнению	162
4.2.	Задание на курсовой проект и методические указания по его выполнению	171
4.3.	Тесты текущего контроля	205
4.4.	Итоговый контроль. Вопросы к экзамену по дисциплине «Схемотехника аналоговых электронных устройств»	218
	Приложение 1	221
	Приложение 2	236